

Université Mohamed Boudiaf - M'sila



FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

Numéro de série :

Numéro d'inscription:

THESE

Présentée pour obtenir le diplôme de

DOCTORAT En SCIENCES

Spécialité: Génie Electrique

Option: Génie Electrique

Présentée par

HELLALI LALLOUANI

Ingénieur d'État en Électrotechnique à l'Université de M'sila

Magistère en Électrotechnique à l'Université de Batna 2

Thème

Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile

Soutenue le : 28-06-2020

Devant le jury composé de:

<u>Nom & Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
CHEKROUN Salim	M.C.A	Université de M'sila	Président
BELHAMDI Saad	M.C.A	Université de M'sila	Encadreur
BENYETTOU Loutfi	M.C.A	Université de M'sila	Co- Encadreur
BENALIA Leila	Professeur	Université de Batna 2	Examineur
BENAGGOUNE Said	Professeur	Université de Batna 2	Examineur
BELKACEM Sebti	Professeur	Université de Batna 2	Examineur

Année Universitaire : **2019/2020**

Remerciements

Je remercie en premier lieu Dieu de m'avoir donné le courage et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

*Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire LGÉ de M'sila Sous la direction Mr **BELHAMDI SAAD**, Maitre de conférence à l'université de M'sila, qu'il me soit permis de lui exprime toute ma gratitude pour ses encouragements, son suivi, sa rigueur, ses précieux conseils, et ses qualités humaines.*

*Je tiens également à remercier Monsieur **BENYETTOU Loutfi**, Maitre de conférence à l'université de M'sila, pour avoir accepté de co-diriger cette thèse, pour son appui et son orientation.*

Je remercie tous les membres de jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail :

*Monsieur **CHEKROUN Salim**, Maitre de conférence professeur de l'enseignement supérieur au département d'électrotechnique de l'Université de M'sila pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette Thèse.*

*Mme **BENALIA Leila**, Professeur à l'université de Batna 2, pour sa participation au jury en tant qu'examineur.*

*Monsieur **BENAGGOUNE Said**, Professeur à l'université de Batna 2, pour sa participation au jury en tant qu'examineur.*

*Monsieur **BELKACEM Sebti**, Professeur à l'université de Batna 2, pour sa participation au jury en tant qu'examineur.*

Pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

J'aimerais à présent remercier mes proches et en premier lieu mes parents de m'avoir soutenu et d'avoir cru en moi. Je remercie aussi ma femme, mes frères, mes sœurs, et toute ma famille.

Mes remerciements vont également à mes amis, mes collègues et mes enseignants.

Enfin, tous ceux et celles qui m'ont aidé et soutenu durant tout mon parcours qu'ils trouvent ici l'expression de mes remerciements les plus sincères.

Sommaire

Remerciements

Sommaire

Notations et symboles

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale 1

Chapitre I

Etat de l'art

I.1 Introduction 6

I.2 Rappels sur les machines polyphasées 6

I.3 Techniques de commande appliqué à la machine asynchrone double étoile 7

I.3.1. Commande scalaire 8

1.3.2. Commande vectorielle 8

I.3.3. Commande directe du couple 9

I.3.4. Techniques d'amélioration de la DTC 10

I.4. Conclusion 15

Chapitre II

Modélisation de l'association convertisseur-machine asynchrone double étoile

II.1 Introduction 16

II.2 Présentation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) 16

II.2.1. Description générale de la machine asynchrone double étoile 16

II.3 Modèle triphasé de la machine asynchrone double étoile 17

II.3.1. Equations électriques 18

II.3.2. Equations de Flux 19

II.3.3. Couple Electromagnétique	21
II.4 Modélisation de la machine asynchrone double étoile dans le repère biphasé	21
II.4.1. Transformation de Park	22
II.4.2. Transformation de Clarke	22
II.4.3. Choix du système d'axes	23
II.4.4. Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (d,q)	23
II.4.4.1. Equations de tensions	24
II.4.4.2. Equations de Flux	25
II.4.4.3. Couple Electromagnétique	26
II.4.4.4. Mise sous Forme d'état	27
II.4.5. Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (α,β)	30
II.5 Alimentation de la machine asynchrone double étoile	31
II.5.1. Modélisation du redresseur à diode	32
II.5.2. Modélisation du filtre	33
II.5.3. Onduleur de tension à deux niveaux	34
II.5.3.1. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux	34
II.5.3.2. Représentation vectorielle	36
II.5.3.3. Commande de l'onduleur à deux niveaux	38
II.5.3.3.1 Commande par Modulation Sinus-triangle	38
II.5.3.3.2 Commande par Modulation Vectorielle	39
II.5.4. Onduleur de tension à trois niveaux	44
II.6. Résultats de simulation	55
II.7. Conclusion	61

Chapitre III

Contrôle de la MASDE par les techniques FOC et DTC

III.1 Introduction	62
III.2 Commande vectorielle	62

III.2.1. Principe	62
III.2.2. Choix d'orientation du flux	64
III.2.3. Les méthodes de la commande vectorielle	64
III.2.3.1. Commande vectorielle indirecte	65
III.2.3.2. Commande vectorielle directe	65
III.2.4. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté	65
III.2.4.1. Découplage entrée-sortie	67
III.2.4.2. Estimateur du flux	69
III.2.5. Résultats de simulation	70
III.3. Commande directe du couple	76
III.3.1. Principe	76
III.3.2. Contrôle du flux statorique	77
III.3.3. Contrôle du couple électromagnétique	79
III.3.4. Sélection de vecteur tension	81
III.3.5 Structure de la commande directe du couple	82
III.3.5.1. Estimation du flux statorique	82
III.3.5.2. Estimation du couple électromagnétique	83
III.3.5.3. Elaboration du correcteur du flux	83
III.3.5.4. Élaboration du correcteur du couple	84
III.3.5.5. Élaboration de la table de commutation	86
III.3.6. Résultats de simulation	89
III.4 DTC à trois niveaux de la MASDE	94
III.4.1. Détermination des secteurs angulaires	94
III.4.2. Comparateur à hystérésis du couple	95
III.4.3. Table de commutation de la DTC à trois niveaux	95
III.4.4. Résultats de simulation	96
III.5. Commande DTC-SVM	97
III.5.1. Régulation du flux statorique	98
III.5.2. Régulation du couple électromagnétique	102

III.5.3. Résultats de simulation	104
III.6. Commande DTC-SVM multi niveaux	105
III.6.1. Résultats de simulation	105
III.7. Conclusion	106

Chapitre IV

Réglage robuste de la vitesse appliquée à la MASDE par la logique floue type-1 et type-2

IV.1 Introduction	108
IV.2 Généralité sur la logique floue	108
IV.2.1. Définition	109
IV.2.2. Principe de la logique floue	109
IV.2.3. Quelques domaines d'applications	109
IV.2.4. Les avantages et les inconvénients du réglage par logique floue	109
IV.3 Eléments de base de la logique floue type-1	110
IV.3.1. Les ensembles flous	110
IV.3.2. Variable linguistique	111
IV.3.3. Différentes formes de fonction d'appartenance	111
IV.3.4. Opérateurs en logique floue	113
IV.4 Structure générale d'un système flou type-1	114
IV.4.1. Fuzzification	115
IV.4.2. Base de règles	115
IV.4.3. Moteur d'inférence	116
IV.4.4. Défuzzification	117
IV.5 Application de la logique floue type-1 à la commande de la MASDE	119
IV.5.1. Résultats de simulation	122
IV.6 Concept des ensembles flous de type-2	131
IV.6.1. Représentation d'un ensemble flou type-2	131
IV.6.2. Définitions	132

IV.7 Systèmes flous type-2	134
IV.7.1. Fuzzification	136
IV.7.2. Base des règles	136
IV.7.3. Mécanisme d'inférence	136
IV.7.4. Le module de traitement de la sortie	137
IV.7.4.1. Réduction de type	137
IV.7.4.2. Défuzzification	138
IV.8 Application de la logique floue type-2 à la commande de la MASDE	139
IV.8.1. Résultats de simulation	140
IV.9 Conclusion	149

Chapitre V

Application de la commande floue type-2 adaptative à la MASDE

V.1 Introduction	150
V.2 Généralité sur la commande adaptative	150
V.2.1. Définitions	150
V.2.2. Commande adaptative floue	151
V.2.2.1. Commande adaptative floue indirecte	151
V.2.2.2. Commande adaptative floue directe	151
V.3 Commande adaptative floue type-1	152
V.3.1. Loi de commande	153
V.3.2. Mécanisme d'ajustement	153
V.3.3. Résultats de simulation	155
V.4 Commande adaptative floue type-2	160
V.4.1 Résultats de simulation	161
V.5 Etude comparative	166
V.5.1. Comparaison qualitative	166

V.5.2. Comparaison quantitative	175
V.6 Conclusion	177
Conclusion générale	178
Annexe	
Bibliographie	
Résumé	

Notations et Symboles

CAFT1 : Contrôleur adaptatif flou type-1.

CAFT2 : Contrôleur adaptatif flou type-2.

Ccpl : Etat de sortie du comparateur du couple.

Cflx : Etat de sortie du comparateur du flux statorique.

CFT1 : Contrôleur flou type-1.

CFT2 : Contrôleur flou type-2.

DFOC : Commande vectorielle directe par orientation de flux (Direct field oriented control).

DTC : Commande directe du couple (Direct torque control).

EFT-1 : Ensemble flou type-1.

EFT-2 : Ensemble flou type-2.

FOC : Commande vectorielle par orientation de flux (Field oriented control).

FOU : Footprint of uncertainty.

IGBT : Transistor bipolaire à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor).

IT2FLC: Contrôle par la logique floue type-2 intervalle (Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller).

MASDE : Machine Asynchrone Double Etoile (Dual star induction machine).

MLI : Modulation de largeur d'Impulsion.

NPC : Point neutre "clampé" (Neutral-Point-Clamped).

PI : Proportionnel Intégral.

SVM : MLI vectorielle (Space vector modulation).

α : L'angle de décalage entre les deux étoiles.

A, B, C : Indices correspondants aux trois phases a, b, c.

r : Indices correspondants au rotor.

s1 : Indices correspondants au l'étoile 1.

s2 : Indices correspondants au l'étoile 2.

d - q : Axe direct (en quadrature).

R_{s1}, R_{s2} : Résistances d'une phase se l'étoile 1 et l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

L_{s1}, L_{s2}, L_r : Inductances de fuite des enroulements statorique et rotorique.

L_{ms}, L_{mr}, M_{sr} : Valeur maximale des inductances mutuelles.

J : Moment l'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

K_f : Coefficient de frottement.

θ_0 : Position initiale du rotor par rapport au l'`etoile 1.

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'`etoile 1, l'`etoile 2 et le rotor.

p : Nombre de paires de pôles.

g : Glissement.

m : Indice de modulation.

r : coefficient de réglage en tension.

S_a, S_b, S_c : Etats des interrupteurs de l'onduleur à deux niveaux.

$S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2}$: Etats des interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux.

U_d : La tension redressée.

U_{dc} : La tension de bus continu.

f_c : Fréquence de coupure du filtre.

K_p : Paramètre de l'action proportionnelle.

K_i : Paramètre de l'action intégrale.

Ω : Vitesse mécanique du rotor.

ω_{gl} : Pulsation électrique de glissement.

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

ω_s : Pulsation électrique statorique.

ω_m : Pulsation mécanique.

x^* : Grandeur de référence.

\hat{x} : Grandeur estimée.

e : Erreur.

de : La dérivée de l'erreur.

A : Ensemble flou type-1.

\tilde{A} : Ensemble flou type-2.

$\mu_A(x)$: La fonction d'appartenance.

$\mu_{\tilde{A}}(x, u)$: La fonction d'appartenance tridimensionnelle.

K_e et K_{de} : Les gains de normalisation.

K_u : Gain associé à la commande $u(k)$.

$\Delta u(k)$: Variation de la commande.

δ : Gain adaptatif.

Liste des Figures

Chapitre I

Figure (I.1): Schéma de la commande scalaire à V/f	08
Figure (I.2): Schéma de la commande vectorielle directe (DFOC)	08
Figure (I.3): Schéma de la commande directe de couple (DTC)	10

Chapitre II

Figure (II.1): Représentation des enroulements de la Machine asynchrone double étoile	17
Figure (II.2): Représentation du modèle généralisé de la MASDE dans l'axe (d,q)	24
Figure (II.3): Schéma synoptique pour l'alimentation de la MASDE	32
Figure (II.4): Schéma d'un pont redresseur triphasé	32
Figure (II.5): Représentation de la tension redressée	33
Figure (II.6): Représentation d'un filtre passe bas	33
Figure (II.7): Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux	34
Figure (II.8): Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux	37
Figure (II.9): Principe de la Modulation sinus-triangulaire	39
Figure (II.10): Tension de réseau et la tension à la sortie du redresseur	39
Figure (II.11): Organigramme de calcul du secteur	40
Figure (II.12): Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle	43
Figure (II.13): Schéma bloc de la MLI vectorielle	44
Figure (II.14): Structure d'un onduleur triphasé trois niveaux à structure NPC	45
Figure (II.15): Différents états utiles du bras x de l'onduleur à trois niveaux	46
Figure (II.16): Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux	49
Figure (II.17): Principe de la Modulation sinus-triangulaire de l'onduleur à trois niveaux	50
Figure (II.18): Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires.	50
Figure (II.19): Régions triangulaires du premier secteur	51

Figure (II.20): Apex p,q et u pour chaque région triangulaire r	52
Figure (II.21): Génération des impulsions à partir des vecteurs d'états du premier secteur	54
Figure (II.22): Grandeurs électriques et mécanique de la MASDE alimenté directement par réseau	56
Figure (II.23): Grandeurs électriques et mécanique de la MASDE alimenté par deux onduleur à deux niveau à MLI sinus-triangulaire	57
Figure (II.24): Grandeurs électriques et mécanique de la MASDE alimenté par deux onduleurs à deux niveaux à MLI vectorielle	58
Figure (II.25): Grandeurs électriques et mécanique de la MASDE alimenté par deux onduleur à trois niveau à MLI sinus-triangulaire	60
Figure (II.26): Grandeurs électriques et mécanique de la MASDE alimenté par deux onduleurs à trois niveaux à MLI vectorielle	60

Chapitre III

Figure (III.1): Commande découplée pour machine à courant continu et MASDE	62
Figure (III.2): Orientation du flux rotorique sur l'axe direct	63
Figure (III.3): Schéma Bloc de la commande à flux orienté	65
Figure (III.4): Découplage par compensation	68
Figure (III.5): Bloc de découplage en tension direct	69
Figure (III.6): Régulation de la vitesse par la méthode directe	70
Figure (III.7): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en charge de la MASDE	71
Figure (III.8): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de variation de la charge de la MASDE	73
Figure (III.9): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de variation de vitesse de la MASDE	74
Figure (III.10): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de variation du paramétrique de la MASDE	75
Figure (III.11): Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur de tension appliqué	78
Figure (III.12): Exemple de l'évolution de l'extrémité de Φ_s pour R_s, I_s négligeable ($V_s = V_2$)	78
Figure (III.13): Choix du vecteur tension	81
Figure (III.14): Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions	84
Figure (III.15): Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple Électromagnétique	85
Figure (III.15): Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MASDE	88
Figure (III.17): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en charge de la MASDE	90

Figure (III.18): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en cas de variation de la charge de la MASDE	91
Figure (III.19): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en cas de variation de vitesse de la MASDE	92
Figure (III.20): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en cas de variation du paramétrique de la MASDE	93
Figure (III.21): Représentation des 12 secteurs	94
Figure (III.22): Blocs d'hystérésis de couple	95
Figure (III.23): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC à 12 secteurs alimentés par onduleur à trois niveaux en charge de la MASDE	97
Figure (III.24): Schéma de la commande DTC-SVM de MASDE basé sur des régulateurs PI	98
Figure (III.25): Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux statorique	99
Figure (III.26): Schéma fonctionnel de la régulation du flux.	101
Figure (III.27): Schéma fonctionnel de la régulation de couple.	102
Figure (III.28): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-SVM en charge de la MASDE	104
Figure (III.29): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-SVM multi niveaux en charge de la MASDE	105

Chapitre IV

Figure (IV.1): Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou	108
Figure (IV.2): Exemple d'une représentation floue de la variable (Vitesse)	111
Figure (IV.3): Formes usuelles des fonctions d'appartenance	112
Figure (IV.4): Opérateurs logique	113
Figure (IV.5): Structure de base d'un régulateur flou type 1	114
Figure (IV.6): Fuzzification avec fonctions d'appartenance	115
Figure (IV.7): Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles	117
Figure (IV.8): Défuzzification de la sortie utilisant deux règles	118
Figure (IV.9): Structure du contrôleur flou type-1.	119
Figure (IV.10): Formes des fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)	120
Figure (IV.11): Surface caractéristique du contrôleur flou type-1	121
Figure (IV.12): Présentation de la DTC avec contrôleur flou type-1 pour le réglage de vitesse de la MASDE	122
Figure (IV.13): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en charge de la MASDE	123
Figure (IV.14): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation de la charge de la MASDE	124

Figure (IV.15): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation de vitesse de la MASDE	125
Figure (IV.16): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation du paramétrique de la MASDE	125
Figure (IV.17): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC3N-CFT1 en charge de la MASDE	127
Figure (IV.18): Présentation de la commande DTC-SVM avec contrôleur flou type-1 pour le réglage de vitesse de la MASDE	128
Figure (IV.19): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-SVM-CFT1 en charge de la MASDE	129
Figure (IV.20): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-SVM multi niveaux avec CFT1 en charge de la MASDE	130
Figure (IV.21): Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien.	132
Figure (IV.22): Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien.	134
Figure (IV.23): Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.	134
Figure (IV.24): Structure générale d'un contrôleur flou type-2.	135
Figure (IV.25): Structure du contrôleur flou type-2.	139
Figure (IV.26): Les fonctions d'appartenance pour (e) , (Δe) et (Δu)	139
Figure (IV.27): Surface caractéristique du contrôleur flou type-2	139
Figure (IV.28): Présentation de la DTC avec contrôleur flou type-2 pour le réglage de vitesse de la MASDE	140
Figure (IV.29): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 en charge de la MASDE	141
Figure (IV.30): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 en cas de variation de la charge de la MASDE	142
Figure (IV.31): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 en cas de variation de vitesse de la MASDE	143
Figure (IV.32): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 en cas de variation du paramétrique de la MASDE	143
Figure (IV.33): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC3N-CFT2 en charge de la MASDE	145
Figure (IV.34): Présentation de la commande DTC-SVM avec contrôleur flou type-2 pour le réglage de vitesse de la MASDE	146
Figure (IV.35): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-SVM-CFT2 en charge de la MASDE	147
Figure (IV.36): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-SVM multi niveaux avec CFT2 en charge de la MASDE	148

Chapitre V

Figure (V.1): Structure d'une commande adaptative floue indirecte	151
Figure (V.2): Structure d'une commande adaptative floue directe	152

Figure (V.3): Structure d'un contrôleur avec adaptation du gain	152
Figure (V.4): Schéma bloc d'un contrôleur flou type-1 à gain adaptatif	153
Figure (V.5): Fonctions d'appartenance du gain de sortie δ (flou type-1)	154
Figure (V.6): Surface caractéristique du gain de sortie δ (flou type-1)	155
Figure (V.7): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT1 en charge de la MASDE	156
Figure (V.8): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT1 en cas de variation de la charge de la MASDE	157
Figure (V.9): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT1 en cas de variation de vitesse de la MASDE	158
Figure (V.10): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT1 en cas de variation du paramétrique de la MASDE	159
Figure (V.11): Schéma bloc d'un contrôleur flou type-2 à gain adaptatif	160
Figure (V.12): Fonctions d'appartenance du gain de sortie δ (flou type-2)	161
Figure (V.13): Surface caractéristique du gain de sortie δ (flou type-2)	161
Figure (V.14): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT2 en charge de la MASDE	163
Figure (V.15): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT2 en cas de variation de la charge de la MASDE	164
Figure (V.16): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT2 en cas de variation de vitesse de la MASDE	164
Figure (V.17): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT2 en cas de variation du paramétrique de la MASDE	165
Figure (V.18): Schéma bloc d'un contrôleur avec perturbation	167
Figure (V.19): Simulation de bruit de la mesure	167
Figure (V.20): Vitesse de rotation pour les cinq contrôleurs en cas de perturbation externe	168
Figure (V.21): Couple électromagnétique pour les cinq contrôleurs en cas de perturbation externe	169
Figure (V.22): Courant statorique de la phase pour les cinq contrôleurs en cas de perturbation externe	170
Figure (V.23): Vitesse, Couple, Courant statorique de la phase pour les cinq contrôleurs en cas de premier test	172
Figure (V.24): THD de courant statorique de la phase pour les cinq contrôleurs en cas de premier test	173
Figure (V.25): Tension de bus continu pour les cinq contrôleurs en cas de premier test	174

Liste des Tableau

Chapitre II

Tableau II.1 : Etats de l'onduleur (2N) et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β)	37
Tableau II.2 : Temps de commutation pour chaque secteur	42
Tableau II.3 : Etats de l'onduleur (3N) et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β)	48
Tableau II.4 : Inéquations définissant les régions du diagramme vectoriel	52

Chapitre III

Tableau III.1 : Table de commutation	86
Tableau III.2 : Table de commande du flux	86
Tableau III.3 : Table de commande du couple	87
Tableau III.4 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls	87
Tableau III.5 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions non nuls	87
Tableau III.6 : Table de commutation de la DTC à trois niveaux avec 12 secteurs	96

Chapitre IV

Tableau IV.1: Matrice d'inférence de 7 ensembles flous	121
---	-----

Chapitre V

Tableau V.1: Table des règles du gain adaptatif δ	154
Tableau V.2: Comparaison quantitative entre les différents contrôleurs.	176

Introduction générale

Introduction générale

Au cours des dernières années, Les entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en génie électrique, qui regroupe les connaissances de plusieurs secteurs: machines électriques, électronique de puissance, théorie de la commande, microcontrôleurs et microprocesseurs,... etc [Mic 99]. En effet, La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs électriques pour assurer l'entraînement.

Depuis le début des années soixante, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position de précision [Fet 13]. De plus, ce type d'actionneur présente des inconvénients majeurs du fait de son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse de rotation, ...etc. Ainsi, les machines à courant alternatif ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leurs simplicités de construction et au bon rapport entre le volume et la puissance. Parmi ces machines, la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente plusieurs avantages, tels que: segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance, ...etc [Had 06], [Ami 12], et dans le but d'assurer une motorisation électrique pour des applications de grande puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale à titre d'exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multi-niveaux. L'utilisation des onduleurs classiques à deux niveaux dans le domaine des applications de forte puissance ne convient pas, car ces applications exigent des composants électroniques capables de supporter une forte tension inverse et un courant élevé [Abd 18].

La commande des machines électriques est un domaine de recherche très actif. Par ailleurs, lorsqu'on souhaite appliquer une commande pour régler l'une des grandeurs caractérisées ces machines (couple électromagnétique, vitesse), la commande dans ce cas est compliquée ; ceci est due à leurs structures non linéaire (un très fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique).

Plusieurs techniques de commande des machines à courant alternatif sont proposées telles que: la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande adaptative, ...etc., qui permettent le pilotage de ces machines avec des performances différentes. De plus, la commande de la MASDE est semblable à la commande de la machine asynchrone triphasée, mais avec un nombre de grandeurs à régler plus grand. Toutefois, la commande vectorielle introduite par Blaschke en

1972, constitue une révolution pour le contrôle de la machine. Cette technique consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone à celui du moteur à courant continu en effectuant une linéarisation asymptotique et un découplage entre le flux et le couple électromagnétique. Cependant cette structure nécessite, en générale, la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique. De plus, elle reste très sensible aux variations paramétriques de la machine. Cependant, la recherche d'autres algorithmes n'a pas cessé depuis et de nouvelles techniques de contrôle sont apparues. Vers le milieu des années 80, une stratégie de contrôle connue sous le nom de Commande Directe du Couple ou DTC (Direct Torque Control) est apparue pour concurrencer les commandes conventionnelles. Cette commande a été introduite par TAKAHASHI [Tak 86] et M. DEPENBROCK [Dep 88]. Son principe est basé sur une détermination directe des impulsions de commandes appliquées aux interrupteurs de l'onduleur de tension, afin de maintenir le couple électromagnétique et le flux statorique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis prédéfinies. Une telle application de cette technique permet d'assurer un découplage entre le contrôle du couple et le flux sans la nécessité d'utiliser une modulation de largeur d'impulsions (MLI). Cette stratégie présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis à vis des écarts de paramètres du moteur. En effet, la DTC présente deux inconvénients majeurs: d'une part, l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique restent mal maîtrisée dans toute la gamme de vitesse du fonctionnement envisagé, et d'autre part, la fréquence de commutation est fortement variable. Pour faire face à ce problème, et améliorer cette commande, nous avons étudié la commande DTC de la MASDE basée sur des onduleurs multiniveaux (DTC à trois niveaux) et la technique de modulation SVM (DTC-SVM). L'utilisation d'une telle technique permettra de réduire les ondulations et les harmoniques au niveau du courant et du couple. La nouvelle méthode de commande (DTC-SVM) est capable de travailler, avec une fréquence de commutation fixe.

La majorité de commandes utilisées sont à base des régulateurs PI classique. Cependant les performances de cette technique classique ne sont pas satisfaisantes en raison de la non-linéarité ainsi que la variation des paramètres à commander. Les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande 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 floue, l'intérêt récent accordé à ce dernier est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [Ami 12]. Les contrôleurs basés sur les

techniques de l'intelligence artificielle ont l'aptitude de remplacer les régulateurs PI, car ils sont des contrôleurs non linéaires utilisant le raisonnement et le fonctionnement du cerveau humain.

Le réglage par la logique floue avec sa structure non linéaire a présenté de bonnes performances et de robustesse dans le contrôle de la MASDE. Il s'agit d'une nouvelle technique traitant la commande numérique des processus et de prise de décision. En parallèle, la logique floue a été introduite par le chercheur Zadeh (1965) [Zad 75], elle devient un outil très dominant pour la représentation des termes et des connaissances vagues. Elle est native de la capacité de l'homme à décider et à agir d'une manière intelligente malgré l'imprécision et l'incertitude des connaissances disponibles.

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2. Ces dernières années, Mendel et ses collègues ont beaucoup travaillé sur cette nouvelle logique [Kar 99], [Eyo 18] ils ont bâti son fondement théorique, et ils ont démontré son efficacité et sa supériorité par rapport à la logique floue type-1. En revanche, toutes ces incertitudes mènent à obtenir des incertitudes au niveau des fonctions d'appartenance floues. Par la suite, les ensembles flous type-1 ne sont donc pas capables de modéliser directement de telles incertitudes, parce que leurs fonctions d'appartenance floues sont définies d'une manière mathématique précise. Par contre les ensembles flous type-2 sont capables de modéliser de telles incertitudes parce que leurs fonctions d'appartenance sont elles-mêmes floues. Les fonctions d'appartenance type-1 sont bidimensionnelles, par contre, les fonctions d'appartenance floues type-2 sont tridimensionnelles. La nouvelle (troisième) dimension des ensembles flous type-2 fournit un degré de liberté supplémentaire permettant de prendre en charge la modélisation des incertitudes [Ham 12].

Pour améliorer les capacités des régulateurs conventionnels ou flous en présence des perturbations externes ou des variations structurelles, nous avons présenté une hybridation entre le contrôle adaptatif et la logique floue, nous avons obtenu de meilleures performances face aux variations paramétriques et aux perturbations telles que l'application de charges et le changement de consignes.

L'objectif de notre travail étant de concevoir une commande de la MASDE performante et robuste vis-à-vis les perturbations internes et externes, toute en réduisant les ondulations du couple et de flux, et en fixant la fréquence de commutation. De ce fait, la commande directe du couple basée sur la modulation vectorielle (DTC_SVM) utilisant des onduleurs multiniveaux sera appliquée.

Afin d'améliorer de plus les performances dynamiques de la DTC, une nouvelle stratégie de commande basée sur l'un des outils de l'intelligence artificielle sera envisagée, elle s'agit de la commande par logique floue. Deux types de la logique floue seront appliqués à savoir: logique floue type-1 et logique floue type-2.

Une nouvelle technique de commande floue adaptative basée sur la théorie de la logique floue type-2 sera proposée, afin de résoudre les problèmes de détermination des gains de commande des contrôleurs flous, dont le but d'obtenir un réglage de haute performance et robuste vis-à-vis les variations de conditions d'opération et aux variations paramétriques.

Cette thèse est structurée en cinq chapitres:

Le premier chapitre est consacré à des généralités sur les machines polyphasées et les techniques de commande associées. Ensuite, nous présenterons les travaux de recherche qui ont été consacrés à la commande DTC et les différents techniques d'améliorations.

Le deuxième chapitre est réservé à la modélisation de l'association convertisseur-MASDE. Un modèle biphasé basé sur la transformation de Park est présenté, ainsi que l'alimentation de la machine à travers l'ensemble: redresseur_filtre_onduleur de tension. Deux types d'onduleur (deux niveaux et trois niveaux) vont être utilisés, commandés par deux techniques à savoir: MLI classique et MLI vectorielle. Des résultats de simulations sont présentés dans chaque cas.

Le troisième chapitre porte sur la commande vectorielle directe (DFOC) et la commande directe du couple de la MASDE, ainsi, nous définirons quelques stratégies d'amélioration de la DTC classique. Nous nous attacherons dans cette partie à l'amélioration des performances de ce type de contrôle afin de réduire les oscillations de couple et de flux ainsi que la fréquence de commutation et les bruits acoustiques.

Le quatrième chapitre fera l'objet de l'application du réglage de la vitesse de MASDE par la logique floue type-1 et type-2. La première partie sera consacrée à la logique floue type-1 et la présentation des systèmes d'inférence flous et les fondements théoriques des sous-ensembles flous et de la logique floue type-1 seront énoncés, suivi par la description de la structure générale d'un contrôleur flou type-1. Dans la deuxième partie du chapitre nous allons présenter les notions de base pour un système flou de type-2 (opérateurs, structure, réduction de type, ...). En fin réalisé un contrôleur flou type-2 pour le but d'améliorer les performances dynamiques de la DTC.

Le cinquième chapitre présente une nouvelle forme de la commande adaptative basée sur le principe de la logique floue type-1 et type-2. Ainsi, la structure du contrôleur flou adaptatif que nous avons utilisé avec les deux structures de contrôleurs développés est détaillée.

Une étude comparative entre les résultats obtenus par les différents contrôleurs sera présentée par la suite.

En fin, on termine par une conclusion, ainsi que les perspectives futures pour l'amélioration de ce travail.

Chapitre I

Etat de l'art

I.1 Introduction

Les machines polyphasées en générale et la MASDE particulièrement est la plus utilisée dans le domaine des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, en raison de nombreux avantages, tels que: la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [Had 01]. En outre, l'apparition dans les années 80 des variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation dans une large gamme a favorisé énormément l'extension de son domaine d'application. Par contre le contrôle de la MASDE se heurte à une grande complexité physique liée au couplage électromagnétique entre les deux stators et le rotor [Mar 208].

Dans ce chapitre, nous rappelons les machine polyphasées, et les avantages et les inconvénients de ces machines. A la fin du chapitre, nous présentée les différentes techniques de commande appliquées à la machine et l'amélioration de la DTC.

I.2 Rappels sur les machines polyphasées

Les machines polyphasées sont utilisées dans les applications de forte puissance, qui est une machine avec un enroulement de stator composé de plus de trois phases. L'idée est de diviser la puissance totale en plusieurs phases, de manière à obtenir une puissance nominale par phase réduite, permettant ainsi l'utilisation des dispositifs à semi-conducteurs de puissance actuellement disponibles. À mesure que le nombre de phases augmente, il est possible de répondre à des demandes de puissance plus élevées. Cependant, certains aspects concernant l'utilisation de disques polyphasées pour des applications à forte puissance, tels que la topologie de convertisseur requise, la stratégie de contrôle du convertisseur,....etc [Had 06].

Les machines polyphasées sont de deux types, symétrique et asymétrique [Lev 07]. Lorsque les enroulements de la machine polyphasé sont enroulés de telle sorte que le déplacement spatial entre les axes de deux groupes de phases soit égal à n , où n est le nombre total de phases, la machine est dite symétrique, sinon elle est asymétrique. Une machine avec un nombre premier de phases (5, 7, 11, 13, etc.) ne peut être réalisés en utilisant une configuration symétrique, et les enroulements du stator sont connectés à un seul point neutre. Pour cette configuration, un déplacement spatial entre deux quelconques phases consécutives est toujours égal à $(\alpha=2\pi/n)$. Des exemples d'une telle machine sont principalement rapportés pour les machines à cinq phases [Shu 05] et les machines à sept phases [Kha 08]. Comme pour une machine avec un nombre de phase pair (4, 6, 8, 10, etc.) ou avec un nombre de phase composite impair (9, 15, 21, etc.), la disposition des enroulements du stator peut être réalisés de quatre

manières différentes au moins. Considérons une machine qui a un nombre ($n = a.k$) de phases avec ($a = 3, 5, 7 \dots$) et ($k = 2, 3, 4 \dots$) Pour une configuration symétrique, avec ($a=2\pi/n$), le bobinage complet peut être configuré avoir k sous-enroulement avec une phase chacun. Alternativement, les enroulements peuvent également être construits selon une configuration asymétrique, où les premières phases du k sous-enroulement sont déplacées spatialement de ($a=\pi/n$). Pour les deux configurations symétriques et asymétriques, les enroulements pourraient soit être connectés à un seul point neutre, soit à k points neutres isolés. Machine polyphasé, ayant phase nombre égal à un multiple de trois, sont régulièrement pris en compte pour de telles configurations. Par exemple, une configuration symétrique avec enroulement connecté en un seul point neutre est rapportée pour les machines à six phases [Duj 07] et les machines à neuf phases [Gra 06], tandis que les enroulements connectés aux points neutres multiples sont rapportés pour une machine à six phases (avec deux points neutres) [Cor 03], machine à neuf phases (à trois points neutres) et machine à quinze phases (à cinq points neutres) [Jur 06]. Pour la configuration asymétrique, les machines à phases multiples avec deux points neutres isolés sont les plus courantes pour les machines à six phases [Zha 95].

La machine utilisée dans la thèse est la machine asynchrone double étoile (MASDE) le plus courante, parce qu'elle présente plusieurs avantages parmi lesquelles on peut citer: Elimination des harmoniques ; Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques; Amélioration de la fiabilité; Segmentation de la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance [Sad 10].

L'inconvénient majeur des machines polyphasée est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension; Le coût : le nombre de semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine; Complication du système de commande, cela est du à la multiplication du nombre de semi-conducteurs [Had 01].

I.3 Techniques de commande appliqué à la machine asynchrone double étoile

Le variateur de vitesse à moteur à courant alternatif a connu plusieurs stratégies de développement majeures, est utilisé pour imiter les performances du courant continu. Dans cette partie, on intéresse à la présentation des différentes techniques de commande pour la machine asynchrone double étoile, à savoir le contrôle scalaire et le contrôle vectoriel et le contrôle direct du couple.

I.3.1 Commande scalaire

La commande scalaire est la plus ancienne technique de commande pour les machines à courant alternatif, permet de contrôler le couple en régime permanent avec le maintien du flux dans la machine à une valeur fixe [Zhi 06].

Cette stratégie de contrôle est utilisée dans les entraînements à vitesse variable peu coûteux et peu performants. Par contre, ne garantit pas de bonnes performances dynamiques, car les états transitoires du moteur ne sont pas pris en compte dans l'algorithme de contrôle. Quelques efforts ont été déployés pour améliorer les performances du contrôle scalaire, mais l'effet n'est toujours pas satisfaisant [Per 03].

La figure (I.1) présente le principe de la commande scalaire :

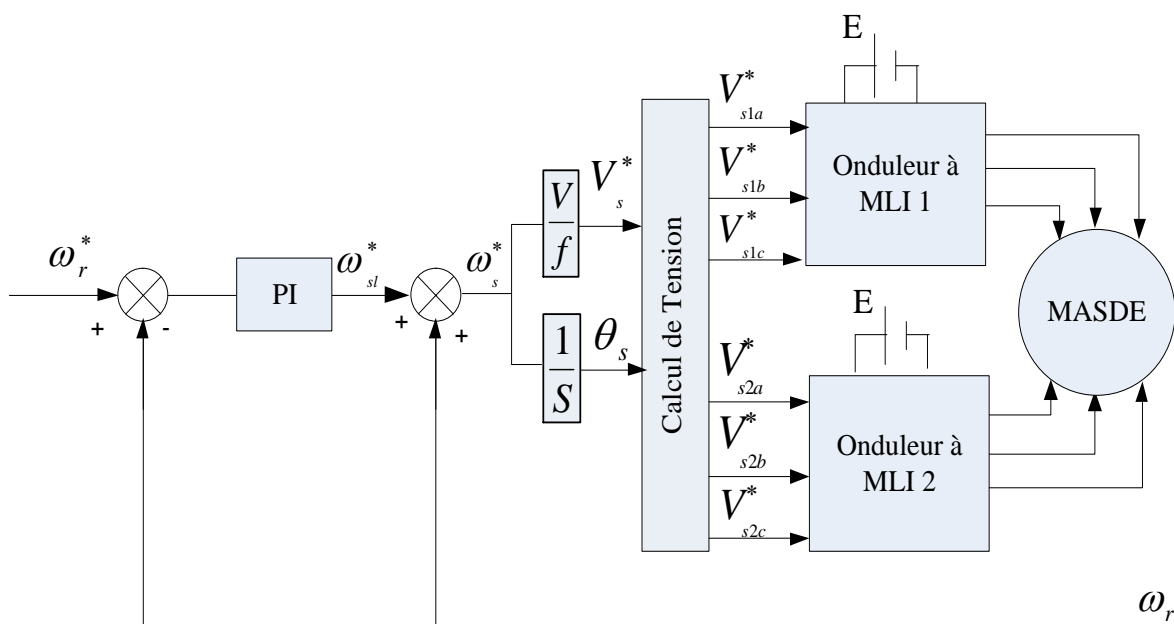


Figure (I.1): Schéma de la commande scalaire à V/f .

I.3.2 Commande vectorielle

La théorie de la commande vectorielle (FOC) a été introduite par Hasse et Blaschke [Bla 72], Le but de la commande vectorielle de la MASDE est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique, [Gre 00]. La commande vectorielle présente l'avantage majeur qu'une sa précision est très bonne pour le couple et la vitesse. Toutefois, le principal inconvénient de cette commande est le calcul complexe requis pour effectuer la transformation de coordonnées et une grande sensibilité aux variations de ces paramètres, notamment à celle de la résistance rotorique dont la valeur change sensiblement avec la température [Seo 02].

La figure. I.2 montre la structure de la commande vectorielle directe (DFOC).

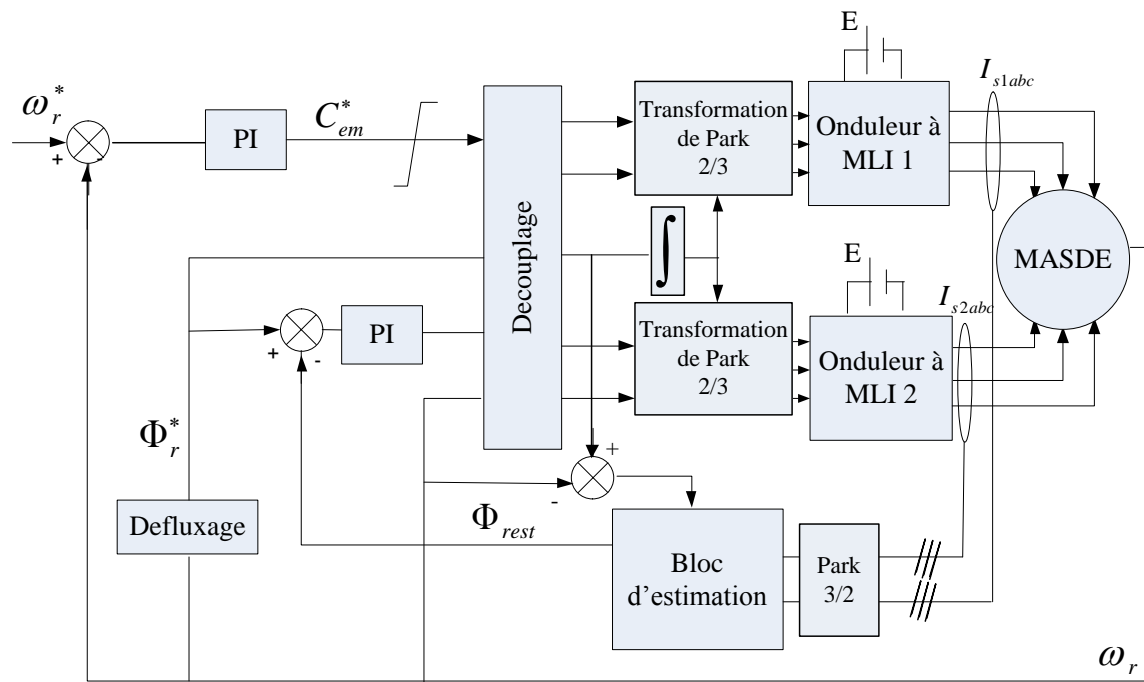


Figure (I.2): Schéma de la commande vectorielle directe (DFOC).

I.3.3 Commande directe du couple

En 1985, La commande directe de couple (DTC) a été proposée par I. Takahashi et T. Noguchi [Tak 86] et de Depenbrock [Ann 99]. Le principe de cette commande est basé sur la détermination directe de la séquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique directement et indépendamment en utilisant deux comparateurs à hystérésis [Zho 99], [You 04].

La DTC présente une structure simplifiée, robuste vis-à-vis les variations des paramètres de la machine, seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites, dégradent les performances de la commande DTC [Tak 89]. Cette variation peut être rapide et aléatoire, c'est pourquoi, l'implantation d'un estimateur de cette résistance ou un observateur d'état est plus que nécessaire, afin de corriger ou d'estimer le flux et le couple [Zol 96].

La structure de la commande directe du couple est donnée par la figure. I.3.

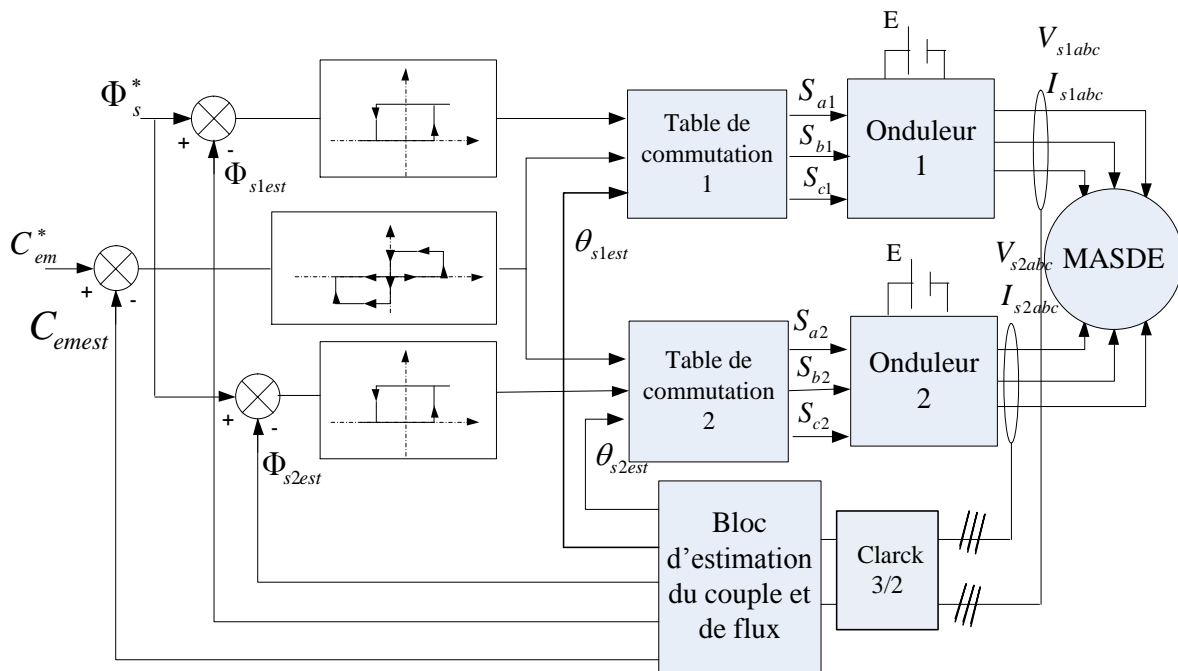


Figure (I.3): Schéma de la commande directe de couple (DTC).

I.3.4 Techniques d'amélioration de la DTC

Dans ce partie nous allons présenter les d'études ont été développées afin de trouver des solutions pour la commande direct du couple de la machine asynchrone double étoile. En général, des nouvelles stratégies de contrôle direct sont apparues. Ces stratégies se basent sur le même principe de contrôle instantané du flux statorique et du couple ainsi que sur la bonne sélection d'un vecteur tension à partir de la table de Takahashi et proposées dans le but d'améliorer les performances de la commande conventionnelle et de permettre un contrôle de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Plusieurs auteurs [Sad 13], [Lek 13], ont appliquant la commande directe de couple DTC sur la machine asynchrone double étoile (MASDE), cette commande permet un contrôle direct et indépendant du couple électromagnétique et du flux, en sélectionnant un vecteur de commutation optimal. Les résultats de la simulation montrent l'efficacité de la méthode proposée en réponse à l'état dynamique et à l'état stable. Dans le même contexte, les auteurs de [Zia 13] proposé une stratégie qui permet une grande flexibilité dans le contrôle, une vitesse d'exécution assez grande et un déroulement du programme en temps réel. Ils ont utilisant la carte DSPTMS320LF2407A pour implémentée la technique de contrôle. Les résultats présenté confirmé la faisabilité du schéma de contrôle et de valider les résultats de la simulation.

Une DTC et un régulateur RST sont proposés dans [Ben 13]. La régulation RST est basée sur un algorithme de commande échantillonnée dont la structure à 3 branches R, S et T. D'autre part, les auteurs utilisant le contrôle DTC par un régulateur RST qui offre une bonne dynamique

et une très bonne précision. Ensuite, le contrôleur RST améliore les performances de la machine asynchrone double étoile en termes de dépassement, de rapidité, d'annulation des perturbations et de capacité à maintenir un niveau de performance élevé. Les résultats de la simulation indiquent que le régulateur proposé réagit mieux aux variations de vitesse, à la sensibilité aux perturbations et à la robustesse.

Les auteurs de [Akk 14], ont proposé l'association de la commande DTC et la technique d'estimation MRAC (Commande à Modèle de Référence Adaptatif) de la machine asynchrone double étoile. Cette technique offre une excellente stabilité et une réjection des perturbations hautement performante. En outre, ils ont utilisé un signal d'erreur relative en combinaison avec une référence de vitesse et une vitesse de rotor dans la loi adaptative pour obtenir la robustesse. L'inconvénient de MRAC, qui nécessite un temps de calcul plus long.

Dans [Hec 14a], les auteurs proposent une technique pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple en utilisant les techniques intelligentes (FDTC). Elle est nommée commande floue; elle utilise les contrôleurs à logique floue pour remplacer la table vérité et les comparateurs à hystérésis, afin de générer le vecteur tension qui permet de conduire le flux et le couple vers leurs références d'une manière optimale. La simulation montre que les performances supérieures en matière de FDTC par rapport au DTC conventionnel.

Dans l'article [Hec 15], les auteurs ont proposé une nouvelle combinaison entre une stratégie à deux commandes connue sous le nom de contrôle direct de couple flou et un estimateur de vitesse neuronale adaptatif de la machine asynchrone double étoile. L'objectif des travaux présentés est consisté à remplacer la table de commutation utilisée dans la méthode de contrôle direct conventionnelle et le mécanisme adaptatif de l'estimateur MRAS classique par un contrôleur flou et un nouveau réseau neuronal en conséquence, les deux stratégies pouvant gérer les modes dégradé et normal. Les réseaux de neurones utilisés sont la rétro-propagation, destinée à réduire les modèles de formation et augmenter la vitesse d'exécution du processus de formation. Les résultats obtenus peuvent être résumés comme suit: Une minimisation significative de l'ondulation du couple électromagnétique; haute qualité de l'estimation de la vitesse ANN; obtenir des temps de réponse plus rapides sur le couple; une réduction significative du temps de rejet des perturbations de charge avec un taux d'abandon faible; Élimination totale de l'excès et diminution considérable du temps de démarrage.

Dans les articles [Mer 17] [Laz 18] l'auteur utilisant la logique floue pour ajuster la surface de glissement d'un régulateur de vitesse par mode glissant. Le FSMC est composé de la robustesse du contrôle de mode glissant (SMC) et l'auto-organisation de la logique floue (FL).

Le contrôle par mode glissant assure la convergence de la commande à travers la compensation de l'erreur et permet d'assurer en plus de bonnes performances de poursuite, une dynamique rapide et un temps de réponse court. Le problème avec ce contrôleur conventionnel est le phénomène de poursuite en cas d'application d'un couple de charge ; cette situation permet d'avoir une erreur statique au niveau de la réponse de la vitesse. Le contrôleur mode glissant flou paraît le meilleur choix pour la régulation de vitesse, mais nécessite des ajustements pour réduire le phénomène de chattering dans l'état permanent.

Dans le même sujet, les auteurs de [Zai 07] ont étudié une DTNC (DTC basé sur le réseau de neurones) associée à un onduleur à 2 et 3 niveaux et de [Lez 19] proposent une DTC associée à un onduleur à 5 niveaux appliqué à une machine asynchrone double étoile (MASDE). Les résultats de simulation renforcée l'idée que l'augmentation des niveaux de l'onduleur minimise considérablement les ondulations des grandeurs à commander et l'utilisation d'un algorithme de fréquence imposée, fixe la fréquence de commutation.

Dans [RBoj 05] les auteurs présentent une étude de la commande DTC d'une machine asynchrone double étoile. La commande DTC est basée sur un algorithme prédictif et implémentée dans le repère α - β lié au stator. Les résultats expérimentaux montrent que cette stratégie porte plusieurs avantages par rapport à la DTC classique tel que, fréquence de commutation constante, une bonne réponse au transitoire et au régime permanent et faible distorsion du couple et flux statorique.

La combinaison de la commande adaptative avec la commande DTC classique a été source de nombreux travaux. Les lois adaptatives pouvaient mener à l'instabilité en cas de perturbations externes. Notamment, [Khe 10] ont tenté de donner une certaine robustesse vis-à-vis de ces problèmes en modifiant la loi d'adaptation. Les résultats obtenus en simulation montrent que, les performances sont nettement meilleures que celles obtenus avec une stratégie DTC classique.

Dans [Gab 08] les auteurs proposent un algorithme basé sur la technique de SVM (space vector modulation) pour commander le couple électromagnétique du moteur asynchrone double étoile. Cette stratégie est caractérisée par l'élimination de la table de sélection de Takahashi et des comparateurs à hystérésis. Dans ce cadre, la technique de SVM est utilisée pour générer le vecteur de sortie de la commande. L'objectif de cette stratégie est de réaliser un contrôle direct du vecteur flux statorique dans un repère (α, β) lié au stator. Les composantes de projection du vecteur tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents du repère (α, β) permettent le calcul des temps de commutations désirés. Cette technique offre une fréquence de commutation fixe, elle améliore la réponse dynamique et le comportement statique de la DTC.

Dans le même cadre, les travaux de [Ben 16] ont utilisé la technique MLI vectorielle et la commande DTC de la machine asynchrone double étoile alimenté par deux onduleur à trois niveau avec défauts, en premier lieu l'auteur a présenté une stratégie de contrôle basée sur le contrôle directe de couple associé avec la technique MLI vectorielle de la machine asynchrone double étoile (DTC-SVM-MASDE). En deuxième lieu, l'auteur a abordé une détection et une localisation de défauts d'interrupteur IGBT en circuit ouvert d'onduleurs à trois niveaux.

Une autre étude exposée dans la référence [Ber 16a], où il a remplacé la table de vérité conventionnelle et les comparateurs à hystérésis par une structure neuronale, ainsi que le machine asynchrone double étoile est alimenté par onduleur à six phases à trois niveau pour réduire les ondulations des grandeurs commandées. Ensuite, il a utilisé un estimateur MRAC. Afin de réaliser un contrôle sans capteur de vitesse DTC-SVM-ANN. Cette technique est améliorée l'efficacité, la fiabilité et le contrôle des machines asynchrones multiphases. Les résultats de simulation montrés que les performances élevées en vitesse et une réduction des fluctuations de couple et de flux dans la technique de contrôle proposée DTC-SVM-ANN par rapport à d'autres techniques (DTC et DTC-SVM) appliquée pour contrôler une machine asynchrone double étoile alimentée par onduleur à six phases à trois niveau.

Dans la thèse de [Hec 17], l'objectif était d'améliorer la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile, Cette amélioration agit sur la commande des onduleurs par l'utilisation des réseaux de neurones et la logique floue puis sur la technique d'estimations de la vitesse rotorique à base du modèle de référence adaptatif classique et neuronale (SAMR et SAMRN). Dans cette thèse, l'auteur a utilisé la logique floue pour remplacer la table de sélection des états des interrupteurs de l'onduleur. Afin d'avoir une commande résiliente sur la non nécessité d'une modélisation du système à régler et la possibilité d'implémenter des connaissances (linguistique) de l'opérateur de processus. L'auteur a ajouté la deuxième amélioration à base des réseaux de neurones et leur capacité de représenter n'importe quelle fonction, linéaire ou pas, simple ou complexe, ainsi que la faculté d'apprentissage à partir d'exemples représentatifs par (rétro-propagation des erreurs). Ensuite, il a étudié les estimateurs de vitesse de type MRAS, dans ce type d'estimateurs, la vitesse est obtenue à travers un mécanisme d'adaptation, ainsi que il a remplacé le mécanisme d'adaptation par un mécanisme neuronal. En fin, il a traité le réglage de la vitesse par le régulateur IP classique et PI floue. Les résultats de simulation montrent que le réglage de la vitesse par l'intelligence artificielle est beaucoup plus performant que le réglage de vitesse par les régulateurs classiques.

Dans sa thèse [Ben 10], l'auteur a proposé deux stratégies de contrôle la commande vectorielle par orientation du flux statorique et la commande directe du couple des deux types

de machines : Machine Asynchrone Double Alimentation 'MADA' et Machine Asynchrone Double Etoile 'MASDE', compatibles avec des onduleurs de tension deux niveaux pour le but d'améliorer le réglage de la vitesse. Dans ces travaux, le contrôle direct du couple présente de nombreux avantages par rapport à la structure classique de commande vectorielle par orientation du flux (FOC). Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans l'utilisation des capteurs mécaniques. L'auteur a présenté une étude comparative des deux machines (MADA et MASDE) a montré que le fonctionnement de la MASDE est plus stable et plus précis. Les résultats de simulation montrent que la commande DTC des deux machines donner de meilleures performances dynamiques du couple et du flux sans le recours à un capteur mécanique.

Dans les travaux de thèse de [Ber 16b], l'auteur a mis l'accent sur les performances de la stratégie DTC classique et la DTC associée à un modulateur SVM (DTC-SVM) et la DTC-SVM-ANN basée sur les réseaux de neurones artificiels de la MASDE alimentée par deux onduleurs multiniveaux. Il a commencé par développer deux estimateurs de vitesse, à savoir :

- ✓ un estimateur basé sur le flux orienté,
- ✓ un estimateur basé sur l'approche du système adaptatif à modèle de référence (MRAS).

Ensuite, il a enchainé par une étude comparative de leurs performances à travers des travaux de simulation. Enfin, la commande DTC-SVM-ANN, connue par son identification efficace des vecteurs d'états de commutation des interrupteurs, est capable d'assurer un découplage notable entre le flux et le couple indépendamment des variations paramétriques.

Dans la thèse de [Sad 17] l'auteur a présenté en premier lieu une alimentation de la MASDE par deux onduleurs multiniveaux à travers deux sources de tension continue différentes: «réseau électrique-redresseur triphasé-filtre RLC» et «générateur photovoltaïque commandé par la technique MPPT». Pour commander la tension de bus continu à l'entrée de l'onduleur et afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire et un courant de forme sinusoïdale, il a opté à piloter le redresseur par la commande directe de puissance DPC. En deuxième lieu, l'auteur a présenté une étude sur l'amélioration le découplage entre le flux et le couple, une technique de commande dite commande directe du couple (DTC). Cette stratégie de commande ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Ensuite, il a présenté Une amélioration a cette technique de commande par s'agi de la DTC-SVM multiniveaux pour réduire les ondulations du couple, améliorer la qualité de la forme du courant et travailler avec une fréquence de commutation constante. En fin, l'auteur a remplacé les régulateurs classiques PI

par les techniques de réglage robustes à savoir: la logique floue, le mode glissant, le mode glissant flou, et les réseaux de neurone artificiels pour améliorer les performances du système à commander.

A l'issu de cette synthèse des articles ou contenus d'ouvrages sur la commande directe du couple DTC, Les problématiques liées à:

- la présence des ondulations de couple et de flux statorique.
- la fréquence de commutation n'est pas constante.

Dans ce cadre, les travaux proposés dans cette thèse sont directement orientés vers l'application des techniques intelligente (Logique floue type-1 et Logique floue type-2 et la commande adaptative) pour le réglage de la vitesse de MASDE. Ces techniques permettent de maîtriser la fréquence de commutation et avoir des réponses rapides de flux et du couple avec moins d'ondulé.

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentée l'état de l'art sur l'historique de machines polyphasées. Ensuite, une étude bibliographique se rapportant à l'évolution des stratégies DTC dédiées à la MASDE qui a une excellente dynamique du couple et une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

Les connaissances des éléments de la machine asynchrone double étoile permet de trouver un modèle dédié à la simulation donnant une image approximative de l'état de la machine. L'objet du deuxième chapitre est la modélisation de la MASDE avec alimentation (réseau électrique- redresseur triphasé- filtre RLC-onduleur de tension) lors de différents régimes de fonctionnement.

Chapitre II

Modélisation de l'association convertisseur-machine asynchrone double étoile

II.1 Introduction

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour la commande. Elle permet de restituer une image du fonctionnement de la machine et de prévoir son comportement pour les divers conditions de fonctionnement. Dans ce chapitre, nous étudierons la modélisation de la machine asynchrone double étoile associée à la chaîne d'alimentation: réseau électrique-redresseur triphasé-filtre RLC-onduleur de tension (deux niveau et trois niveau contrôlé par la commande MLI Sinus-triangulaire et MLI vectorielle).

II.2 Présentation de la Machine Asynchrone Double Étoile (MASDE)

II.2.1. Description générale de la machine asynchrone double étoile

Comme toutes les machines électriques tournantes, la machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique α (dans cette modélisation on prend $\alpha = 30^\circ$), les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courant, d'où la création d'un champ tournant le long de l'entrefer [Abd 97]. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que $\Omega_s = \omega_s / P$, le rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit. La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit [Sad 10].

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$: est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du

stator.

La figure II.1 illustre les deux enroulements statoriques : $A_{s1}B_{s1}C_{s1}$ et $A_{s2}B_{s2}C_{s2}$ qui sont déphasés de $\alpha=30^\circ$ entre eux, et trois phases rotorique : $A_r B_r C_r$.

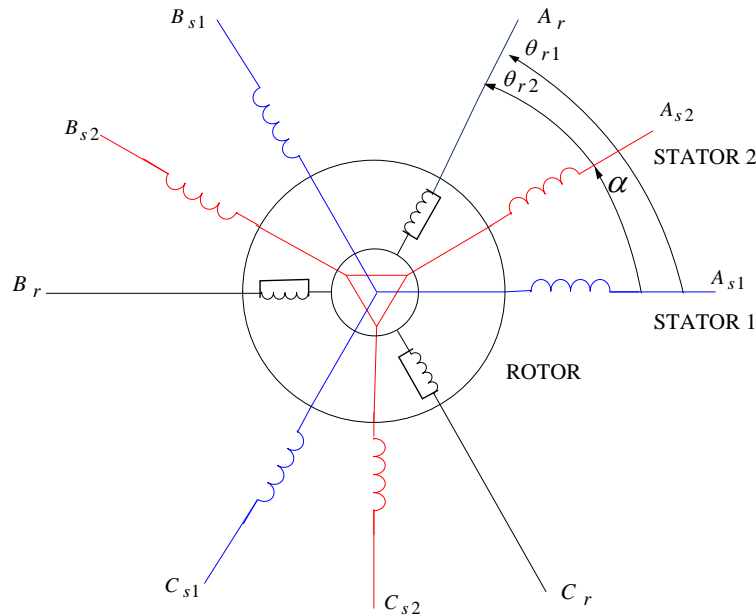


Figure (II.1): Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile

Partant de cette structure, il serait possible d'établir les équations générales régissant le fonctionnement de la machine en se basant sur des hypothèses simplificatrices dont les plus importantes sont [Gha 10], [Sad 17] :

- ✓ Machine de construction symétrique,
- ✓ la saturation dans le circuit magnétique est considéré négligeable,
- ✓ Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale,
- ✓ l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- ✓ La perméabilité du fer est supposée infinie,
- ✓ l'effet de l'encoche dans le calcul de la perméance de l'entrefer est négligé,
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire).
- ✓ L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

II.3 Modèle triphasé de la machine asynchrone double étoile

Dans le but de réaliser une simulation numérique du modèle de la machine asynchrone double étoile. En étudiant la topologie du circuit électrique, on recherche alors l'ensemble des équations différentielles indépendantes régissant l'évolution des courants [Abd 97], [Kho 11].

II.3.1. Equations électriques

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques et rotoriques les équations des tensions:

Pour l'étoile 1:

$$\begin{cases} V_{s1a} = R_{s1a} I_{s1a} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1a} \\ V_{s1b} = R_{s1b} I_{s1b} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1b} \\ V_{s1c} = R_{s1c} I_{s1c} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1c} \end{cases} \quad (2.1)$$

Pour l'étoile 2:

$$\begin{cases} V_{s2a} = R_{s2a} I_{s2a} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2a} \\ V_{s2b} = R_{s2b} I_{s2b} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2b} \\ V_{s2c} = R_{s2c} I_{s2c} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2c} \end{cases} \quad (2.2)$$

Pour le rotor:

$$\begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (2.3)$$

Sous forme matricielle:

$$\text{Pour l'étoile 1 } [V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (2.4)$$

$$\text{Pour l'étoile 2 } [V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (2.5)$$

$$\text{Pour le rotor } 0 = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (2.6)$$

Et :

$$R_{s1a} = R_{s1b} = R_{s1c} = R_{s1}$$

$$R_{s2a} = R_{s2b} = R_{s2c} = R_{s2}$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

Les matrices des résistances

$$[R_{S1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \quad [R_{S2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \quad [R_R] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Avec :

R_{s1} : Résistance d'une phase se l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase se l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

$[V_{S1}] = [V_{s1a} V_{s1b} V_{s1c}]^T$: Vecteur des tensions statoriques de l'étoile 1.

$[V_{S2}] = [V_{s2a} V_{s2b} V_{s2c}]^T$: Vecteur des tensions statoriques de l'étoile 2.

$[I_{S1}] = [I_{s1a} I_{s1b} I_{s1c}]^T$: Vecteur des courants statoriques de l'étoile 1.

$[I_{S2}] = [I_{s2a} I_{s2b} I_{s2c}]^T$: Vecteur des courants statoriques de l'étoile 2.

$[I_r] = [I_{ra} I_{rb} I_{rc}]^T$: Vecteur des courants rotoriques.

$[\Phi_{S1}] = [\Phi_{s1a} \Phi_{s1b} \Phi_{s1c}]^T$: Vecteur des flux statoriques de l'étoile 1.

$[\Phi_{S2}] = [\Phi_{s2a} \Phi_{s2b} \Phi_{s2c}]^T$: Vecteur des flux statoriques de l'étoile 2.

$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc}]^T$: Vecteur des flux rotoriques.

II.3.2. Equations de Flux

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, on écrit donc :

$$[\Phi_{S1}] = [L_{s1,s1}][I_{S1}] + [M_{s1,s2}][I_{S2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (2.7)$$

$$[\Phi_{S2}] = [M_{s2,s1}][I_{S1}] + [L_{s2,s2}][I_{S2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (2.8)$$

$$[\Phi_r] = [M_{r,s1}][I_{S1}] + [M_{r,s2}][I_{S2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (2.9)$$

La matrice des inductances s'écrit:

$$\begin{aligned}
 [L_{s1,s1}] &= \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s1} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \\
 [L_{s2,s2}] &= \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \\
 [L_{r,r}] &= \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \tag{2.12}
 \end{aligned}$$

Ainsi que les matrices mutuelle stator 1, stator 2 et rotor:

$$\begin{aligned}
 [M_{s1,s2}] &= L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \\
 [M_{s1,r}] &= M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{r1} + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{r1} + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{r1} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{r1} + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_{r1}) \end{bmatrix} \\
 [M_{s2,r}] &= M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{r2} + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{r2} + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{r2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{r2} + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_{r2}) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T \quad [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T \quad [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$$

Où

L_{s1} , L_{s2} , L_r : Inductances de fuite des enroulements statorique et rotorique.

L_{ms} , L_{mr} , M_{sr} : Valeur maximale des inductances mutuelles.

II.3.3. Couple Electromagnétique

Le couple électromagnétique est obtenu par dérivation de la co-énergie par rapport au l'angle θ_{r1} [Elk 08]:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}]^T \\ [I_{s2}]^T \\ [I_r]^T \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta\theta_{r1}} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Dans l'équation (2.16) seules les matrices $[M_{s1,r}]$, $[M_{s2,r}]$ dépendent de θ_{r1} , une nouvelle expression du couple électromagnétique plus simple :

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_{r1}} \{ [M_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_{r1}} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (2.11)$$

A ces équations, on ajoute l'équation mécanique:

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_m) \quad (2.12)$$

$$\theta_{r1} = \Omega_m t + \theta_0$$

Avec :

J : Moment l'inertie;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_r : Couple résistant (couple de la charge) ;

K_f : Coefficient de frottement ;

θ_0 : Position initiale du rotor par rapport au l'etoile 1.

II.4. Modélisation de la machine asynchrone double étoile dans le repère biphasé

Le modèle de la machine dans le repère triphasé étant fort complexe, on fait appel pour sa simplification à la transformation biphasée [Mer 04]. En utilisant les transformations de Park et Clarke pour passer des grandeurs triphasées statorique (a, b, c) aux grandeurs diphasées (d,q) et (α,β). On peut effectuer la simulation dans deux repères distincts pour le stator 1 et stator 2 et le rotor. Dans notre cas celui du rotor où toutes les grandeurs ont une pulsation $g\omega_s$ en régime permanent. On recherche donc, l'ensemble des équations différentielles indépendantes définissant le modèle de la machine.

II.4.1. Transformation de Park

Le modèle de la MASDE écrit précédemment dans son système naturel ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASDE. Cette partie est l'objet d'étude de ces régimes. Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a,b,c) à un système équivalent biphasé d'axes (d,q) [Abd 97].

Le passage aux composantes diphasées des composantes s'effectue en utilisant la matrice de transformation de Park, sachant que la composante homopolaire est nulle. On peut définir un vecteur d'état $[G]$ qui, après l'application de cette matrice de transformation, donnera :

$$\begin{aligned} [G_{dgo}] &= [P][G_{abc}] \\ [G_{abc}] &= [P^{-1}][G_{dgo}] \end{aligned} \quad (2.13)$$

Avec:

$[P]$: est la rotation de Park et Park inverse définie comme suit:

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

II.4.2. Transformation de Clarke

La transformation de Clarke permet le passage de trois grandeurs réelles (G_{abc}), vers deux grandeurs fictives ($G_{\alpha\beta}$), pour des grandeurs quelconques (tensions, courant, flux, etc...) et en l'absence de la composante homopolaire [Hec 17].

On peut définir la transformation de Clarke et inverse de la manière suivante :

$$\begin{aligned} [G_{\alpha\beta}] &= [C][G_{abc}] \\ [G_{abc}] &= [C^{-1}][G_{\alpha\beta}] \\ \begin{bmatrix} G_{\alpha} \\ G_{\beta} \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 1 & \sqrt{3} \\ 1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix}$$

II.4.3. Choix du système d'axes

II.4.3.1. Système d'axes (α, β)

Ce système est immobile par rapport au stator, donc $\omega_{coord} = 0 \Rightarrow \theta = 0$. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, Il peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [Baa 10], [You 14].

II.4.3.2. Système d'axes (d, q)

Ce dernier est immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où $\omega_{coord} = \omega_s \Rightarrow \theta = \int_0^t \omega_s dt$. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [Elk 08].

II.4.3.3. Système d'axes (x, y)

Celui ci est immobile par rapport au rotor, alors $\omega_{coord} = \omega_r \Rightarrow \theta = \int_0^t \omega_r dt$. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [Elk 08].

II.4.4. Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (d, q)

La figure II.2 représente le modèle généralisé de la MASDE selon le système d'axes (d, q) tournant à la vitesse ω_{coord} .

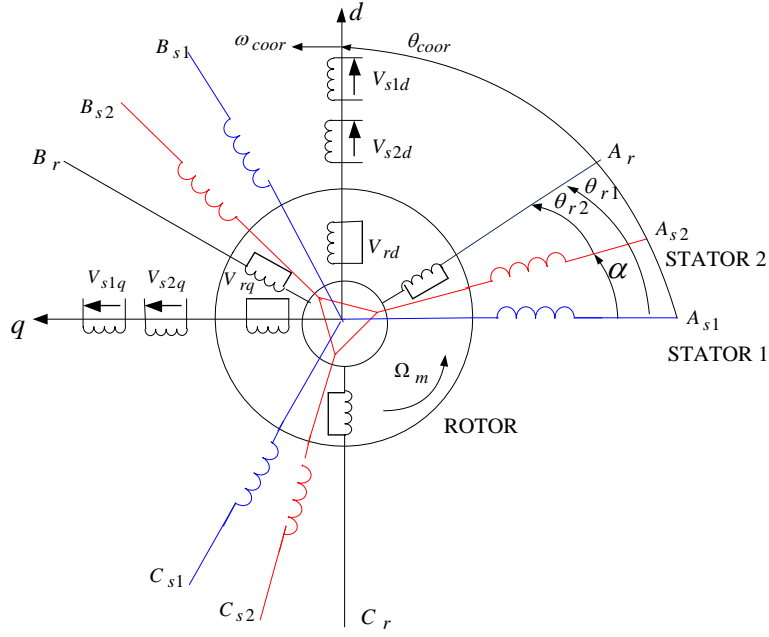


Figure (II.2): Représentation du modèle généralisé de la MASDE dans l'axe (d,q)

II.4.4.1. Equations de tensions

Après transformation et rotation, les équations électriques dans le repère rotorique s'écrivent sous forme matricielle:

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s1q} \\ V_{s1o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s1q} \\ I_{s1o} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s1o} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s1o} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{s2d} \\ V_{s2q} \\ V_{s2o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s2d} \\ I_{s2q} \\ I_{s2o} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s2d} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{s2o} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{s2d} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{s2o} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Avec :

θ_{coor} : l'angle constitué par les axes A_{s1} et d , Fig. II.2 ;

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_{r1}$: l'angle constitué par les axes A_r et d ;

$\frac{d\theta_{coor}}{dt} = \omega_{coor}$: la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport à l'étoile 1.

$\frac{d\theta_{rcoor}}{dt} = \omega_{coor} - \omega_r$: la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

On écrit les relations matricielles (2.15) -- (2.17) sous forme d'équations comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1d} = R_{s1} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_{coor} \Phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} + \omega_{coor} \Phi_{s1d} \\ V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_{coor} \Phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} + \omega_{coor} \Phi_{s2d} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_{coor} - \omega_r) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_{coor} - \omega_r) \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (2.18)$$

II.4.4.2. Equations de Flux

De la même manière, on appliquera la transformation algébrique de Park sur les relations de flux ((2.7), (2.8) et (2.9)) nous aboutissons aux équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s1d} = L_{s1} I_{s1d} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{s1d} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{s2d} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{rd} \\ \Phi_{s1q} = L_{s1} I_{s1q} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{s1q} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{s2q} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{rq} \\ \Phi_{s2d} = L_{s2} I_{s2d} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{s2d} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{s1d} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{rd} \\ \Phi_{s2q} = L_{s2} I_{s2q} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{s2q} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{s1q} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{rd} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{s1d} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{s2d} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{rq} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{s1q} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{s2q} \end{array} \right. \quad (2.19)$$

On a :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} M_{sr} = L_m$$

L'ensemble des équations (2.19) sont récrit comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \Phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \end{cases} \quad (2.20)$$

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

II.4.4.3. Couple Electromagnétique

Pour trouver l'expression du couple dans système d'axe (d,q) il est nécessaire de déterminer la puissance absorbée instantanée. La particularité de la transformation de Park est de conserver la puissance absorbée, on peut écrire alors:

$$P_{abs} = V_{s1d}I_{s1d} + V_{s1q}I_{s1q} + V_{s2d}I_{s2d} + V_{s2q}I_{s2q} \quad (2.21)$$

On introduit les tensions statoriques d'axes (d,q) par leurs expressions (2.18) dans l'équations (2.21), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned} P_{abs} = & \underbrace{R_{s1}I_{s1d}^2 + R_{s2}I_{s2d}^2 + R_{s2}I_{s2d}^2 + R_{s2}I_{s2d}^2}_{\text{terme1}} + \\ & \underbrace{\omega_{coor}(\Phi_{s1d}I_{s1q} - \Phi_{s1q}I_{s1d} + \Phi_{s2d}I_{s2q} - \Phi_{s2q}I_{s2d})}_{\text{terme2}} + \\ & \underbrace{\left(\frac{d\Phi_{s1d}}{dt}I_{s1d} + \frac{d\Phi_{s1q}}{dt}I_{s1q} + \frac{d\Phi_{s2d}}{dt}I_{s2d} + \frac{d\Phi_{s2q}}{dt}I_{s2q} \right)}_{\text{terme3}} \end{aligned} \quad (2.22)$$

On remarque que la puissance absorbée instantanée transférée a trois termes :

- ✓ Le premier terme est identifiable aux pertes Joules ;
- ✓ Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- ✓ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

Par la comparaison entre la relation universelle de puissance électromagnétique (2.22) et le deuxième terme dans de puissance absorbée, on trouve :

$$C_{em} = p(\Phi_{s1d}I_{s1q} - \Phi_{s1q}I_{s1d} + \Phi_{s2d}I_{s2q} - \Phi_{s2q}I_{s2d}) \quad (2.23)$$

$$P_{em} = C_{em} \cdot \omega \quad (2.24)$$

D'autres expressions du couple électromagnétique sont possibles. Par le remplacement des expressions des flux statoriques en (2.20) dans (2.23), on obtient :

$$C_{em} = pL_m((I_{s1q} + I_{s2q})I_{rd} - (I_{s1d} + I_{s2d})I_{rq}) \quad (2.25)$$

Une autre expression du couple peut être déduite, on introduit les courants rotoriques (2.26) obtenus de (2.20) dans (2.25)

$$I_{rd} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{rd} - L_m(I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (2.26)$$

$$I_{rq} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{rq} - L_m(I_{s1q} + I_{s2q})] \quad (2.27)$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{rd}(I_{s1q} + I_{s2q}) - \Phi_{rq}(I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (2.28)$$

II.4.4.4. Mise sous Forme d'état

En remplaçant ces expressions dans le système (2.18), nous obtenons le modèle mathématique de la MASDE en fonction des variables d'état sous la forme suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.29)$$

Le vecteur d'état regroupe tous les flux, le vecteur d'entrée (commande) regroupe les tensions statoriques de même ordre que le vecteur de commande. Donc le but est de trouver les deux matrices A et B .

Dans (2.20) on suppose

$$\begin{aligned} \Phi_{md} &= L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{mq} &= L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Le système des équations (2.21) devient :

$$\begin{cases} \Phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + \Phi_{md} \\ \Phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + \Phi_{md} \\ \Phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + \Phi_{md} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + \Phi_{mq} \end{cases} \quad (2.31)$$

A partir des relations précédentes, on tire :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{s1d} = \frac{(\Phi_{s1d} - \Phi_{md})}{L_{s1}} \\ I_{s1q} = \frac{(\Phi_{s1q} - \Phi_{mq})}{L_{s1}} \\ I_{s2d} = \frac{(\Phi_{s2d} - \Phi_{md})}{L_{s2}} \\ I_{s2q} = \frac{(\Phi_{s2q} - \Phi_{mq})}{L_{s2}} \\ I_{rd} = \frac{(\Phi_{rd} - \Phi_{md})}{L_r} \\ I_{rq} = \frac{(\Phi_{rq} - \Phi_{mq})}{L_r} \end{array} \right. \quad (2.32)$$

En introduisant les courants statoriques et rotoriques (2.32) dans (2.17), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} = V_{s1d} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{s1d} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{s1q} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} = V_{s1q} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{s1q} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{s1d} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} = V_{s2d} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{s2d} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{s2q} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} = V_{s2q} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{s2q} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{s2d} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) - \omega_{gl} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (2.33)$$

On introduit les courants (2.32) dans (2.30), on trouve :

$$\begin{aligned} \Phi_{md} &= L_a \left(\frac{\Phi_{s1d}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{s2d}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{rd}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} &= L_m \left(\frac{\Phi_{s1q}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{s2q}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{rq}}{L_r} \right) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Ou

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m} \right)}$$

Le système d'équations (2.33) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} = V_{s1d} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \Phi_{s1d} + \omega_s \Phi_{s1q} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \Phi_{s2d} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \Phi_{rd} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} = V_{s1q} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \Phi_{s1q} - \omega_s \Phi_{s1d} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \Phi_{s2q} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \Phi_{rq} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} = V_{s2d} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \Phi_{s1d} + \omega_s \Phi_{s2q} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} \Phi_{s2d} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \Phi_{rd} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} = V_{s2q} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \Phi_{s1q} - \omega_s \Phi_{s2d} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} \Phi_{s2q} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \Phi_{rq} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \Phi_{s1d} + \omega_{gl} \Phi_{rq} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \Phi_{s2d} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \Phi_{rd} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \Phi_{s1q} - \omega_{gl} \Phi_{rd} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \Phi_{s2q} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \Phi_{rq}
 \end{array} \right. \quad (2.35)$$

Avec :

$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}$: Constante de temps statorique de la première étoile ;

$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$: constante de temps statorique de la deuxième étoile;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps rotorique;

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

Finalement, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$[A] = \begin{bmatrix}
 \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_r} & 0 \\
 -\omega_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \\
 \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2} L_r} & 0 \\
 0 & \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \\
 \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} & \omega_{gl} \\
 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r}
 \end{bmatrix}$$

$$[B]=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice d'état A du système peut s'écrire sous la forme:

$$[A]=[A_{01}]+\omega_s[A_{02}]+\omega_r[A_{03}]$$

Avec :

$$[A_{01}]=\begin{bmatrix} \frac{L_a-L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a-L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a-L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a-L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & 0 & \frac{L_a-L_r}{T_rL_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & 0 & \frac{L_a-L_r}{T_rL_r} \end{bmatrix}$$

$$[A_{02}]=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Et $[A_{03}]=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

II.4.5. Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (α,β)

Le référentiel (α,β) est immobile par rapport au stator, donc les équations des tension, flux et mécaniques avec la condition $\omega_s = 0$ et tenant compte que le rotor de la machine asynchrone double étoile étudié est en court-circuit, seront donc:

II.4.5.1. Equations de Tensions

Après transformation et rotation, les équations électriques dans le repère statorique s'écrivent:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1\alpha} = R_{s1}I_{s1\alpha} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1\alpha} \\ V_{s1\beta} = R_{s1}I_{s1\beta} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1\beta} \\ V_{s2\alpha} = R_{s2}I_{s2\alpha} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2\alpha} \\ V_{s2\beta} = R_{s2}I_{s2\beta} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2\beta} \\ 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt}\Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt}\Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (2.36)$$

II.4.5.2. Equations de Flux

Le flux dans le repère (α, β) , s'écrit donc:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s1\alpha} = L_{s1}I_{s1\alpha} + L_m(I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha} + I_{r\alpha}) \\ \Phi_{s1\beta} = L_{s1}I_{s1\beta} + L_m(I_{s1\beta} + I_{s2\beta} + I_{r\beta}) \\ \Phi_{s2\alpha} = L_{s2}I_{s2\alpha} + L_m(I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha} + I_{r\alpha}) \\ \Phi_{s2\beta} = L_{s2}I_{s2\beta} + L_m(I_{s1\beta} + I_{s2\beta} + I_{r\beta}) \\ \Phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + L_m(I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha} + I_{r\alpha}) \\ \Phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + L_m(I_{s1\beta} + I_{s2\beta} + I_{r\beta}) \end{array} \right. \quad (2.37)$$

II.4.5.3. Couple Electromagnétique

L'équation du couple électromagnétique a pour expression donc:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{r\alpha}(I_{s1\beta} + I_{s2\beta}) - \Phi_{r\beta}(I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha})] \quad (2.38)$$

II.5 Alimentation de la machine asynchrone double étoile

L'alimentation du MASDE est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur. Alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est deux onduleurs de tension.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [Sad 10]:

- ✓ Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- ✓ Une large plage de variation de vitesse.
- ✓ Des constantes de temps électrique et mécanique faible.

- ✓ La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

La figure (II.3) illustre la structure générale de l'alimentation de la MASDE.

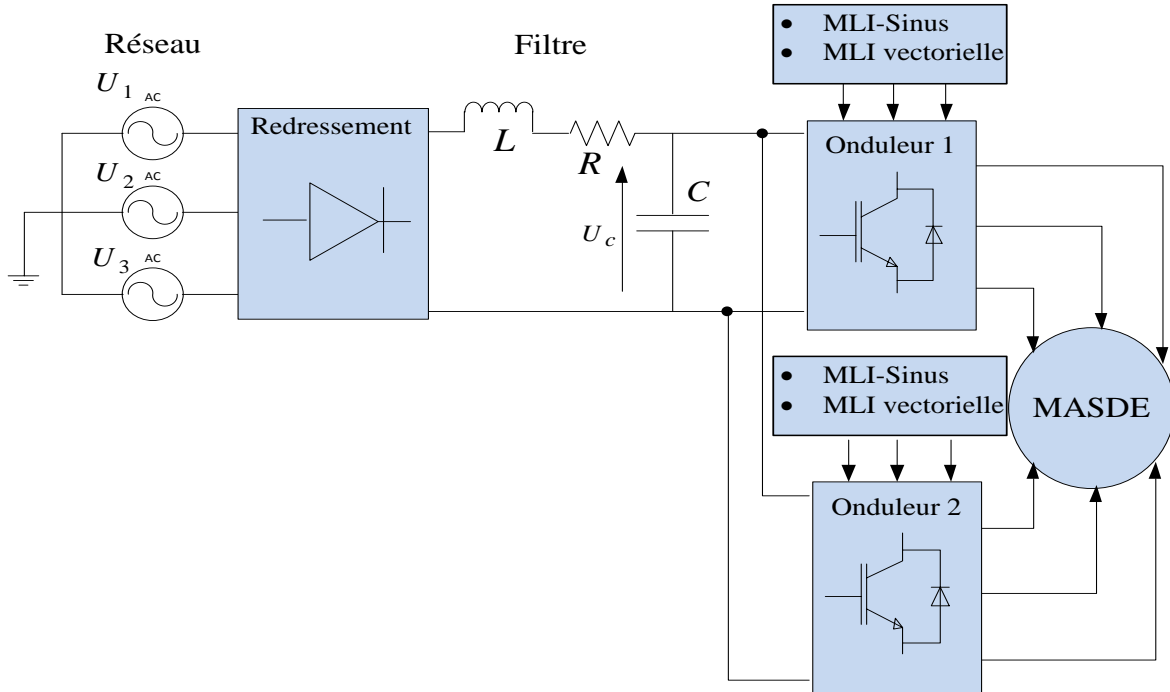


Figure (II.3): Schéma synoptique pour l'alimentation de la MASDE

II.5.1 Modélisation du redresseur à diode

La figure (II.4) représente un redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes, qui convertit une tension alternative à l'entrée en une tension continue à la sortie [Lab 98]. Trois diodes D_{r1} , D_{r2} , D_{r3} , assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D_{r4} , D_{r5} , D_{r6} , assurant le retour du courant I_d . L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

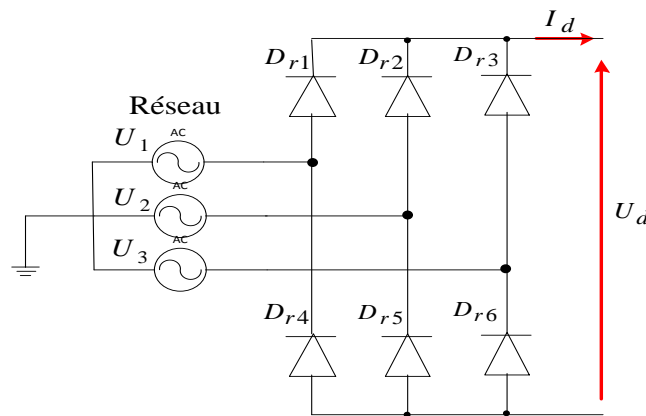


Figure (II.4): Schéma d'un pont redresseur triphasé

La tension redresser est donner par:

$$U_d(t) = \max(U_1(t), U_2(t), U_3(t)) - \min(U_1(t), U_2(t), U_3(t)) \quad (2.39)$$

Le système de tension triphasé (U_1, U_2, U_3) ainsi que la tension redressée U_d sont représentés par la figure (II.5).

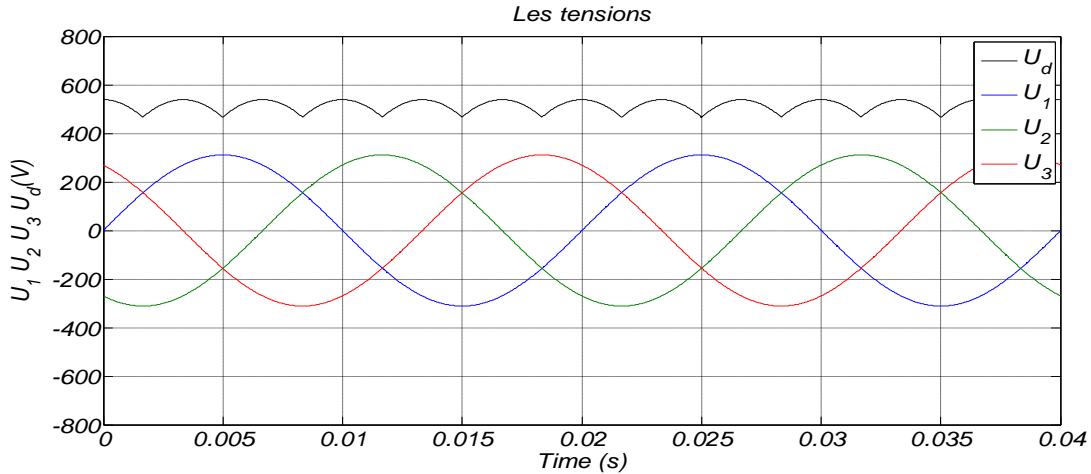


Figure (II.5): Représentation de la tension redressée

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

II.5.2 Modélisation du filtre

Entre le pont redresseur et les deux onduleurs de tension, on insère un filtre LC passe-bas comme le montre la figure II.6 [Seg 84] :

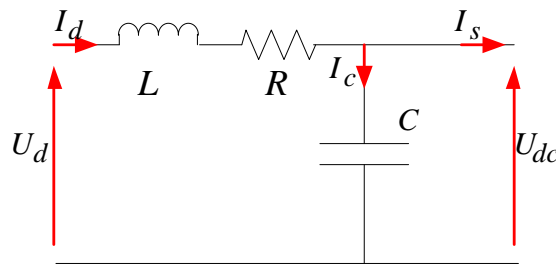


Figure (II.6): Représentation d'un filtre passe bas

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d(t) = R.I_d(t) + L \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ U_{dc}(t) = \frac{1}{C} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (2.40)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_a(s)} = \frac{1}{L.Cs^2 + R.C.s + 1} \quad (2.41)$$

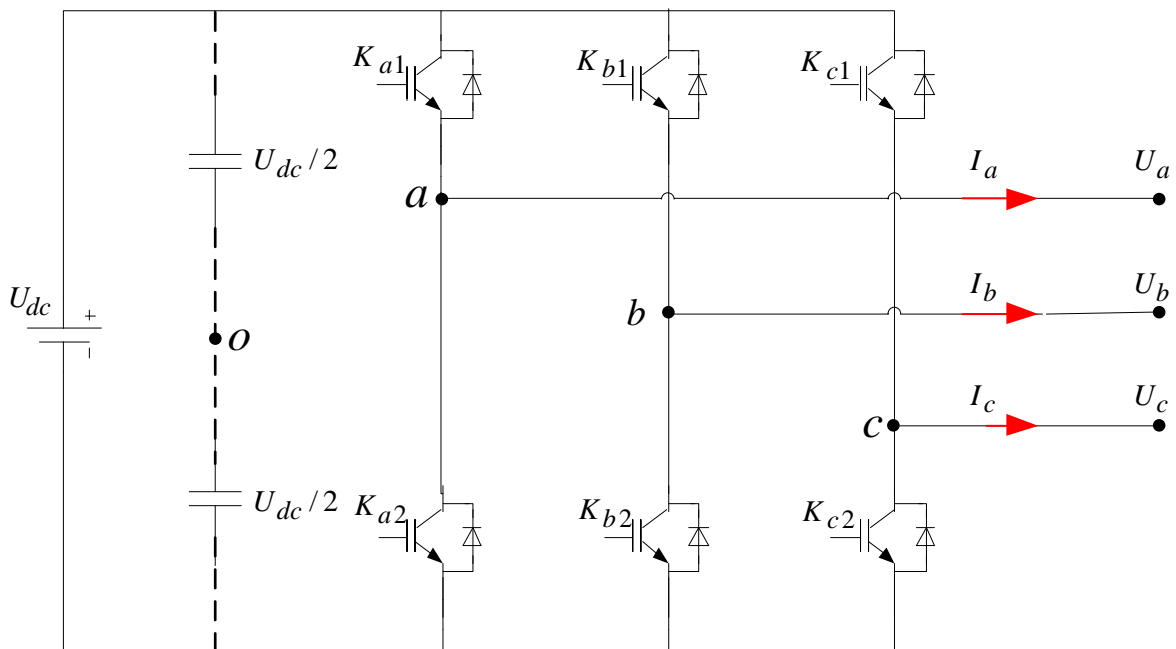
C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [Abi 2009]:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2.\pi.f_c \quad (2.42)$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

II.5.3 Onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur est composé de trois bras chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Dans ce travail on a utilisé des IGBTs mis en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant. La structure générale d'un onduleur de tension à deux niveaux est représentée dans la figure (II.7).



Figure(II.7) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

II.5.3.1 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

La modélisation de l'onduleur de tension s'effectue on supposant que [Bou 10], [Hel 16]:

- ✓ la commutation des interrupteurs est instantanée,

- ✓ la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- ✓ la charge équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

On note K_{a1} , K_{b1} , K_{c1} les interrupteurs du haut, et K_{a2} , K_{b2} , K_{c2} les interrupteurs du bas. On suppose que les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires [Ard 06].

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques $S_{(a,b,c)}$:

- ✓ si $S_{a1} = 1$, alors K_{a1} est fermée et K_{a2} est ouvert,
- ✓ si $S_{a1} = 0$, alors K_{a1} est ouvert et K_{a2} est fermée.

Les tensions composées U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit:

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (2.43)$$

Où U_{ao}, U_{bo}, U_{co} sont les tensions simples des phases.

Comme les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ U_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ U_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases}$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence o , on aboutit à :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (2.44)$$

Donc, on peut déduire que :

$$U_{no} = \frac{1}{3} (U_{ao} + U_{bo} + U_{co})$$

Pour une commutation idéale on obtient :

On a donc :

$$\begin{cases} U_{ao} = (S_{ai} - 0.5) \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{bo} = (S_{bi} - 0.5) \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{co} = (S_{ci} - 0.5) \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (2.45)$$

En remplaçant U_{no} dans (2.44), on aboutit à :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (2.46)$$

En remplaçant U_{ao} U_{bo} U_{co} dans (2.46), on déduit :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

II.5.3.2 Représentation vectorielle

En s'appuyant sur la notion de vecteur tournant, on peut considérer que l'onduleur délivrer un vecteur de tension est donnée par [Dje 05], [Bou 16]:

$$U = \frac{1}{3} \left(U_{an} e^{j0} + U_{bn} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + U_{cn} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (2.48)$$

Après avoir transformé le système triphasé dans un système biphasé par la transformation de Concordia, on peut représenter le vecteur U dans un espace à deux dimensions (α , β) par:

$$U = (U_{\alpha} + jU_{\beta}) \quad (2.49)$$

Où U_{α} et U_{β} sont les projections du vecteur U dans le système fixe (α , β) données par [Can 00]:

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Le tableau (II.1) montre les tensions de sortie U_i de l'onduleur dans le repère stationnaire en fonction de la tension du condensateur et des états des interrupteurs de l'onduleur [Abd 17]

S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	U_i^α	U_i^β	U_i
0	0	0	0	0	U_0
1	0	0	$\sqrt{2/3}U_{dc}$	0	U_1
1	1	0	$\sqrt{1/6}U_{dc}$	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_2
0	1	0	$-\sqrt{1/6}U_{dc}$	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_3
0	1	1	$-\sqrt{2/3}U_{dc}$	0	U_4
0	0	1	$-\sqrt{1/6}U_{dc}$	$-\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_5
1	0	1	$\sqrt{1/6}U_{dc}$	$-\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_6
1	1	1	0	0	U_7

Tableau II.1 : Etats de l'onduleur (2N) et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β)

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie U_a , U_b et U_c aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales U_a^* , U_b^* et U_c^* , ces vecteurs peuvent être représentés dans le plan (α, β) par un seul vecteur de référence d'amplitude U_m^* constante et égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et tournant autour du centre de l'hexagone avec une vitesse gulaire $\omega = d\theta/dt$ constante correspondante à la pulsation électrique souhaitée. La représentation dans le plan (α, β) de ces vecteurs équirépartis tout les 60° , à l'intérieur du quel le vecteur tension de référence U^* doit s'y trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande (figure. II.8) [Car 00].

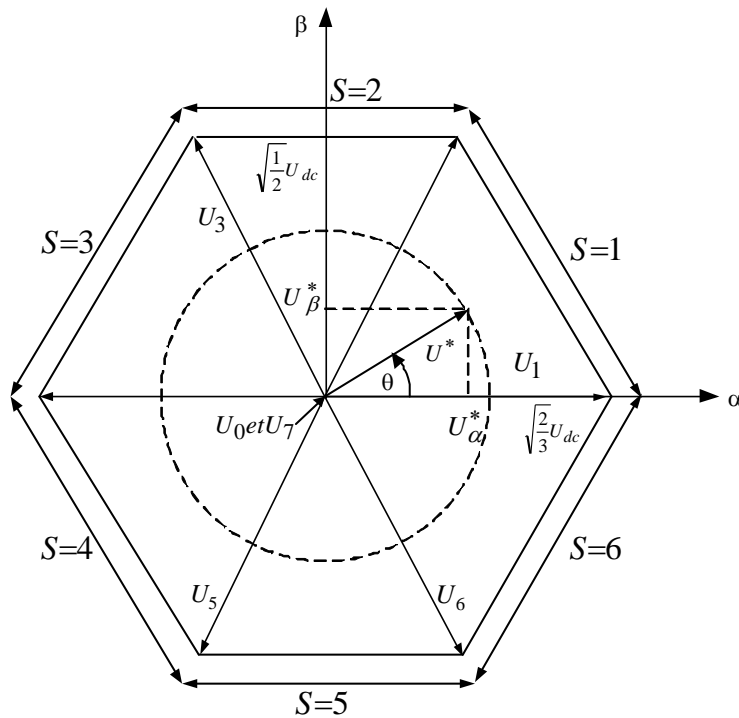


Figure (II.8): Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux

Le vecteur est défini par :

$$U^* = U_m^* e^{i\theta} \quad (2.51)$$

Le module maximal admissible du vecteur U^* est :

$$U_{\max}^* = U_{dc} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{U_{dc}}{\sqrt{2}} \quad (2.52)$$

L'équation (2.50) devient :

$$U^* = m \frac{U_{dc}}{\sqrt{2}} e^{i\theta} \quad (2.53)$$

Le taux de modulation m qui a une valeur entre 0 et 1 et la position angulaire θ du vecteur calculée comme suit :

$$\begin{cases} \theta = \arctg\left(\frac{U_\beta}{U_\alpha}\right) \\ m = \frac{U_m^* \sqrt{2}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (2.54)$$

II.5.3.3 Commande de l'onduleur à deux niveaux

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés. A titre d'exemple, on cite les techniques de commande les plus considérées :

- Par modulation naturelle ou modulation sinus-triangle.
- Par modulation vectorielle "SVM" (Space Vector Modulation).

II.5.3.3.1 Commande par Modulation Sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est réalisé par comparaison d'une onde modulante de basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse de haute fréquence de forme triangulaire [Mil 06]. Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants:

- ✓ l'indice de modulation (**m**) égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f).
- ✓ le coefficient de réglage en tension (**r**) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}).

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[- \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.55)$$

La figure II. 9 représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

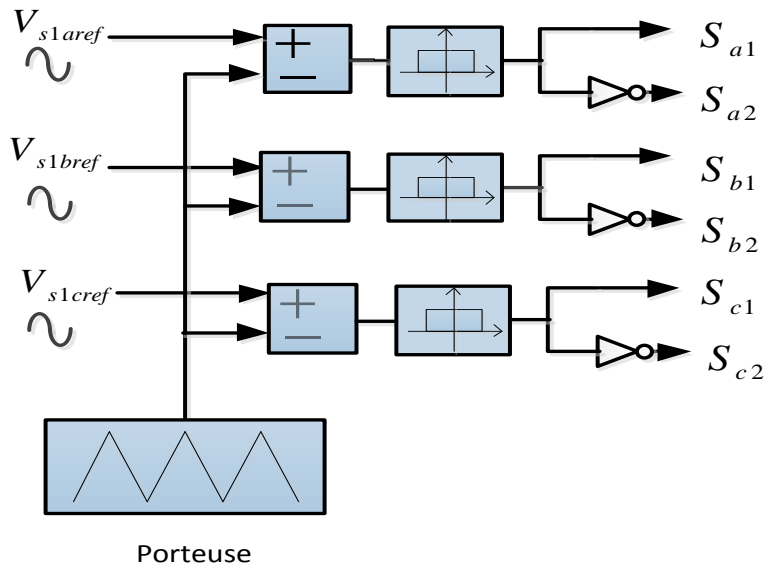


Figure (II.9): Principe de la Modulation sinus-triangulaire

La figure II.10 représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

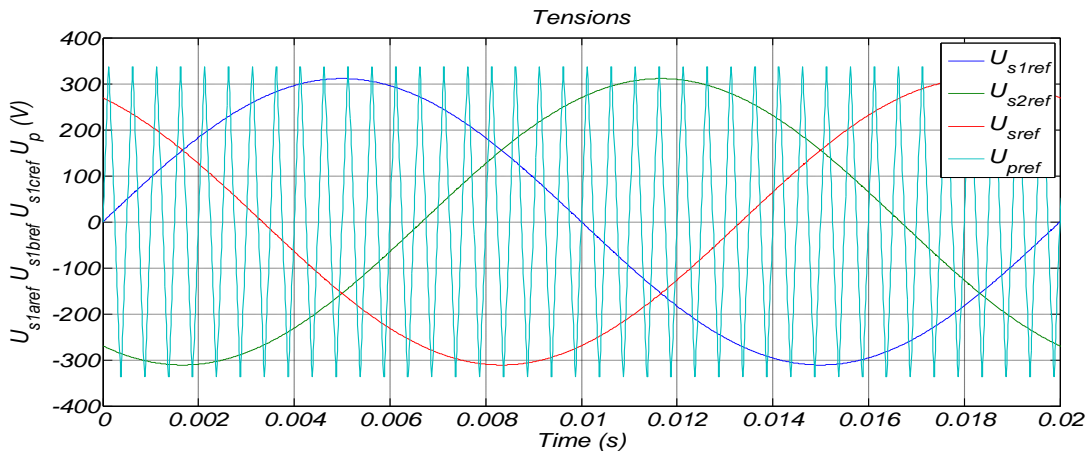


Figure (II.10): Tension de réseau et la tension à la sortie du redresseur

II.5.3.3.2 Commande par Modulation Vectorielle

Cette technique est beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande, ses effets sur les ondulations du courant et couple sont remarquables, c'est pourquoi elle est la plus utilisée par les chercheurs et industriels, elle permet de déterminer les séquences des allumages et

extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au moteur [San 08].

Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension de référence désiré \vec{U}^* sur les deux axes du plan (α, β) . Les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutations désirées correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons t_i et t_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être forcément inférieure à la période de commutation de l'onduleur [Gom 05]. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_h [Lal 09].

- **Détermination des secteurs**

L'hexagone de commutation est divisé en six secteurs, chaque secteur étant formé d'un triangle dont les sommets sont le point milieu, et les fins des deux vecteurs consécutifs (U_i et U_{i+1}). Ces secteurs sont déterminés par l'une des méthodes suivantes :

1. À partir des coordonnées U_α^* et U_β^* , on déduit dans quel secteur (s) se situe le vecteur \vec{U}^* en utilisant les équations de ses deux côtés.

La figure (II.11) représente l'organigramme illustrant les étapes de cette méthode.

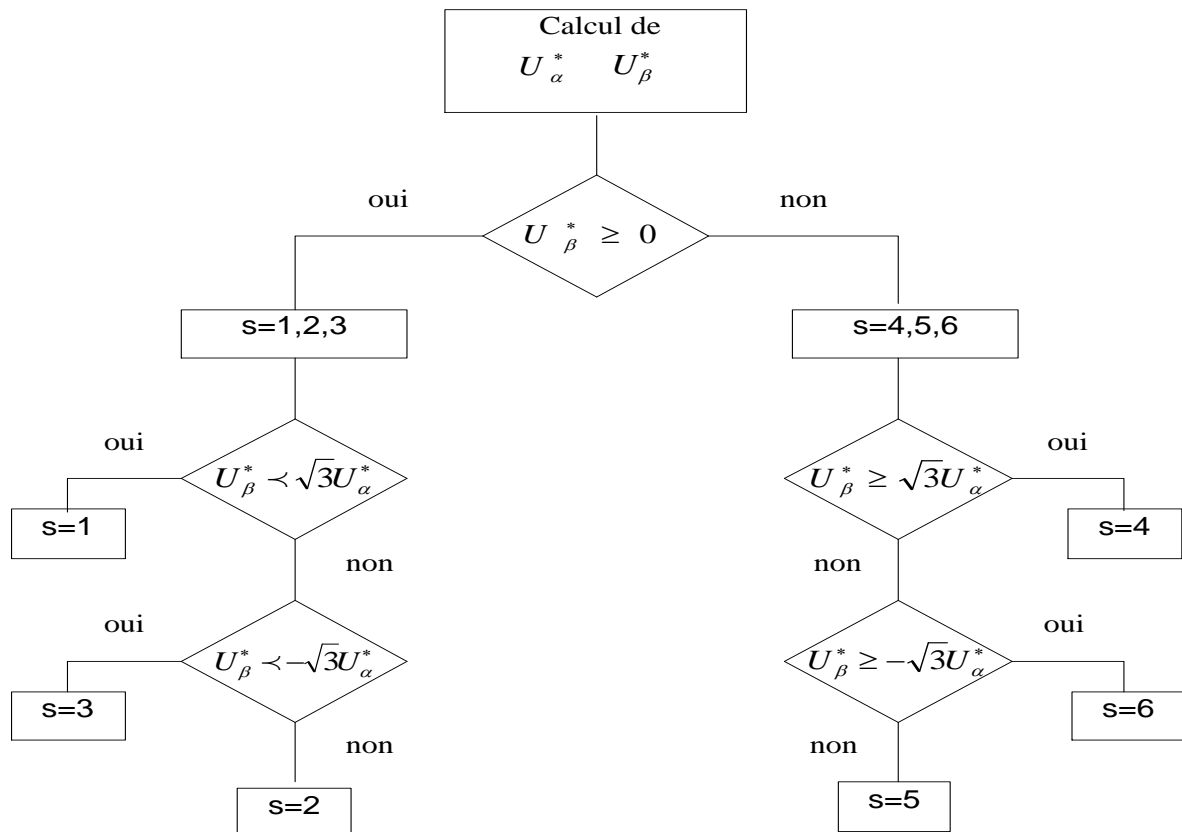


Figure (II.11): Organigramme de calcul du secteur

Par exemple, le secteur 1 comme l'illustre la figure (II.8) représentation vectorielle, est placé entre les droites d'équations ($U_\beta^* = 0$ et $U_\beta^* = \sqrt{3}U_\alpha^*$).

2. À partir de la détermination de l'angle θ du vecteur U^* on peut déduire sa position selon la relation:

$$S = \text{int}\left(\frac{\theta}{\pi/3}\right) + 1 \quad (2.56)$$

Avec *int* : fonction qui calcule la partie entière d'un nombre réel.

On peut aussi déduire la position du vecteur tension à partir de la valeur de l'angle θ tout en respectant les conditions suivantes :

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si} & 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \\ 2 & \text{si} & \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \\ 3 & \text{si} & \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si} & \pi \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3} \\ 5 & \text{si} & \frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3} \\ 6 & \text{si} & \frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.57)$$

- **Calcul des temps d'application des états de l'onduleur**

Le vecteur \vec{U}^* , doit être construit à l'aide d'une combinaison des vecteurs nuls (U_0 ou U_7) et des deux vecteurs adjacents U_i et U_{i+1} du secteur qui contient le vecteur de référence. Ces vecteurs sont appliqués individuellement durant les durées t_0 , t_i et t_{i+1} tel que \vec{U}^* soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant la période de découpage:

$$\vec{U}^* = \vec{U}_i + \vec{U}_{i+1} + \vec{U}_0 \quad (2.58)$$

Avec

$$\vec{U}^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \vec{U}^* dt \quad (2.59)$$

Le période de découpage T_h est très faible, la valeur moyenne de tension \vec{U}^* peut être considérée comme constante. Et comme les vecteurs U_i et U_{i+1} sont des vecteurs fixes on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{U}_i = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} U_i dt = \frac{1}{T_h} U_i t_i \\ \bar{U}_{i+1} = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_{i+1}} U_i dt = \frac{1}{T_h} U_{i+1} t_{i+1} \end{array} \right. \quad (2.60)$$

Donc, l'équation (2.58) devient :

$$T_h U^* = t_{i+1} U_{i+1} + t_i U_i + t_0 U_0 \quad (2.61)$$

En identifiant les parties réelles et imaginaires des deux membres, on obtient

$$\left\{ \begin{array}{l} T_h U_\alpha^* = t_{i+1} U_{i+1}^\alpha + t_i U_i^\alpha \\ T_h U_\beta^* = t_{i+1} U_{i+1}^\beta + t_i U_i^\beta \end{array} \right. \quad (2.62)$$

On peut calculer les temps de commutation t_i et t_{i+1} en fonction des coordonnées du vecteur de référence par la résolution du système d'équation (2.62).

Pendant le reste de la période de commutation on applique les vecteurs nuls chacun pendant la moitié de ce temps, donc :

$$t_0 = t_7 = \frac{T_h - t_i - t_{i+1}}{2} \quad (2.63)$$

Afin de simplifier l'analyse, on définit les trois variables e , l et k suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} e = T_h \frac{\sqrt{3}U_\alpha^* + U_\beta^*}{\sqrt{2}U_{dc}} \\ l = T_h \frac{\sqrt{3}U_\alpha^* - U_\beta^*}{\sqrt{2}U_{dc}} \\ k = T_h \frac{\sqrt{2}U_\beta^*}{U_{dc}} \end{array} \right. \quad (2.64)$$

Les temps t_i et t_{i+1} pour chaque secteur sont exprimés en fonction des variables e , l et k suivant le tableau (II.2) :

Secteur	1	2	3	4	5	6
t_i	e	l	k	$-e$	$-l$	$-k$
t_{i+1}	k	$-e$	$-l$	$-k$	e	l

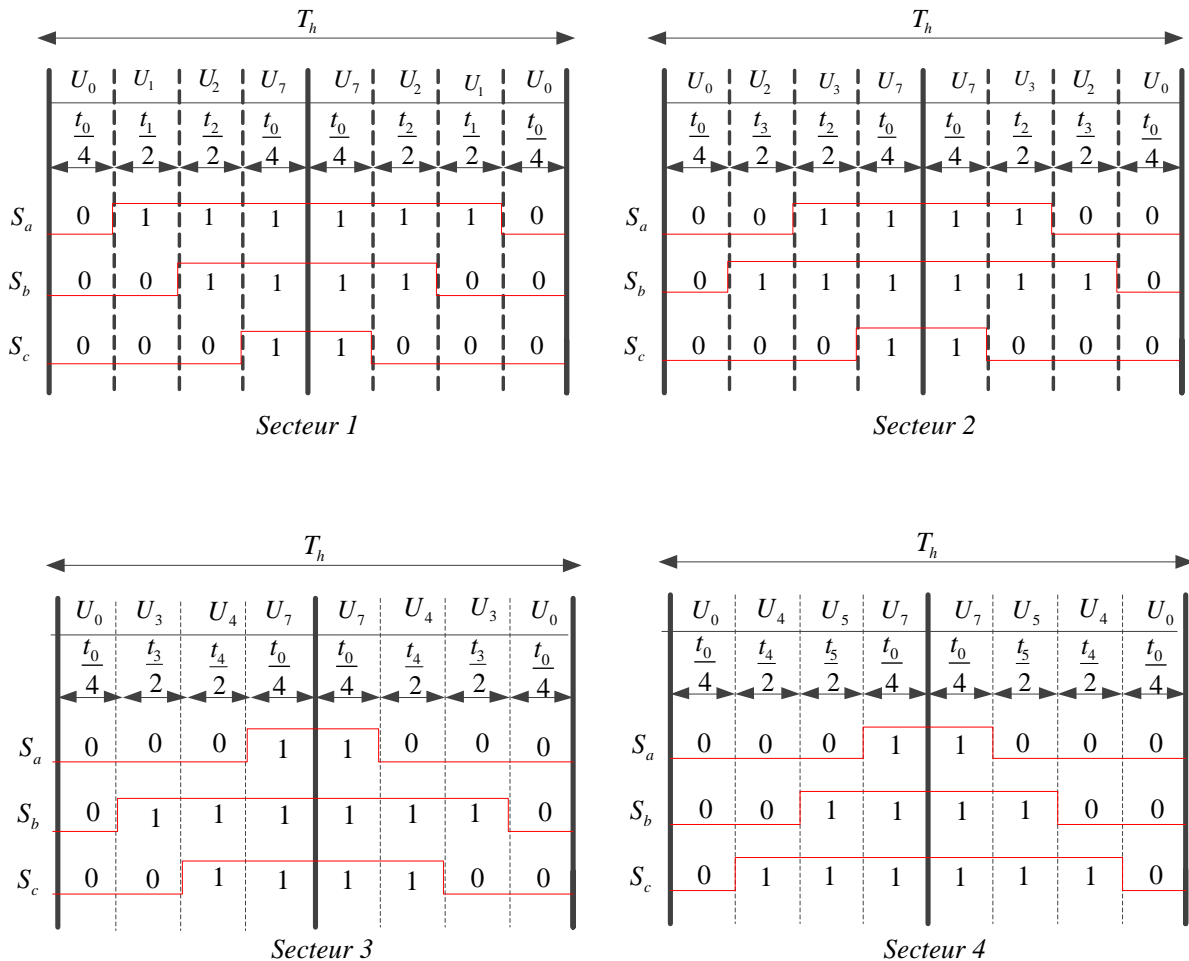
Tableau II.2 : Temps de commutation pour chaque secteur

• **Génération des impulsions de commande**

Deux critères [Bou 16], [Abd 18] doivent être respectés lors de l'application des vecteurs d'état durant une période de découpage à savoir :

a- Minimisation des harmoniques, en génération la tension de sortie la plus proche de celle de référence, par l'application du vecteur d'état U_i pendant une durée t_i , le vecteur U_{i+1} pendant une durée t_{i+1} et le vecteur nul pendant le reste de la période. On applique U_0 aux extrémités de la période de découpage et U_7 au centre de cette période.

b- Minimiser des pertes semi conducteur pour réduire le nombre de commutation de chaque interrupteur. Ceci appliquant le vecteur d'indice impair avant l'application de vecteur d'indice pair pendant la demi période de découpage et inversement durant l'autre demi période.



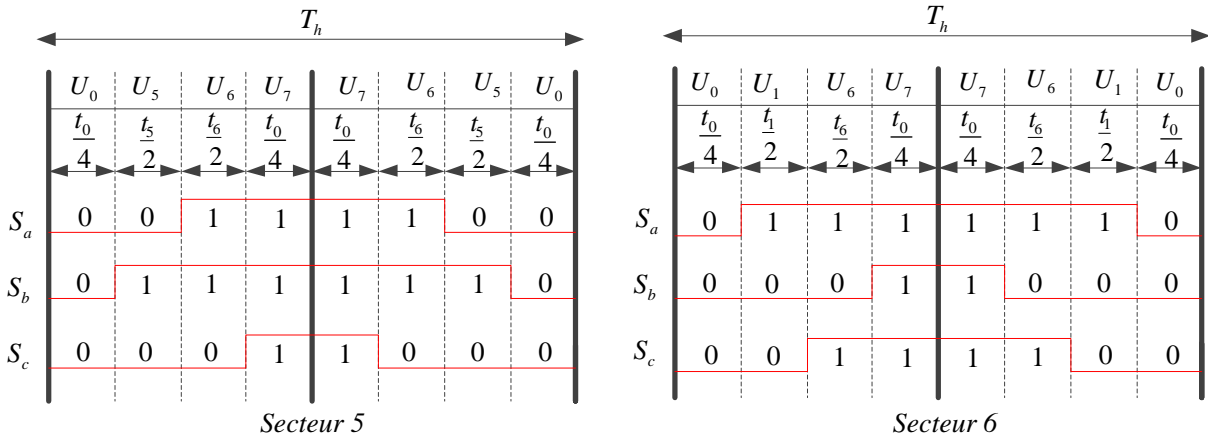


Figure (II.12): Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle

Ainsi la méthode de la MLI vectorielle se résume par le schéma suivant :

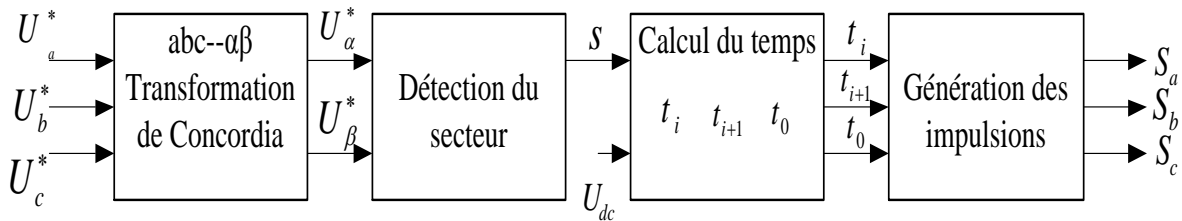


Figure (II.13): Schéma bloc de la MLI vectorielle

Soient,

- 1- A partir des tensions de référence U_a^*, U_b^* et U_c^* on déduit les composantes du vecteur référence U_α^* et U_β^* dans le repère de (α, β) ;
- 2- Déterminé le secteur s où est situé le vecteur de référence;
- 3- Calcul des temps $(t_0, t_i$ et $t_{i+1})$ d'application des vecteurs $(U_0, U_i$ et $U_{i+1})$;
- 4- Génération des impulsions de commandent des interrupteurs.

II.5.4. Onduleur de tension à trois niveaux

La figure (II.14), présente le schéma général de l'onduleur de tension trois niveaux, de structure appelée à point neutre "clampé" (NPC Neutral-Point-Clamped), C'est l'une des structures d'onduleur à 3-niveaux de tension. Elle présente beaucoup d'avantage, tels que le nombre de tension généré est plus élevé, moins d'harmonique de distorsion et faible fréquence de commutation [Xav 05]. L'onduleur est composé de trois bras et deux sources de tension continue, chaque bras de l'onduleur est constitué de 4 interrupteurs: $(K_{x1}, K_{x2}, K_{x3}$ et K_{x4} avec x : indice du bras), en antiparallèles avec quatre diodes principales afin assurer la réversibilité des

courants dans la charge, et deux diodes de clamp (D_{x1} et D_{x2}) connectées au point milieu du bus continu [Bou 16], [Abd 16].

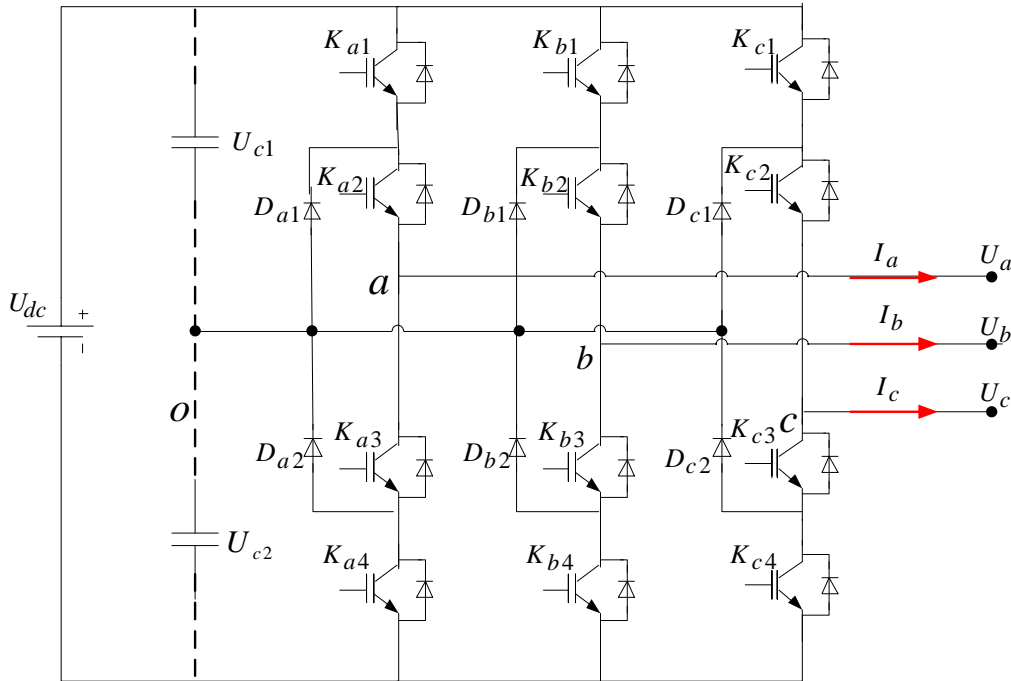


Figure (II.14) Structure d'un onduleur triphasé trois niveaux à structure NPC

II.5.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux

Les configurations possibles d'un seul bras de quatre interrupteurs est de $2^4 = 16$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de 1 suivant l'état des interrupteurs K_{x1} , K_{x2} , K_{x3} et K_{x4} . L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre l'existence de quatre configurations possibles, dont un est inutile, c'est là où les deux interrupteurs K_{x1} et K_{x4} sont commandés puisqu'elle déconnecte totalement la charge de la source continu. Donc il reste trois états utiles définis comme suit [Bou 16] [Abd 18] :

L'état 0 : Les deux transistors K_{x3} et K_{x4} sont fermés (donc K_{x1} et K_{x2} sont ouverts), la tension phase-point milieu est $U_{xo} = -U_{c2}$. Si le courant I_x est négatif, il passera par les deux transistors K_{x3} et K_{x4} , ou par les deux diodes principales s'il est positif.

L'état 1 : Les deux transistors K_{x2} et K_{x3} sont fermés (donc K_{x1} et K_{x4} sont ouverts), la tension phase-point milieu est $U_{xo} = 0$. Si le courant ix est positif, il passera par le transistor K_{x2} , et la diode de clamp D_{x1} ou par le transistor K_{x3} , et la diode de clamp D_{x2} s'il est négatif.

L'état 2 : Les deux interrupteurs K_{x1} et K_{x2} sont fermés (donc K_{x3} et K_{x4} sont ouverts), la tension phase- point milieu est $U_{xo} = U_{c1}$. Si le courant ix est positif, il passera par les deux transistors, ou par les deux diodes antiparallèles s'il est négatif.

Les autres configurations sont à éviter, car [Bou 05] :

- ✓ Soit, elles provoquent le court-circuit des sources de tensions (U_{c1} , U_{c2}).
- ✓ Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources tensions.

La figure (II.15) représente l'ensemble des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux.

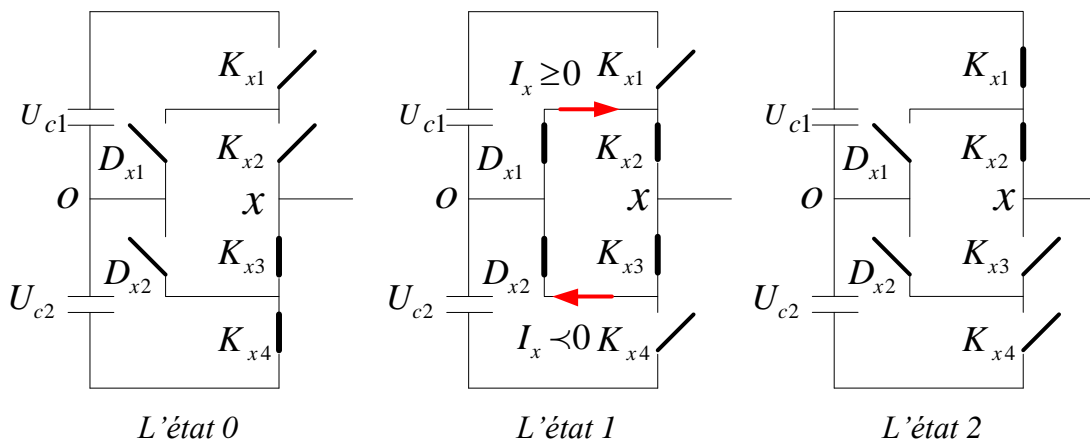


Figure (II.15): Différents états utiles du bras x de l'onduleur à trois niveaux.

Chacun des trois bras de l'onduleur peuvent prendre indépendamment les trois états 2,1 ou 0. L'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève donc à 3^3 , soit 27 états. Ceux-ci sont répertoriés dans le tableau (II.3).

Afin d'avoir la commandabilité totale de l'onduleur à trois niveaux, on doit éliminer le cas qui donne une réponse inconnue.

En traduisant cette commande complémentaire [Bou 16]:

$$S_{x(i+2)} = \bar{S}_{xj} = 1 - S_{xi} \tag{2.65}$$

Avec $i=1, 2, 3,4$: numéro de l'interrupteur du bras x .

Les fonctions de connexion des demi-bas s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_x^2 = S_{x1}S_{x2} \\ F_x^1 = \bar{S}_{x1}S_{x2} \\ F_x^0 = \bar{S}_{x1}\bar{S}_{x2} \end{cases} \tag{2.66}$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence o , on aboutit à :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{c1}F_a^2 - U_{c2}F_a^0 \\ U_{bo} = U_{c1}F_b^2 - U_{c2}F_b^0 \\ U_{co} = U_{c1}F_c^2 - U_{c2}F_c^0 \end{cases} \quad (2.67)$$

Les tensions composées U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit:

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} = (U_{c1}F_a^2 - U_{c2}F_a^0) - (U_{c1}F_b^2 - U_{c2}F_b^0) \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} = (U_{c1}F_b^2 - U_{c2}F_b^0) - (U_{c1}F_c^2 - U_{c2}F_c^0) \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} = (U_{c1}F_c^2 - U_{c2}F_c^0) - (U_{c1}F_a^2 - U_{c2}F_a^0) \end{cases} \quad (2.68)$$

Comme les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] = \frac{1}{3}[U_{ao} - U_{co} - U_{co}] \\ U_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] = \frac{1}{3}[U_{ao} - U_{co} - U_{co}] \\ U_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] = \frac{1}{3}[U_{ao} - U_{co} - U_{co}] \end{cases} \quad (2.69)$$

on peut déduire que :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ao} \\ U_{bo} \\ U_{co} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a^2 - F_a^0 \\ F_b^2 - F_b^0 \\ F_c^2 - F_c^0 \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

II.5.4.2 Représentation vectorielle

Les vecteurs U_α et U_β sont les projections du vecteur U dans le système fixe (α, β) données par :

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{c1}F_a^2 - U_{c2}F_a^0 \\ U_{c1}F_b^2 - U_{c2}F_b^0 \\ U_{c1}F_c^2 - U_{c2}F_c^0 \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

La tension totale du bus continu vaut U_{dc} , dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux condensateurs qui possèdent alors une tension $U_{c1} = U_{c2} = U_{dc}/2$ à leurs bornes. Dans ce cas l'équation (2.71) devient :

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a^2 - F_a^0 \\ F_b^2 - F_b^0 \\ F_c^2 - F_c^0 \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

Le tableau (II.3) représente les différents états de l'onduleur à trois niveaux et les coordonnées du vecteur de tension de sortie U_i , correspondant à chaque état [Abd 18].

Etat de l'onduleur	U_i^a	U_i^b	U_i
222, 000, 111	0	0	U_0^a, U_0^b, U_0^c
211, 100	$\sqrt{1/6}U_{dc}$	0	U_1^a, U_1^b
200	$\sqrt{2/3}U_{dc}$	0	U_2
210	$\sqrt{3/8}U_{dc}$	$\sqrt{1/8}U_{dc}$	U_3
221, 110	$\sqrt{1/24}U_{dc}$	$\sqrt{1/8}U_{dc}$	U_4^a, U_4^b
220	$\sqrt{1/6}U_{dc}$	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_5
120	0	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_6
121, 010	$-\sqrt{1/24}U_{dc}$	$\sqrt{1/8}U_{dc}$	U_7^a, U_7^b
020	$-\sqrt{1/6}U_{dc}$	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_8
021	$-\sqrt{3/8}U_{dc}$	$\sqrt{1/8}U_{dc}$	U_9
122, 011	$-\sqrt{1/6}U_{dc}$	0	U_{10}^a, U_{10}^b
022	$-\sqrt{2/3}U_{dc}$	0	U_{11}
012	$-\sqrt{3/8}U_{dc}$	$-\sqrt{1/8}U_{dc}$	U_{12}
112, 001	$-\sqrt{1/24}U_{dc}$	$-\sqrt{1/8}U_{dc}$	U_{13}^a, U_{13}^b
002	$-\sqrt{1/6}U_{dc}$	$-\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_{14}
102	0	$-\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_{15}
212, 101	$\sqrt{1/24}U_{dc}$	$-\sqrt{1/8}U_{dc}$	U_{16}^a, U_{16}^b
202	$\sqrt{1/6}U_{dc}$	$-\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_{17}
201	$\sqrt{3/8}U_{dc}$	$-\sqrt{1/8}U_{dc}$	U_{18}

Tableau II.3 : Etats de l'onduleur (3N) et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β)

Ce vecteur peut prendre 18 positions dans le plan α - β suivant les états de l'onduleur. Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de l'onduleur figure (II.16). Ils sont rangés sur deux hexagones:

12 positions sur l'hexagone externe (correspondant aux états 200, 210, 220, 120, 020, 120, 022, 012, 002, 102, 202 et 201). Et **6** positions sur l'hexagone interne (correspondant aux états (211-100), (221-110), (121-010), (122-011), (112-001) et (212-101)), en plus d'une position à l'origine du diagramme, correspondant aux états 222, 111 et 000. Chaque position sur l'hexagone interne est produite par deux états distincts. Ces états sont appelés états redondants ou vecteurs redondants qui nous donne la même tension aux bornes d'un bras.

Les positions discrètes du vecteur de tension de sortie divise le diagramme vectoriel en **6** secteurs triangulaires, les sommets de ces secteurs triangulaires étant l'origine du diagramme vectoriel et les apex de l'hexagone externe. Chaque secteur est composé de **4** régions triangulaires, on a ainsi **24** régions dans la totalité du diagramme vectoriel.

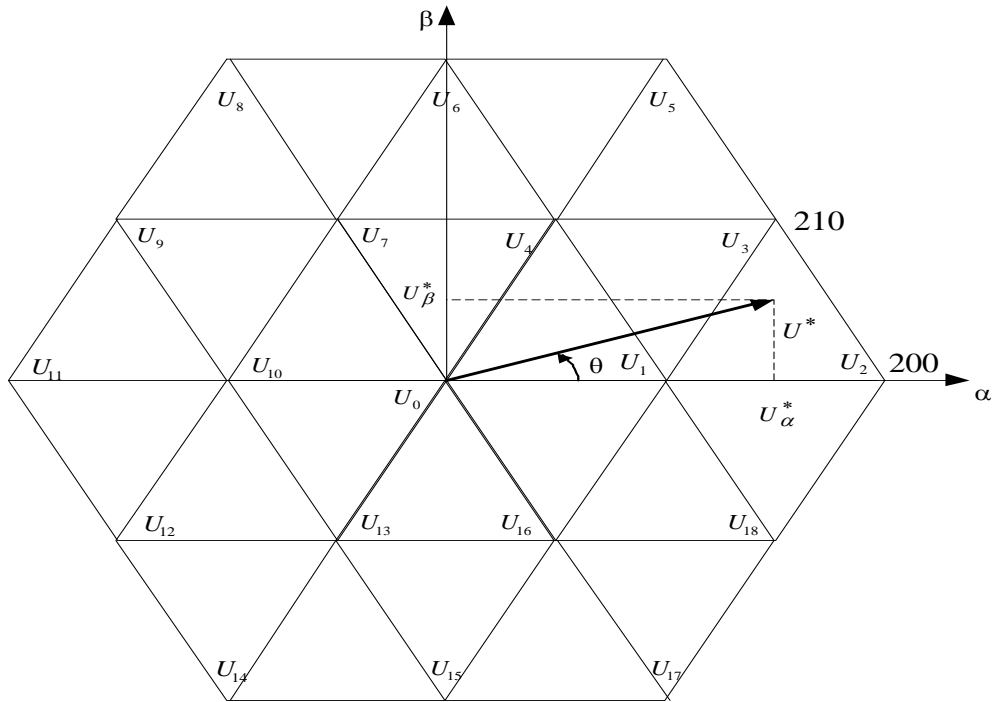


Figure (II.16): Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux

II.5.4.3 Commande de l'onduleur à trois niveaux

En plus du niveau de l'onduleur, la forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de cet onduleur. Généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions (MLI). On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que : la modulation sinus-triangle et la modulation vectorielle.

II.5.4.3.1 Commande par Modulation Sinus-triangle

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST de l'onduleur de tensions à trois niveaux, deux porteuses triangulaires sont nécessaires. Ces porteuses ont la même fréquence f_p et la même amplitude U_p . Ils sont ensuite comparés au signal de référence (sinus) d'amplitude U_r et de fréquence f_r . Chaque comparaison donne 1 si une porteuse est supérieure ou égale à la référence, 0 dans le cas contraire.

Les signaux de commande des interrupteurs:

Premier bras: (S_{a1}, S_{a3}) et (S_{a2}, S_{a4}) , deuxième bras: (S_{b1}, S_{b3}) et (S_{b2}, S_{b4}) et troisième bras: (S_{c1}, S_{c3}) et (S_{c2}, S_{c4}) , sont complémentaires.

Le schéma de principe de cette technique appliquée à l'onduleur à trois niveaux est donné par la figure (Figure. II.17).

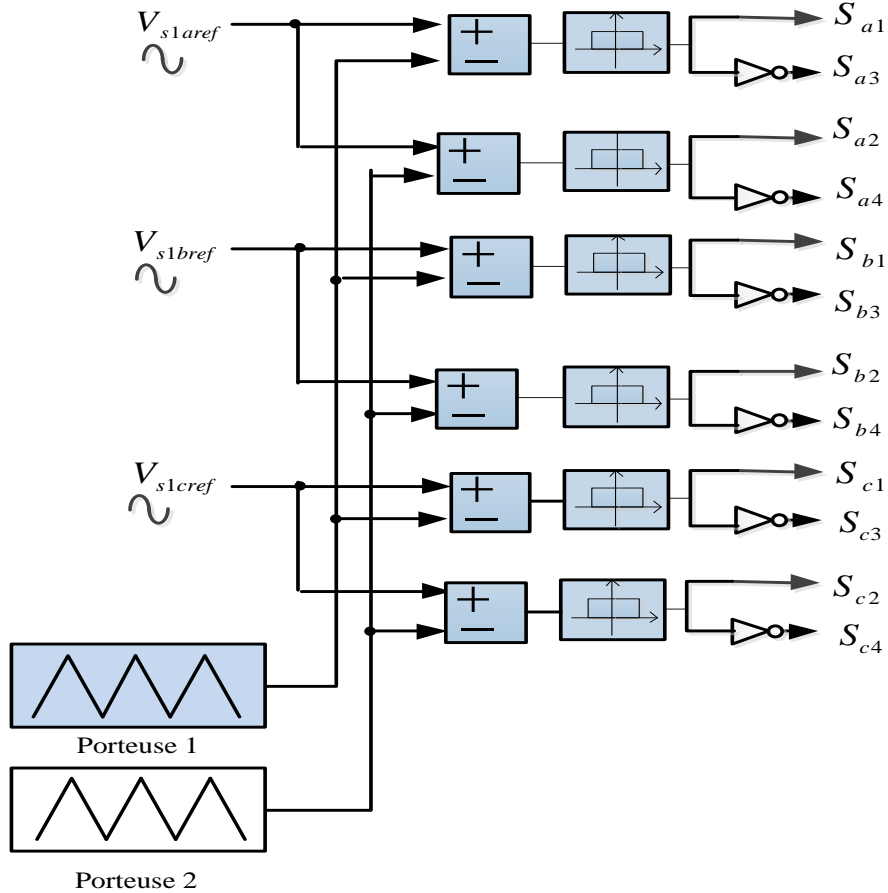


Figure (II.17): Principe de la Modulation sinus-triangulaire de l'onduleur à trois niveau

La figure (II.18) montre les différents signaux de la stratégie sinus-triangle à deux porteuses bipolaires.

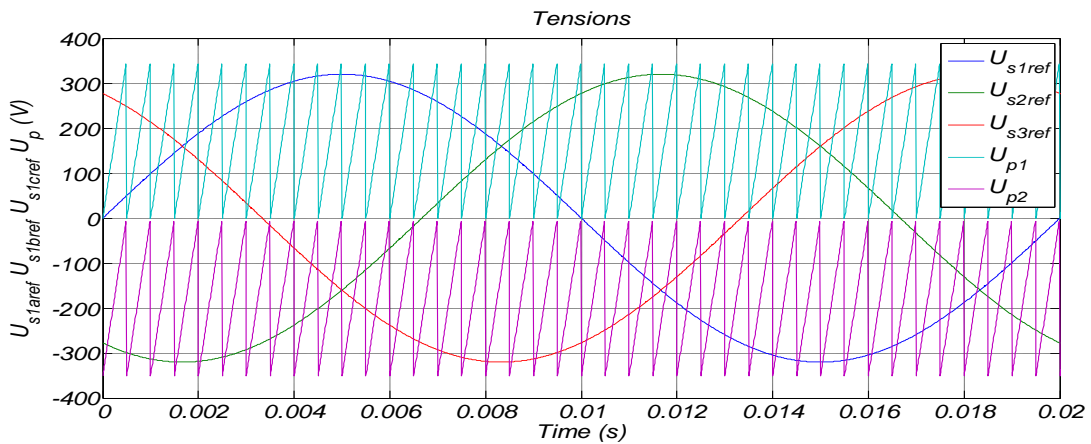


Figure (II.18): Les différents signaux de la stratégie triangulo – sinusoidale à deux Porteuses bipolaires.

II.5.4.3.2 Commande par Modulation Vectorielle

Comme dans le cas d'un onduleur de tension à deux niveaux, la technique MLI vectorielle appliquée à l'onduleur de tension à trois niveaux suit les mêmes étapes de calcul [Zem 10], [Bou 16].

- **Détermination des secteurs**

A partir des coordonnées polaires et de la position angulaire, on déduit dans quel secteur (s), et dans quelle région (r) se situ le vecteur U^* . Le secteur se déduit de la même manière que l'on fait pour l'onduleur à deux niveaux. La région triangulaire à l'intérieur de chaque secteur est déduite en utilisant les équations de ses trois côtés. Comme il est illustré dans la figure (II.21), pour la région $r=1$, deux côtés sont déjà limités par les deux côtés du secteur. Pour les deux régions $r=3$ et $r=4$ l'un des trois côtés est limité par un des deux côtés du secteur et l'autre par la limite extérieure de l'hexagone. Le troisième côté des trois régions est déterminé comme le montre le tableau (II.4). Pour chaque secteur, si on détermine les trois régions $r=1,3,4$, la partie du secteur restante représente la région $r=2$. La figure (II.19) représente les 4 triangles du premier secteur et les supports de ses côtés qui sont les droites $(\Delta 1)$, $(\Delta 2)$ et $(\Delta 3)$.

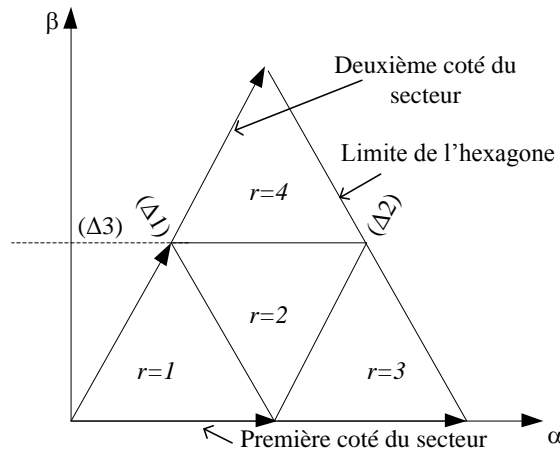


Figure (II.19): Régions triangulaires du premier secteur

En utilisant les équations cartésiennes des droites U_β en fonction de U_α entourant la région.

$$\begin{cases} (\Delta 1) & U_\beta = -\sqrt{3}U_\alpha + \sqrt{1/2}U_{dc} \\ (\Delta 2) & U_\beta = \sqrt{3}U_\alpha - \sqrt{1/2}U_{dc} \\ (\Delta 3) & U_\beta = \sqrt{1/8}U_{dc} \end{cases} \quad (2.73)$$

	$r = 1$	$r = 3$	$r = 4$
$s = 1$	$U_{\beta}^* < -\sqrt{3}U_{\alpha}^* + \sqrt{1/2}U_{dc}$	$U_{\beta}^* < \sqrt{3}U_{\alpha}^* - \sqrt{1/2}U_{dc}$	$U_{\beta}^* \geq \sqrt{1/8}U_{dc}$
$s = 2$	$U_{\beta}^* < \sqrt{1/8}U_{dc}$	$U_{\beta}^* \geq -\sqrt{3}U_{\alpha}^* + \sqrt{1/2}U_{dc}$	$U_{\beta}^* \geq \sqrt{3}U_{\alpha}^* + \sqrt{1/2}U_{dc}$
$s = 3$	$U_{\beta}^* < \sqrt{3}U_{\alpha}^* + \sqrt{1/2}U_{dc}$	$U_{\beta}^* \geq \sqrt{1/8}U_{dc}$	$U_{\beta}^* < -\sqrt{3}U_{\alpha}^* - \sqrt{1/2}U_{dc}$
$s = 4$	$U_{\beta}^* \geq -\sqrt{3}U_{\alpha}^* - \sqrt{1/2}U_{dc}$	$U_{\beta}^* \geq \sqrt{3}U_{\alpha}^* + \sqrt{1/2}U_{dc}$	$U_{\beta}^* < -\sqrt{1/8}U_{dc}$
$s = 5$	$U_{\beta}^* \geq -\sqrt{1/8}U_{dc}$	$U_{\beta}^* < -\sqrt{3}U_{\alpha}^* - \sqrt{1/2}U_{dc}$	$U_{\beta}^* < \sqrt{3}U_{\alpha}^* - \sqrt{1/2}U_{dc}$
$s = 6$	$U_{\beta}^* \geq \sqrt{3}U_{\alpha}^* - \sqrt{1/2}U_{dc}$	$U_{\beta}^* < -\sqrt{1/8}U_{dc}$	$U_{\beta}^* \geq -\sqrt{3}U_{\alpha}^* + \sqrt{1/2}U_{dc}$

Tableau II.4 : Inéquations définissant les régions du diagramme vectoriel

• Calcul des temps de commutation

La détermination des temps de commutation se fait de la même manière dans tous les secteurs et se distingue d'une région à une autre dans le même secteur, de ce fait, les interrupteurs de l'onduleur doivent être commandés de sorte que le vecteur de référence U^* coïncide avec la moyenne, sur une période de commutation de l'onduleur T_h , du vecteur de tension de sortie, généré par les trois vecteurs U_q, U_p et U_u représentant les apex du triangle contenant le vecteur U^* . Il en résulte que :

$$T_h U^* = t_q U_q + t_p U_p + t_u U_u \tag{2.74}$$

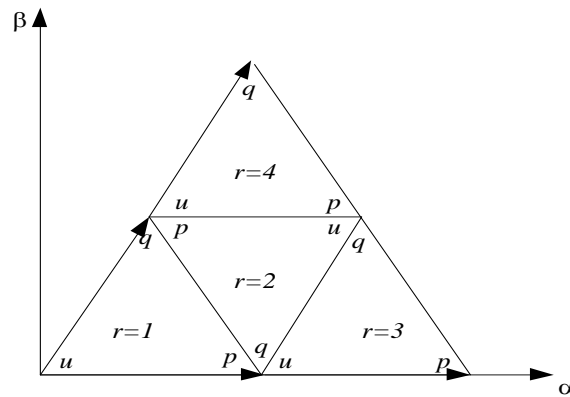


Figure (II.20): Apex p, q et u pour chaque région triangulaire r.

Afin d'avoir des tensions de sortie aussi proches que possible aux tensions de références sinusoïdales triphasées U_a^*, U_b^* et U_c^* , on applique l'état p pendant une durée t_p , l'état q pendant une durée t_q et l'état u pendant le reste de la période t_u . Les vecteurs $U_j (j = 3(s-1)+1)$ sont des vecteurs redondants. Ils représentent la même tension de sortie.

La projection des vecteurs U^*, U_q, U_p et U_u sur les deux axes (α, β) donne ;

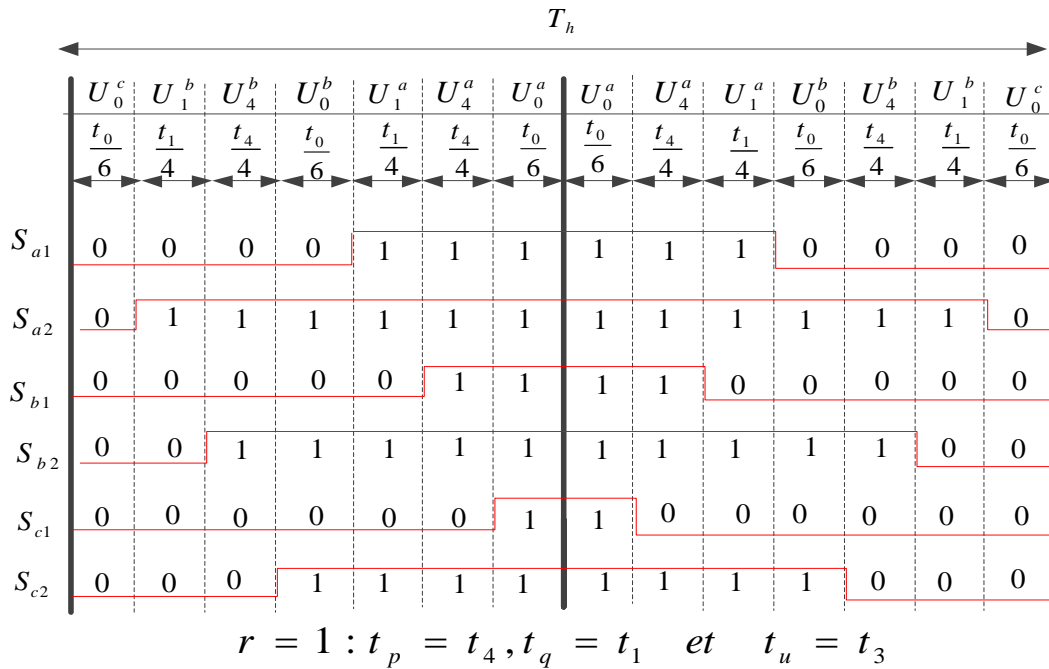
$$T_h \begin{bmatrix} U_\alpha^* \\ U_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{\alpha p} & U_{\alpha q} & U_{\alpha u} \\ U_{\beta p} & U_{\beta q} & U_{\beta u} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_p \\ t_q \\ t_u \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

Etant donné que les coordonnées des vecteurs de sortie sont connus (tableau (II.3)). Il est possible de calculer les temps de commutation t_q, t_p et t_u en fonction de l'angle θ et l'amplitude du vecteur de référence comme suit :

$$\begin{bmatrix} t_p \\ t_q \\ t_u \end{bmatrix} = T_h \begin{bmatrix} U_\alpha^* \\ U_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\alpha p} & U_{\alpha q} & U_{\alpha u} \\ U_{\beta p} & U_{\beta q} & U_{\beta u} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (2.76)$$

• **Calcul des temps d'application des états de l'onduleur**

En effectuant le même calcul pour chaque secteur et ensuite on détermine les largeurs d'impulsions (durées des fermetures des interrupteurs) correspondant selon la (Figure. II.21).



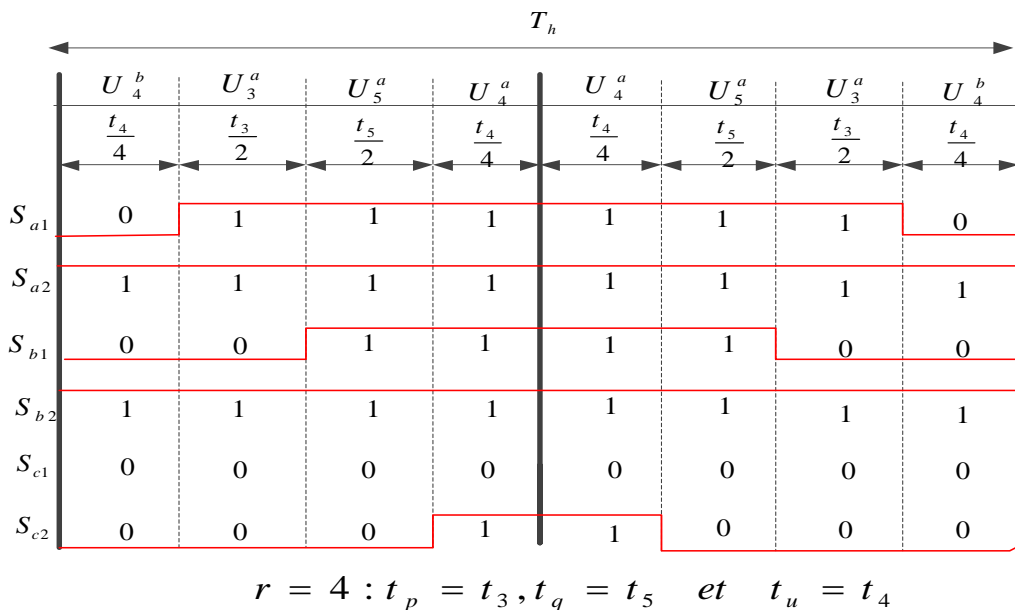
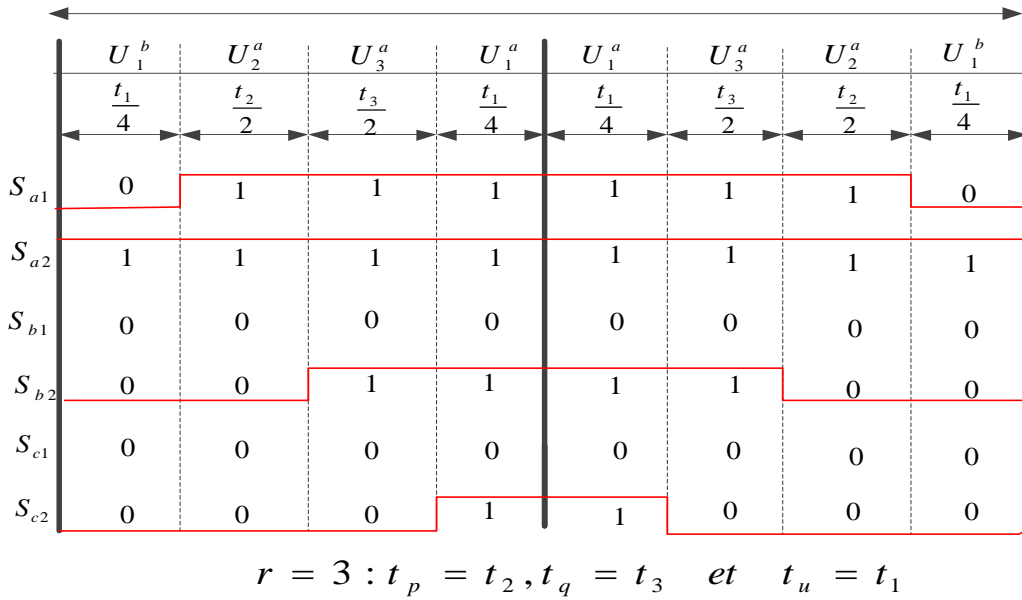
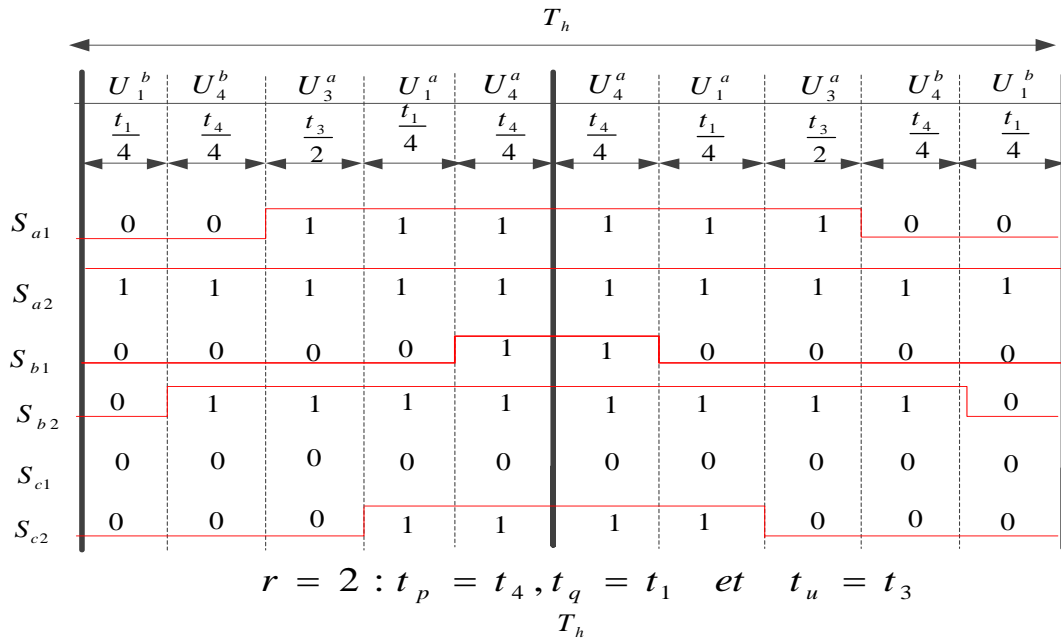


Figure (II.21) Génération des impulsions à partir des vecteurs d'états du premier secteur

II.6. Résultats de simulation

Une fois le modèle globale de la machine asynchrone double étoile est établi. On aborde l'aspect lié à la simulation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Afin de simuler la MASDE, ce qui offre la possibilité d'observer et d'interpréter en temps réel les phénomènes et les grandeurs visualisés. La MASDE dont les paramètres sont donnés dans l'annexe.

Les tensions de référence sont donné par :

L'étoile1:

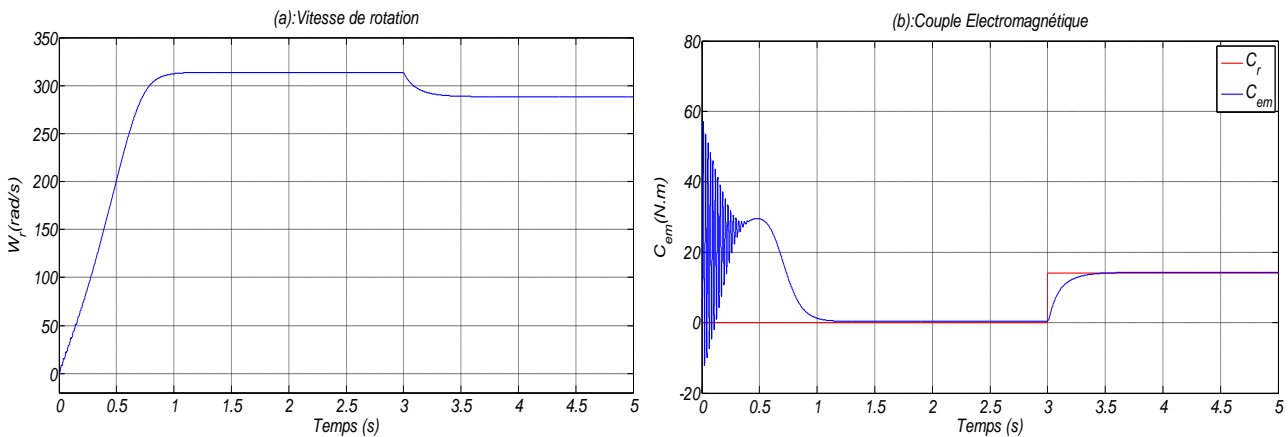
$$\begin{cases} U_{s1aref} = U_{\max} \sin(\omega t) \\ U_{s1bref} = U_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{s1cref} = U_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.77)$$

L'étoile 2:

$$\begin{cases} U_{s2aref} = U_{\max} \sin(\omega t - \alpha) \\ U_{s2bref} = U_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ U_{s2cref} = U_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (2.78)$$

II.6.1. Machine alimenté par réseau triphasé

Dans ce cas, on considère que la machine est alimentée directement par deux réseau triphasé équilibré et décalé par un angle $\alpha=30^\circ$, on applique à l'instant $t=3s$ un couple de charge de 14 N.m.



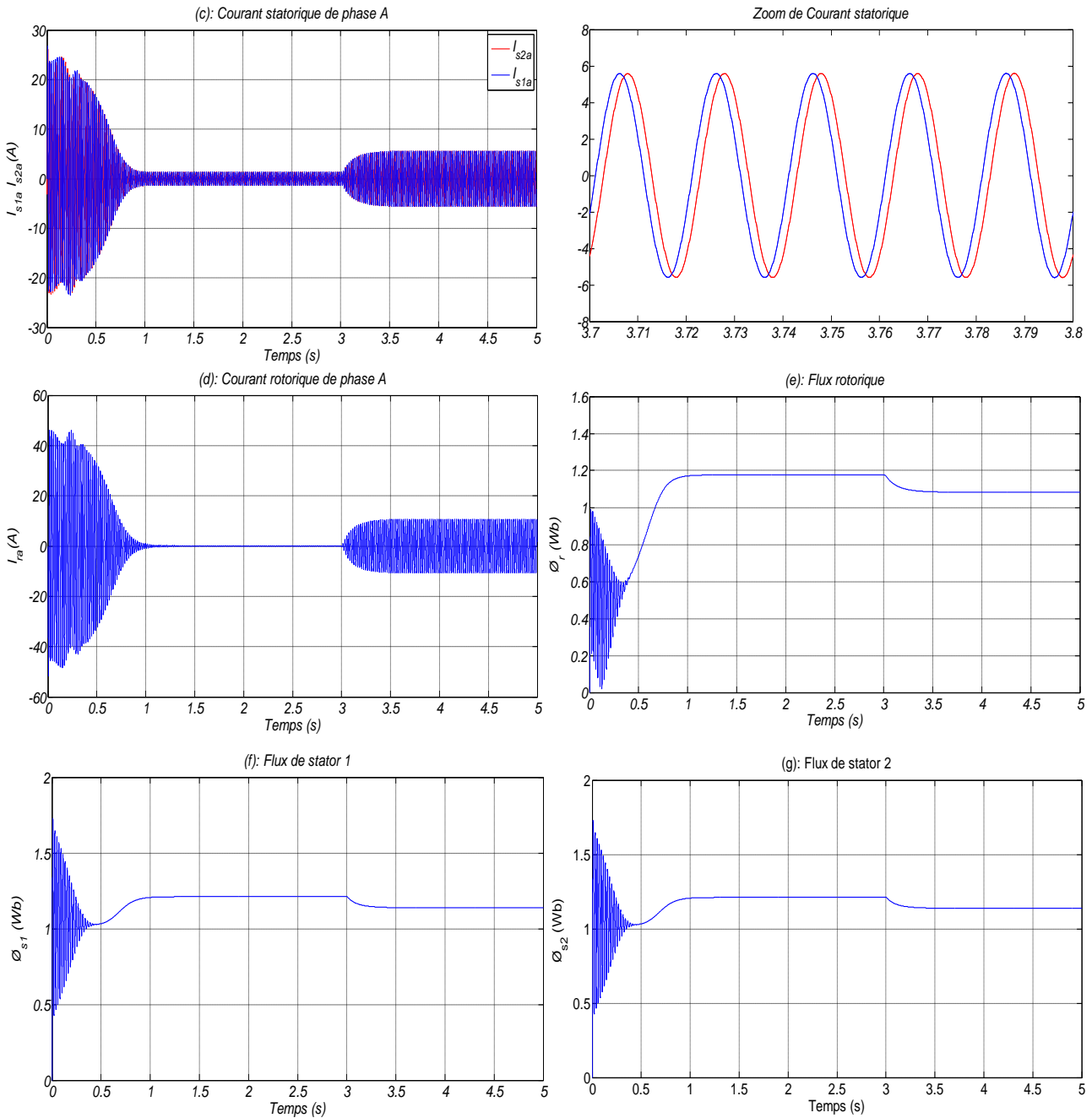


Figure (II.22): Grandeurs électriques et mécanique de la MASDE alimenté directement par réseau

➤ **Interprétation des résultats**

La figure II.22 montrent l'évolution de la vitesse, du couple, des courants de la 1^{ère} phase statoriques (étoile 1 et étoile 2) et rotorique ainsi que des flux statoriques (étoile 1 et étoile 2) et rotorique de la MASDE alimentée directement par deux réseaux triphasés. Le démarrage s'effectue à vide et la machine est chargée à l'instant $t=3s$. On remarque:

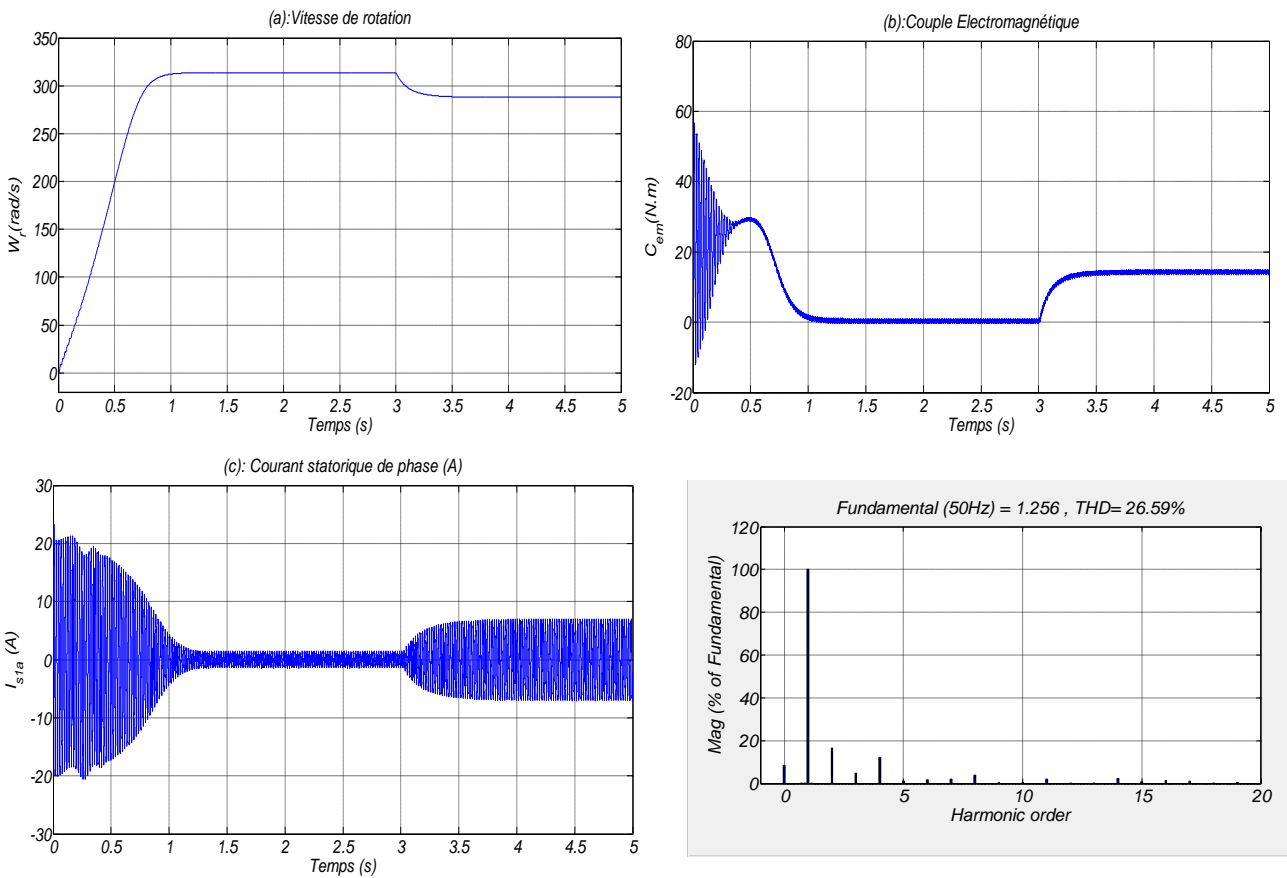
- La courbe de la vitesse présente un accroissement linéaire en régime transitoire atteint la valeur nominale (314 rad/s), à l'instant de $t=3s$, une diminution de vitesse (288,21 rad/s) qui se traduit par le glissement ($g=8,21\%$).

- Le couple électromagnétique présente des oscillations d'amplitude élevé (58 N.m), à l'instant $t=3s$ le couple électromagnétique rejoint sa valeur correspond à la charge (14 N.m).
- La courbe du courant staroriques (étoile 1 et étoile 2) présente des oscillations d'amplitude maximale d'ordre 23.5A et le courant rotorique d'amplitude maximale d'ordre 43.5A. Après de l'application du couple se stabilisé à la valeur de 5.6A en régime permanent.
- Le flux statorique et le flux rotorique se stabilisé à la valeur de 1.2 Wb et diminué après l'application de charge.

II.6.2. Machine alimenté par onduleur de tension à deux niveaux

Dans ce cas la machine est considérée saine et alimentée par un onduleur à deux niveaux utilisant deux stratégies de commande de type MLI sinus triangulaire et MLI vectorielle. La fréquence choisie de la porteuse est $f_p = 5KHz$. Le démarrage de la MASDE s'effectue à vide puis à l'instant $t=3s$, on applique une charge nominale correspondant à un couple de charge $C_r=14N.m$.

➤ **MLI sinus triangulaire**



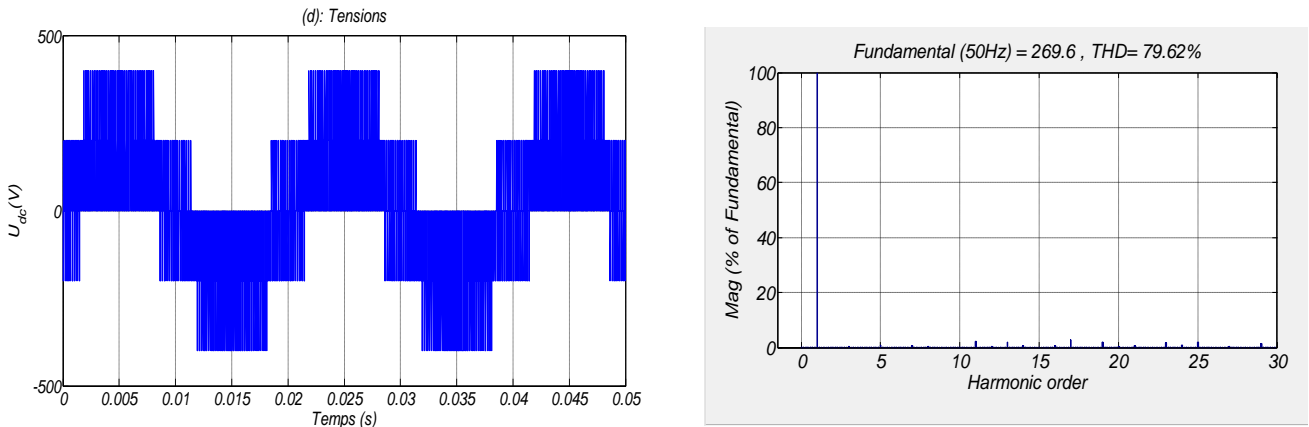


Figure (II.23): Grandeurs électriques et mécanique de la MASDE alimenté par deux onduleur à deux niveau à MLI sinus-triangulaire

➤ MLI vectorielle

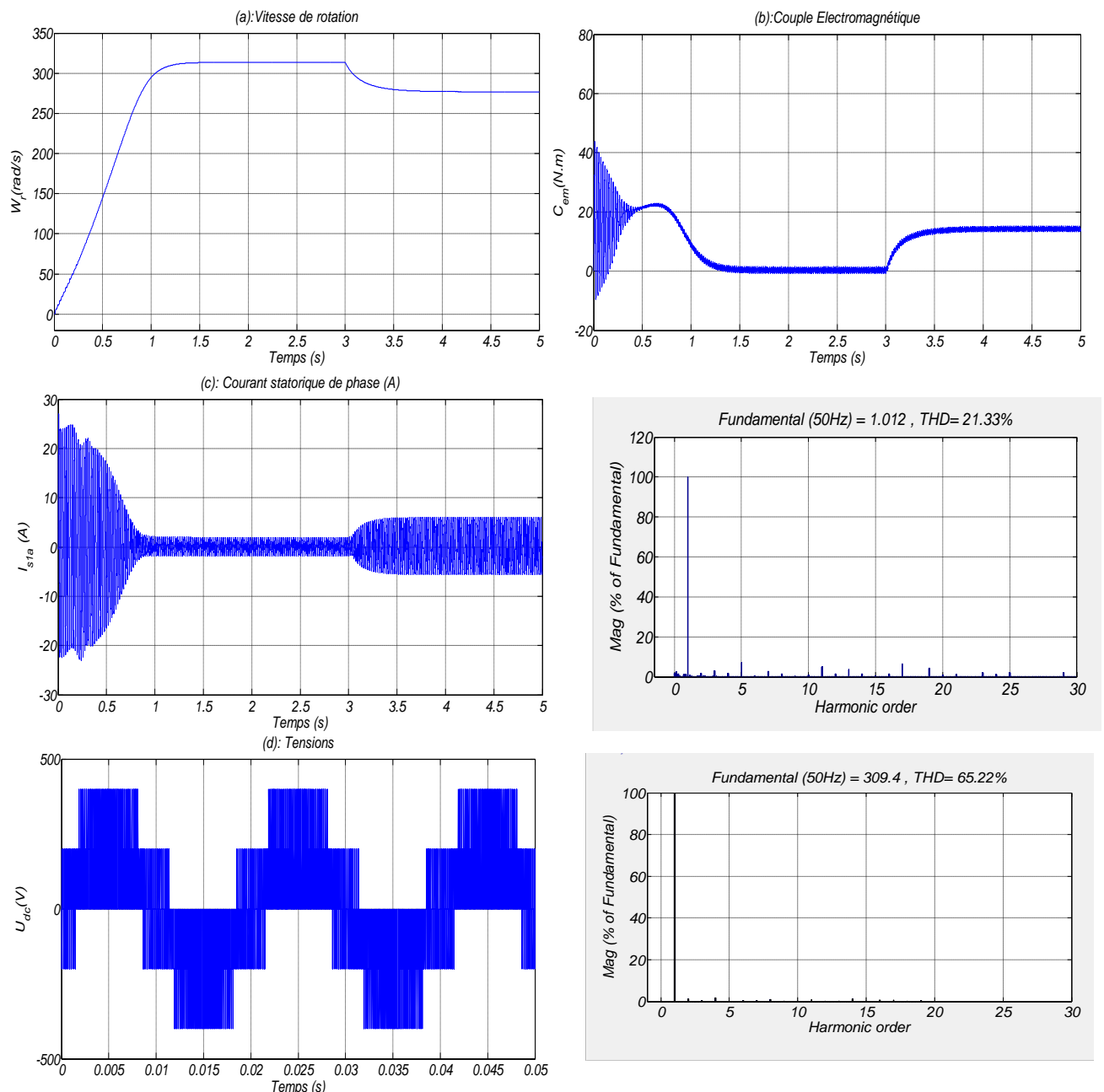


Figure (II.24): Grandeurs électriques et mécanique de la MASDE alimenté par deux onduleur à deux niveau à MLI vectorielle

➤ Interprétation des résultats

L'effet de l'alimentation de la machine à travers l'onduleur à deux niveau se manifeste par:

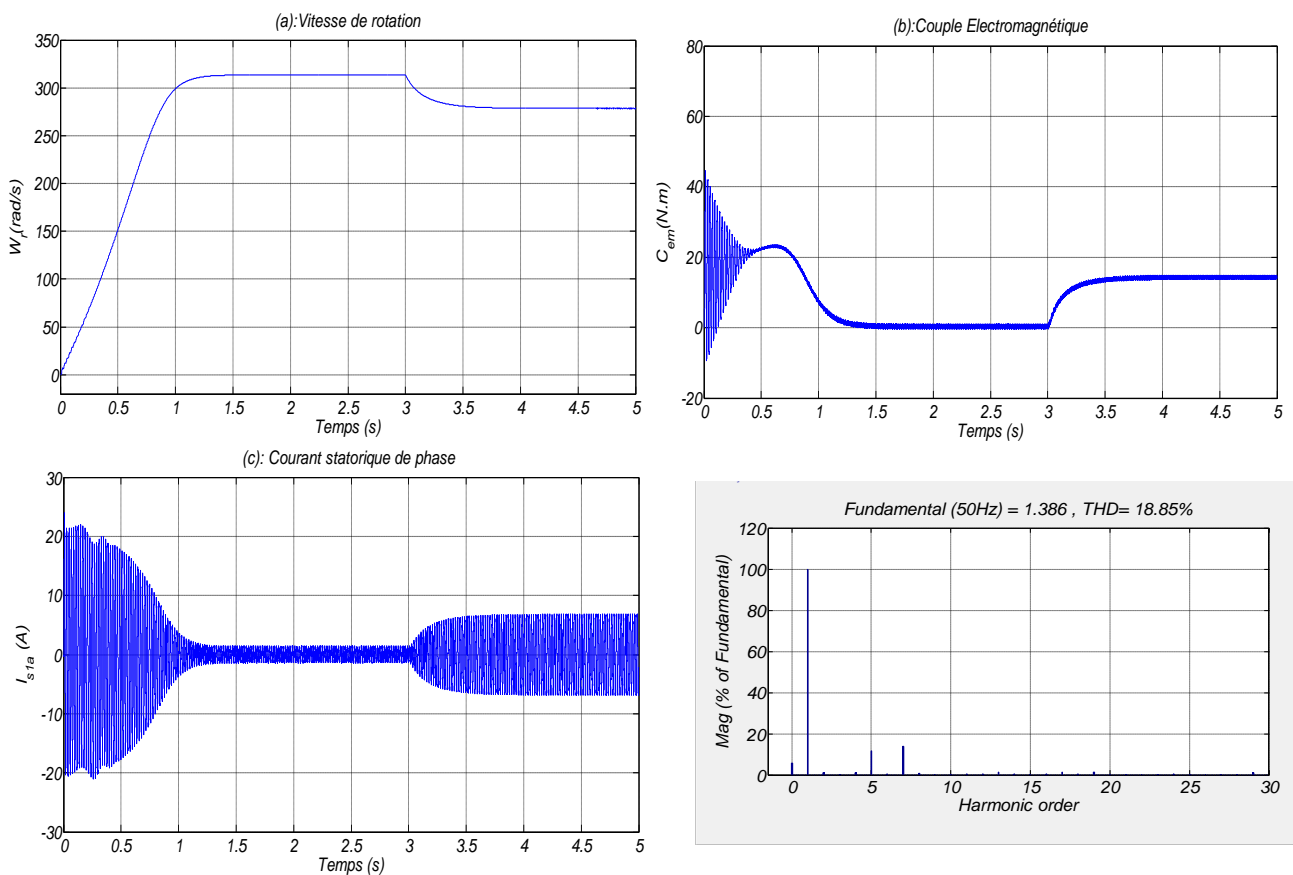
- la présence des ondulations sur la réponse du couple et celle du courant (figure II.23, figure II.24), et la présentation des pics de courants dans le régime transitoire pour MLI sinus triangulaire et MLI vectorielle (23.5A). La MLI vectorielle permet de diminuer les ondulations du couple, d'obtenir un régime transitoire court, et d'alimenter la machine avec une grande tension et moins de distorsion harmonique.

- une augmentation du temps de réponse pour un onduleur à MLI sinus triangulaire (1.2s), est supérieure à ceux dans le cas d'une alimentation par un onduleur de tension à MLI vectorielle (0.8s).

II.6.3. Machine alimenté par onduleur de tension à trois niveaux

Dans ce cas la MASDE est alimentée en boucle ouverte par un onduleur à trois niveaux commandés par la MLI sinus triangulaire et MLI vectorielle. La MASDE est démarrée à vide, à $t=3s$, on applique une charge de 14 N.m. Les résultats de simulation sont illustrés comme suit:

➤ MLI sinus triangulaire



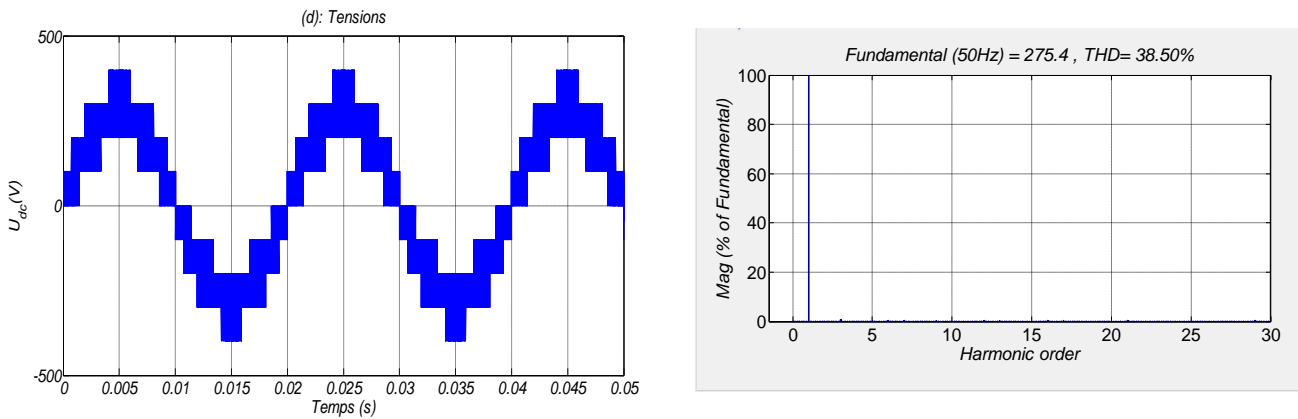


Figure (II.25): Grandeurs électriques et mécanique de la MASDE alimenté par deux onduleur à trois niveau à MLI sinus-triangulaire

➤ MLI vectorielle

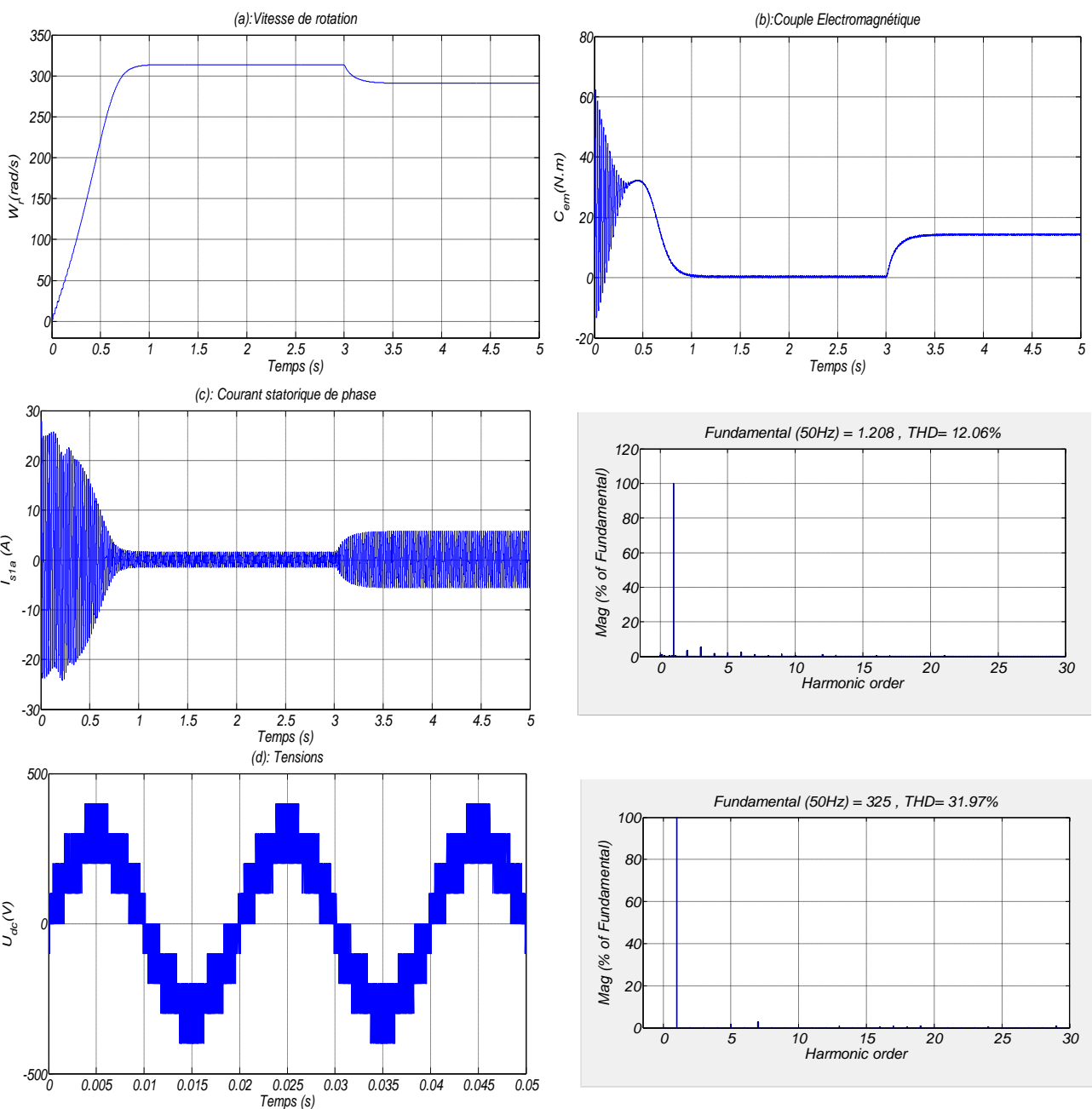


Figure (II.26): Grandeurs électriques et mécanique de la MASDE alimenté par deux onduleurs à trois niveaux à MLI vectorielle

➤ Interprétation des résultats

Les figures (II.25) (II.26) représentent les allures des grandeurs électriques et mécaniques de la MASDE alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinus triangulaire et MLI vectorielle. L'analyse de la figure montre:

- Les onduleurs à trois niveau présent des faibles ondulations par rapport à les onduleurs à deux niveau du point de vue les réponses du courant statorique figure (II.25c) (II.26c), le couple électromagnétique figure (II.25b) (II.26b), et la vitesse de rotation figure (II.25a) (II.26a).

- L'amplitude plus faible que celle dans le cas de la MASDE alimentée par onduleur à MLI sinus triangulaire, ce qui implique l'amélioration des performances portée par la MLI vectorielle.

II.7 Conclusion

Le présent chapitre a fait l'objet d'une modélisation de l'association machine asynchrone double étoile avec alimentation par deux type d'onduleur de tension. Dans la première partie le modèle de la MASDE a été établi dans le cadre de la théorie de Park et Clarke en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

La deuxième partie de ce chapitre a traité l'alimentation de la MASDE par les onduleurs de tension (deux niveaux et trois niveaux) commandé une fois par la technique MLI sinus-triangulaire et MLI vectorielle. En fin, les résultats de simulation obtenue ont permis d'étudier le comportement de la MASDE alimentée par les différentes sources.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la théorie de la commande vectorielle, la commande directe du couple (DTC), DTC à trois niveaux, DTC-SVM, DTC-SVM multi niveaux qui fera appliquant à la MASDE.

Chapitre III

Contrôle de la MASDE par les techniques FOC et DTC

III.1 Introduction

La commande des entraînements électriques à vitesse variable a bénéficié des évolutions méthodologiques et technologiques. Ainsi, la plupart des algorithmes de commande améliorant les performances statiques et dynamiques de la machine et assurant un découplage du flux et du couple.

Dans ce cadre, la commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 [Bla 72]. Elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [Bag 99]. En effet, cette commande présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la MASDE, c'est pourquoi développé le contrôle direct de couple DTC (Direct Torque Control) en 1985 par TAKAHASHI [Tak 86]. Elles sont basées sur un découplage du flux statorique et du couple. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension imposé par l'onduleur [Bel 01].

Dans le contenu de ce chapitre, la première partie, nous exposons la structure de la commande vectorielle directe (DFOC) appliquée à la MASDE. Dans la seconde partie nous développons les principes du contrôle direct de couple appliquée à MASDE. Ainsi que, nous allons étudier les améliorations sur la DTC classique telle que la DTC de la MASDE alimenté par onduleur de tension 3-Niveau, DTC basée sur la MLI vectorielle (DTC-SVM), DTC basée sur la MLI vectorielle multiniveaux (DTC-SVM-3N) pour but de minimiser les ondulations du couple et de flux et une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur. Enfin différentes simulations sur la machine asynchrone double étoile seront présentées pour juger ces méthodes.

III.2 Commande vectorielle

III.2.1. Principe

La commande par orientation du flux est une expression qui apparaît de nos jours dans le domaine de commande des moteurs électriques. La difficulté pour commander une machine asynchrone à double étoile réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables interne de la machine comme le flux, le couple, la vitesse ou la position. En 1971, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu où le couple et le flux sont contrôlés indépendamment l'un par rapport à l'autre (Figure.III.1) [Elk 13], [Mel 14].

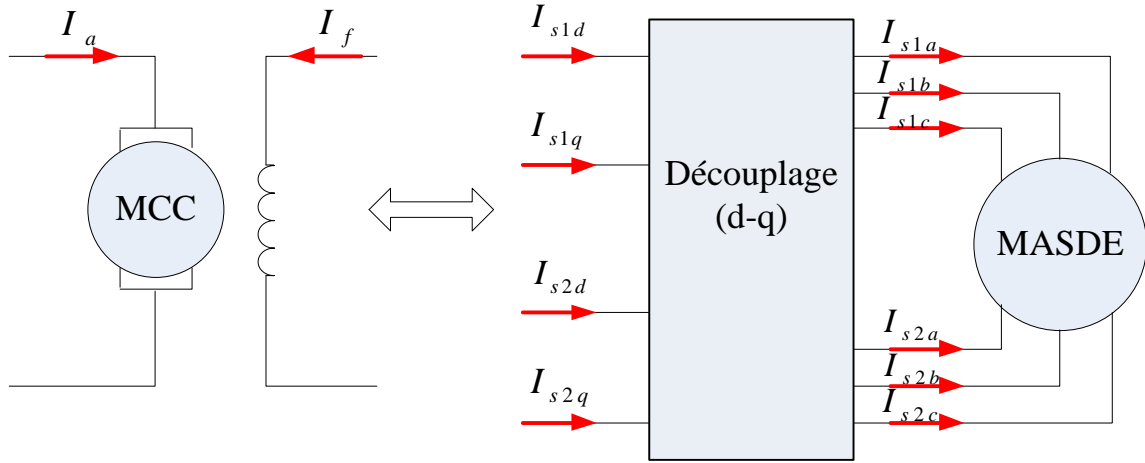


Figure (III.1): Commande découplée pour machine à courant continu et MASDE

Le référentiel lié au flux rotorique figure III.2 est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparables à ceux de la machine à courant continu [Lou 04].

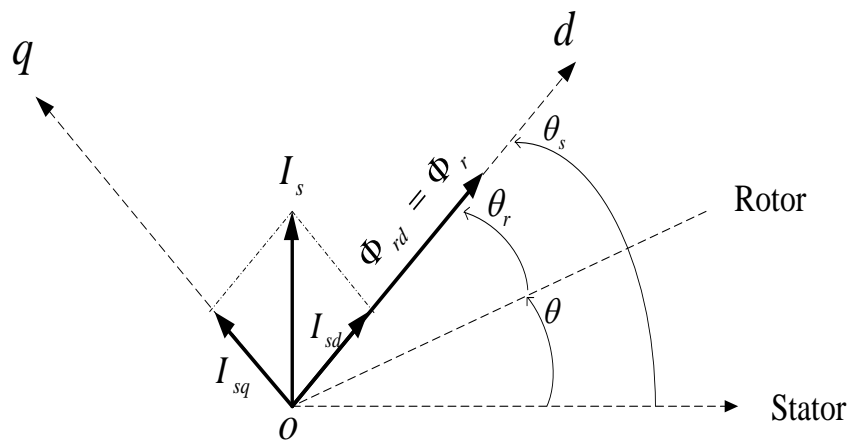


Figure (III.2): Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu excitation séparée (figure III.1). En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux. L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donnée par:

$$C_{em} = K\Phi I_a = K' I_a I_f \tag{3.1}$$

Φ : Flux imposé par le courant d'excitation.

I_a, I_f : Courant d'induit.

K, K' : Constantes.

L'expression du couple de la machine asynchrone double étoile est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{rd}(I_{s1q} + I_{s2q}) - \Phi_{rq}(I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (3.2)$$

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad \Phi_{rq} = 0 \quad (3.3)$$

En remplaçant l'équation (3.3) dans l'expression originale du couple (3.2) on aura l'expression suivante ;

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{rd}(I_{s1q} + I_{s2q}) = K \Phi_{rd}(I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (3.4)$$

$$K = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

III.2.2. Choix d'orientation du flux

On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine. A savoir le flux statorique. Le flux rotorique ou le flux d'entrefer et vérifier le degré de découplage entre le flux et le couple selon ce choix [Hus 03]:

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad \Phi_{rq} = 0 \quad : \text{Orientation du flux rotorique.}$$

$$\Phi_{sd} = \Phi_s \quad \Phi_{sq} = 0 \quad : \text{Orientation du flux statorique.}$$

$$\Phi_{md} = \Phi_m \quad \Phi_{mq} = 0 \quad : \text{Orientation du flux d'entrefer.}$$

III.2.3. Les méthodes de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe qui à été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte a été introduite par K. Hasse [Elk 08].

III.2.3.1 Commande vectorielle indirecte

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [Ami 12]. Elle élimine le besoin d'un capteur ou d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

III.2.3.2. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa position et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes et de manière à en déduire l'amplitude et la position, les capteurs mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements; les signaux captés sont entachés d'harmoniques d'encoche et leur fréquence varie avec la vitesse ceci nécessite des filtres ajustables. La précision de la définition des flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique. La mesure directe permet de connaître exactement la position des flux. Ce mode de contrôle permet de garantir un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Dans la majorité des cas, on ne dispose pas de capteur de flux et on fait donc appel à des estimateurs et à des observateurs à partir des mesures effectuées sur le montage. Dans ce travail, le contrôle vectoriel direct est adopté.

III.2.4. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (\mathbf{d}, \mathbf{q}) tels que l'axe \mathbf{d} soit confondu avec la direction de Φ_r . Le flux étant orienté sur l'axe \mathbf{d} [Bout 08].

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure suivante :



Figure (III.3): Schéma Bloc de la commande à flux orienté

Si on considère comme référence de commande le flux rotorique Φ_r^* et le couple C_{em}^* et tenant en compte la condition $\Phi_{rd} = \Phi_r^*$ et $\Phi_{rq} = 0$, on peut écrire :

$$I_{rd} = \frac{\Phi_r^*}{L_m + L_r} - \eta(I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (3.5)$$

$$I_{rq} = -\eta(I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (3.6)$$

$$\Phi_r^* = L_m(I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (3.7)$$

Avec $\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$

En remplaçant (3.5) et (3.6) dans (2.34) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{s1d} = (L_{s1} + \eta L_r)I_{s1d} + \eta L_r I_{s2d} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{s1q} = (L_{s1} + \eta L_r)I_{s1q} + \eta L_r I_{s2q} \\ \Phi_{s2d} = (L_{s2} + \eta L_r)I_{s2d} + \eta L_r I_{s1d} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{s2q} = (L_{s2} + \eta L_r)I_{s2q} + \eta L_r I_{s1q} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$I_{rq} = -\frac{\omega_{sr}^* \Phi_r^*}{R_r} \quad (3.9)$$

En remplaçant le système d'équation (3.8), dans les systèmes d'équations (2.31) et on trouve :

$$\begin{cases} V_{s1d}^* = R_{s1}I_{s1d} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1d} - \omega_s^* (L_{s1}I_{s1q} + T_r \omega_{sr}^* \Phi_r^*) \\ V_{s1q}^* = R_{s1}I_{s1q} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1q} + \omega_s^* (L_{s1}I_{s1d} + \Phi_r^*) \\ V_{s2d}^* = R_{s2}I_{s2d} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2d} - \omega_s^* (L_{s2}I_{s2q} + T_r \omega_{sr}^* \Phi_r^*) \\ V_{s2q}^* = R_{s2}I_{s2q} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2q} + \omega_s^* (L_{s2}I_{s2d} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (3.10)$$

Avec $\omega_{sr}^* = \omega_s^* - \omega_r^*$

En introduisant l'équation (3.6) dans (3.9) on tire :

$$\omega_{sr}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_r^*} (I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (3.11)$$

D'autre part à partir de l'expression du couple (3.6) on trouve :

$$(I_{s1q} + I_{s2q}) = \frac{C_{em}^*}{K \Phi_{rd}^*} \quad (3.12)$$

On démontre que:

$$C_{em}^* = K \Phi_{rd}^* (I_{s1q} + I_{s2q})$$

III.2.4.1. Découplage entrée-sortie

L'objectif est dans la mesure, du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage [Lar 01].

- **Découplage par compensation**

La relation (3.11) montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadratique ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de réaliser un découplage entre la commande du couple et celle du flux [Hec 17].

Cela revient à définir deux nouvelles variables de commande $V_{s1d}, V_{s1q}, V_{s2d}, V_{s2q}$ telle que :

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1} I_{s1d} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1d} \\ V_{s1q} = R_{s1} I_{s1q} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1q} \\ V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2d} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2q} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2q} \end{cases} \quad (3.13)$$

Ces tensions sont obtenues à la sortie des régulateurs des courants, donc on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{s1d}^* = V_{s1d} - \omega_s^* (L_{s1} I_{s1q} + T_r \omega_{sr}^* \Phi_r^*) \\ V_{s1q}^* = V_{s1q} + \omega_s^* (L_{s1} I_{s1d} + \Phi_r^*) \\ V_{s2d}^* = V_{s2d} - \omega_s^* (L_{s2} I_{s2q} + T_r \omega_{sr}^* \Phi_r^*) \\ V_{s2q}^* = V_{s2q} + \omega_s^* (L_{s2} I_{s2d} + \Phi_r^*) \end{cases}$$

Donc

$$\begin{cases} V_{s1d}^* = V_{s1d} - e_1 \\ V_{s1q}^* = V_{s1q} + e_2 \\ V_{s2d}^* = V_{s2d} - e_3 \\ V_{s2q}^* = V_{s2q} + e_4 \end{cases} \quad (3.14)$$

Pour réaliser un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants satatoriques et on obtient à leur sorties les tensions satatoriques. La figure III.4 présente le principe de découplage par compensation.

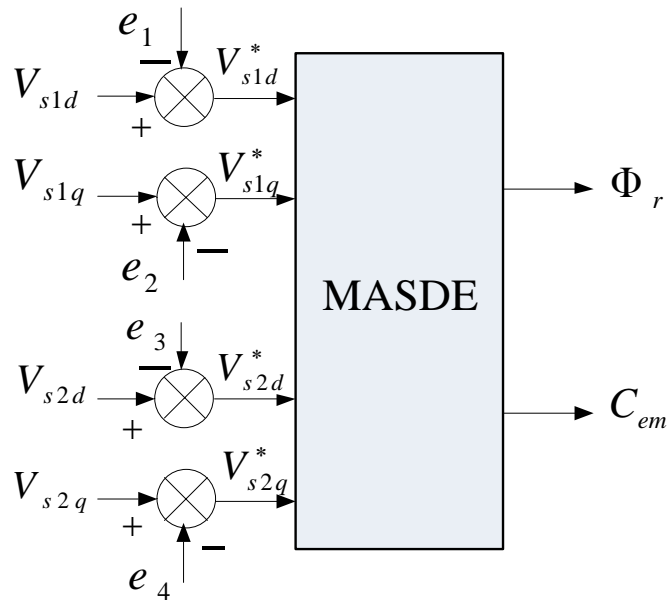


Figure (III.4): Découplage par compensation

- ✓ Les tensions V_{s1d} V_{s2d} permet de commander le courant I_{s1d} I_{s2d} donc le flux Φ_r .
- ✓ Les tensions V_{s1q} V_{s2q} permet de commander le courant I_{s1q} I_{s2q} donc le couple C_{em} ou la vitesse Ω .

Comme on constaté, les entrées et les sorties du système sont couplées les unes au autres, et pour remédier a ce problème on a ajouté a la sortie de la machine des termes de découplage. De cette manière on a pu modéliser le processus sous forme d'un ensemble de système mono-variables évoluant en parallèle, alors le modèle de la MASDE est réduit a un ensemble d'équations de premier ordre facile a commander, du coup les commandes sont non interactives. Le schéma bloc de découplage par compensation est donné par la figure (III.5).

sachant que :

$$I_{s1d} = I_{s2d} \text{ et } I_{s1q} = I_{s2q}$$

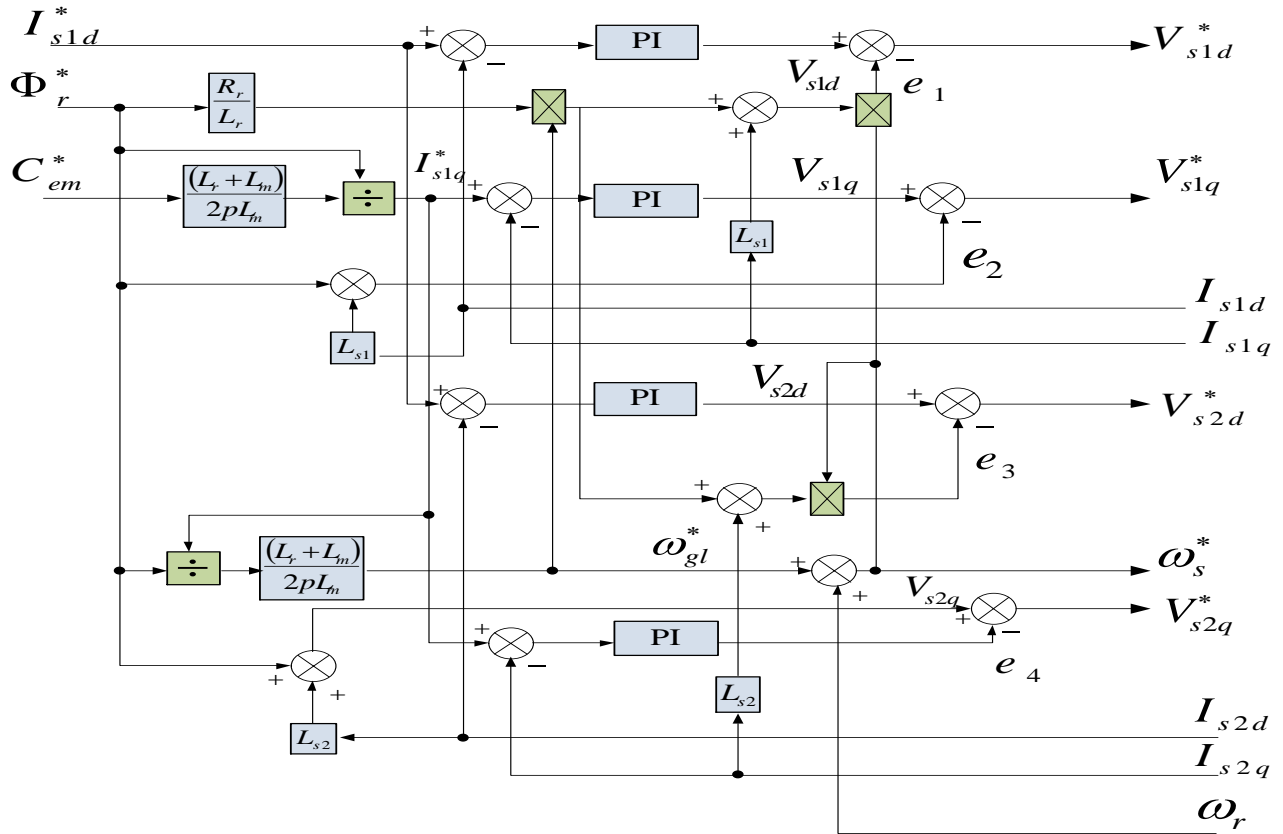


Figure (III.5): Bloc de découplage en tension direct

III.2.4.2. Estimateur du flux

Le flux rotorique estimé se détermine comme suit [Sad 10]:

A partir des équations des tensions rotoriques (2.31), on tire :

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{rd} = -R_r I_{rd} + \omega_{sr} \hat{\Phi}_{rq} \quad (3.15)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{rq} = -R_r I_{rq} + \omega_{sr} \hat{\Phi}_{rd} \quad (3.16)$$

Et à partir des équations des flux rotoriques (2.32), on obtient :

$$I_{rd} = \frac{1}{(L_m + L_r)} [\hat{\Phi}_{rd} - L_m (I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (3.17)$$

$$I_{rq} = \frac{1}{(L_m + L_r)} [\hat{\Phi}_{rq} - L_m (I_{s1q} + I_{s2q})] \quad (3.18)$$

En remplaçant (3.17) dans (3.15) et (3.18) dans (3.16), on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{rd} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} (I_{s1d} + I_{s2d}) - \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \hat{\Phi}_{rd} + \omega_{sr} \hat{\Phi}_{rq} \\ \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{rq} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} (I_{s1q} + I_{s2q}) - \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \hat{\Phi}_{rq} - \omega_{sr} \hat{\Phi}_{rd} \end{cases} \quad (3.19)$$

D'où, le module du flux rotorique estimé est donné par :

$$\hat{\Phi}_r = \sqrt{\hat{\Phi}_{rd}^2 + \hat{\Phi}_{rq}^2} \quad (3.20)$$

La figure (III.6) schématise le principe de la commande à flux orienté directe (DFOC).

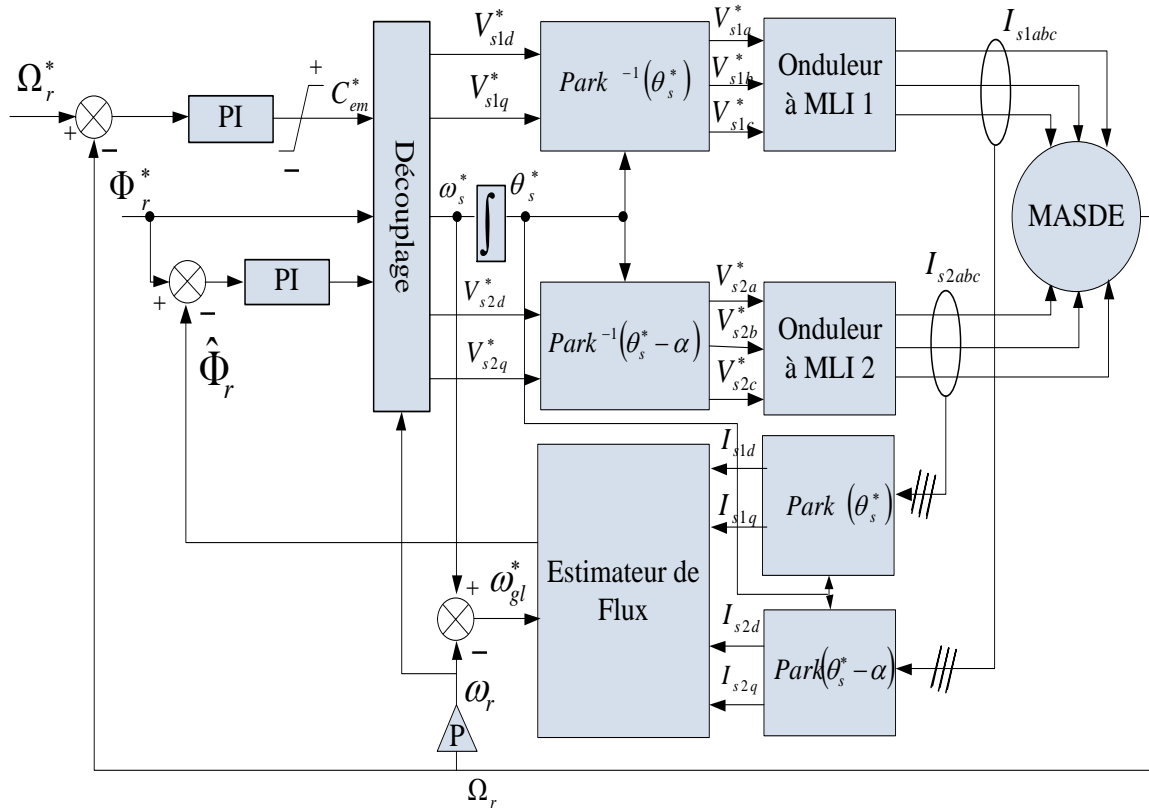


Figure (III.6): Régulation de la vitesse par la méthode directe

III.2.5. Résultats de simulation

Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une MASDE alimentée par un deux onduleur de tension à deux niveau, et pilotée par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : démarrage à vide et puis d'une application de charge, variation de la charge, l'inversion du sens de rotation, robustesse vis-à-vis la variation paramétriques.

Pour chaque mode de fonctionnement, nous visualisons la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant statorique I_{s1a} , le courant statorique direct, le courant statorique en quadrature, le flux rotorique direct, le flux rotorique en quadrature.

- **Démarrage à vide et puis d'une application de charge :**

Afin d'illustrer les performances statique et dynamique, une commande vectorielle avec un régulateur classique type PI, On a introduit à simuler les régimes transitoires suivants :

démarrage à vide avec une vitesse de consigne de 150 rad /s, en appliquant en suite un couple de charge C_r 14N.m à $t=3$ s.

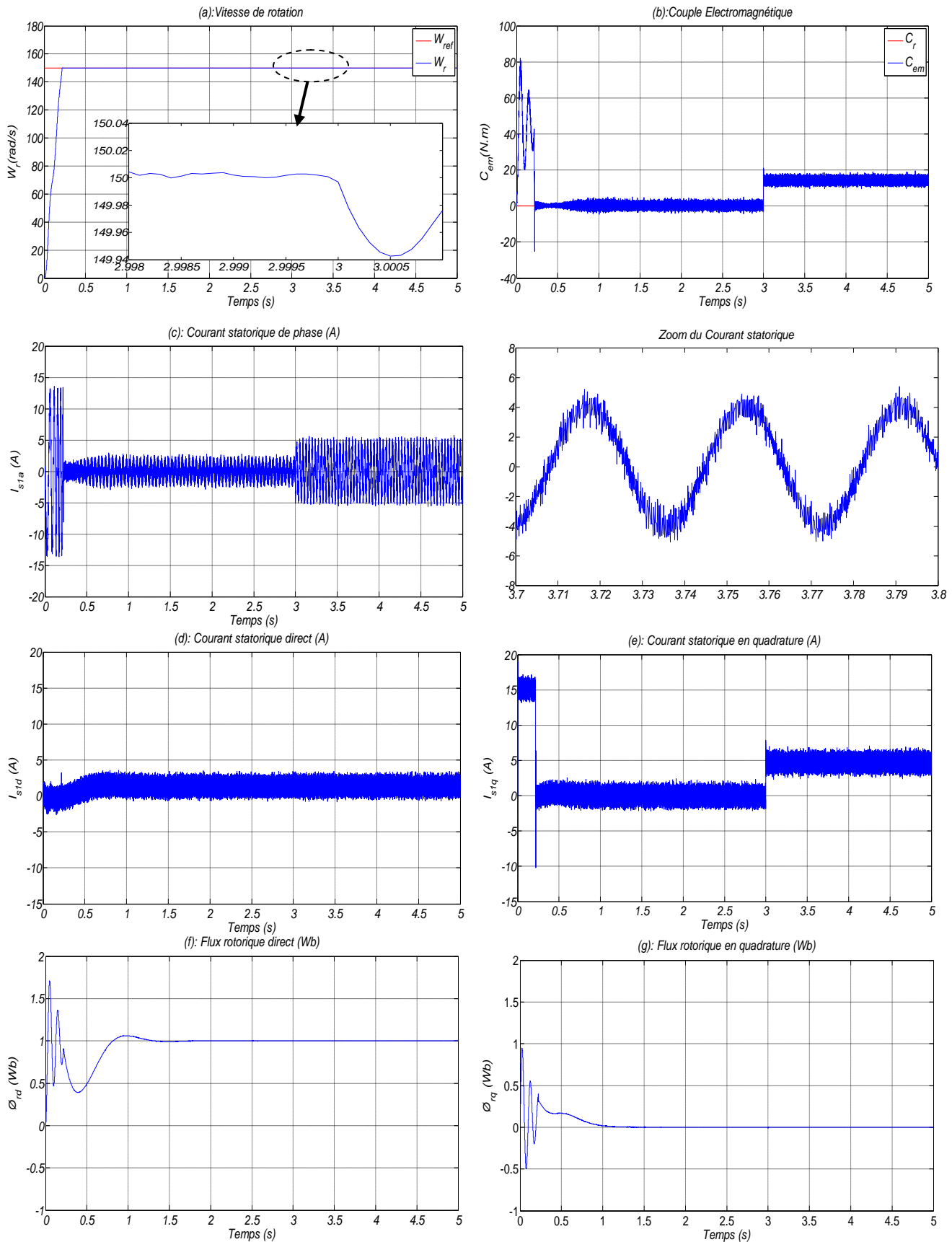


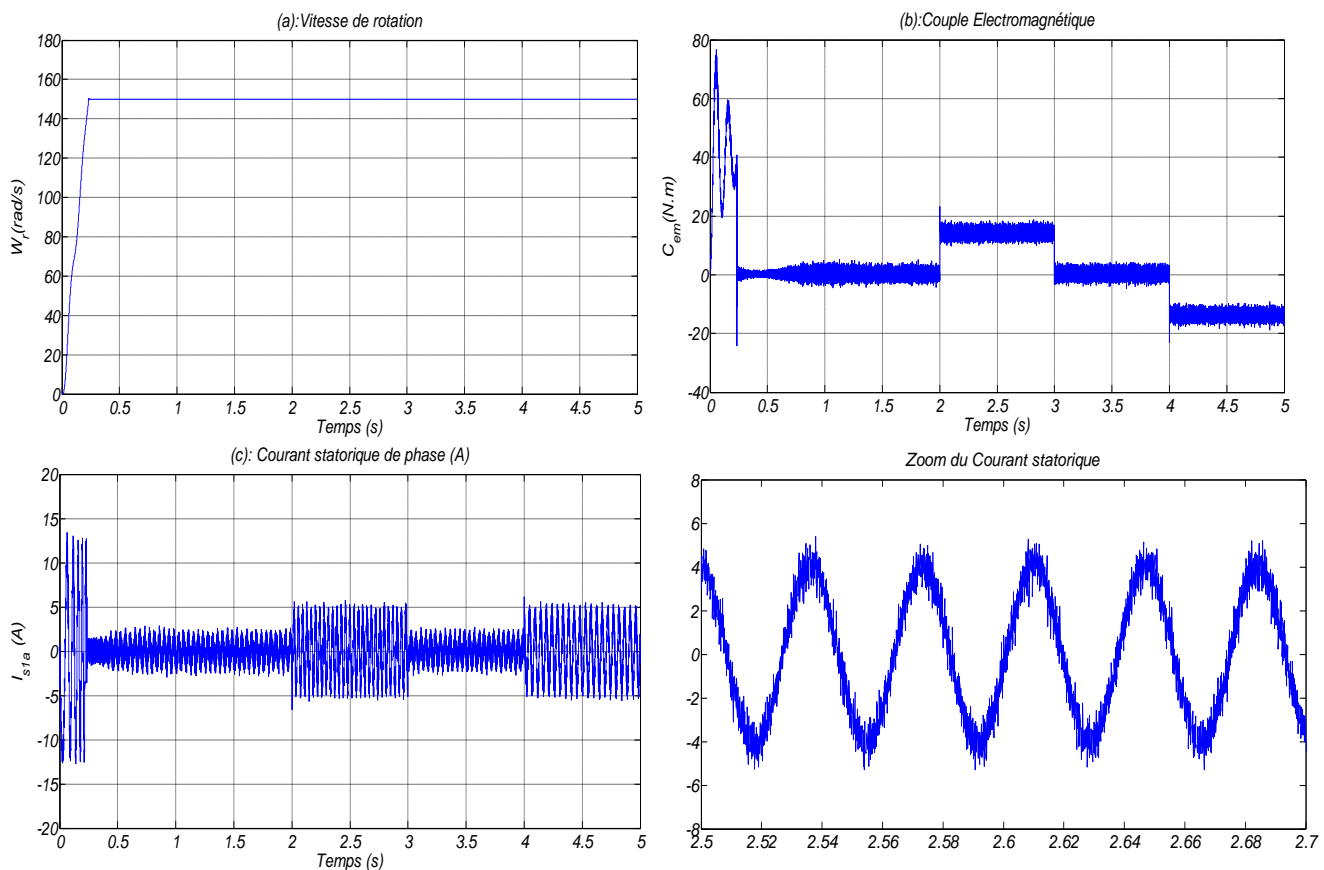
Figure (III.7): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en charge de la MASDE

On remarque que:

- La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de $t = 0.33s$ (figure (III.7.a)).
- Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ $80N.m$. d'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à $t = 3s$ il compense le couple de charge appliqué à la machine (figure (III.7.b)).
- Le courant de la première étoile I_{s1a} a une valeur crête de $13.5A$ en régime transitoire ; en présence de la charge, le courant atteint une valeur crête de $5.6A$, la valeur crête a vide est de $2.6A$, il présente des harmoniques (figure (III.7.c)).
- Les figures (III.7.d, III.7.e) montrent aussi que le courant I_{sq} est l'image du couple C_{em} qui suit également sa référence. Le courant I_{sd} est quasiment stable.
- Le flux rotorique directe oscille autour de la valeur $1Wb$, puis il se stabilise à la valeur imposée (figure (III.7.f)).
- Le flux en quadratique est de même forme qu'avec une valeur de stabilisation $0Wb$ (figure (III.7.g)). Les deux flux rotorique d'axe d et q indépendamment de la charge appliquée, on dit que le découplage est parfait entre le couple électromagnétique et le flux rotorique.

- **Test de variation de la charge :**

Dans ce test on applique des charges nominales $C_r = 14N.m$ et $C_r = -14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2\ 3]s$ et $t = [4\ 5]s$ en imposant la vitesse de référence $150\ rad/s$.



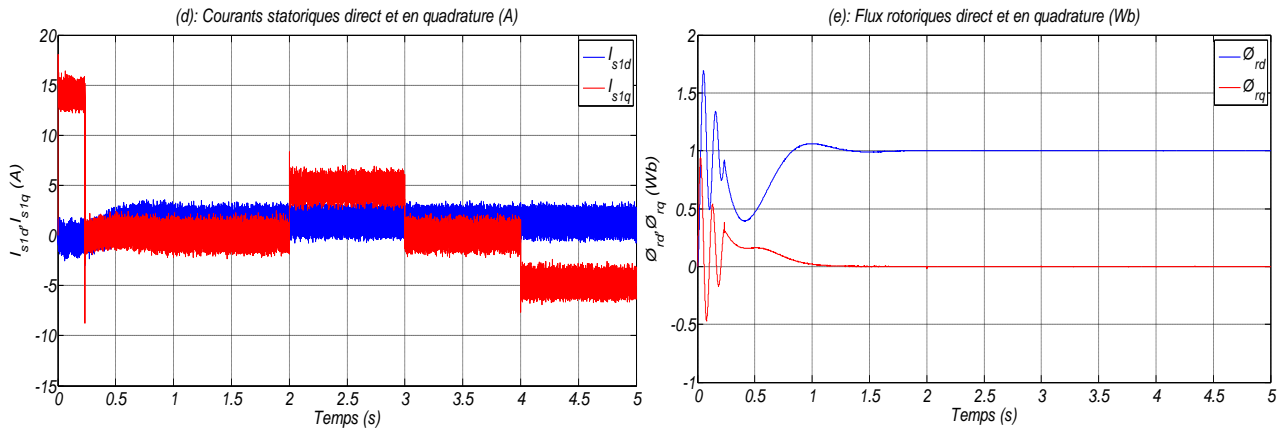


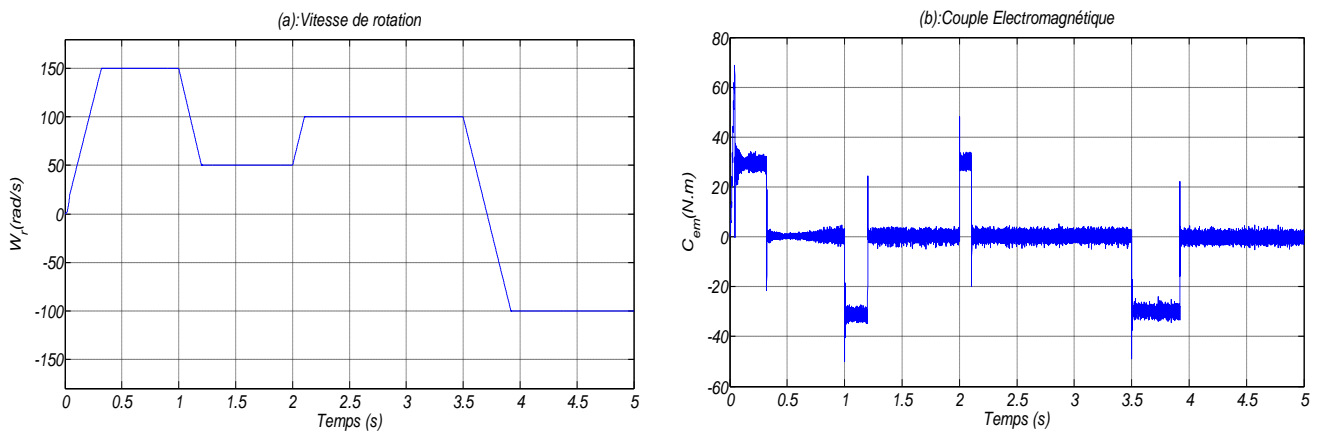
Figure (III.8): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de variation de la charge de la MASDE

La figure (III.8) représente la variation du couple résistant n’influe pas sur la vitesse de la MASDE et reste toujours sur sa consigne (figure (III.8.a)), la régulation de la vitesse est bien réalisée. Ainsi, le couple électromagnétique suit la variation du couple résistant avec un petit dépassement après le régime transitoire (figure (III.8.b)). Le flux rotorique direct prend sa valeur de consigne et le flux en quadrature s’annule (figure (III.8.e)). Le courant statorique en quadrature suit la variation du couple électromagnétique.

Dans le cas l’application de la charge positive, la MASDE absorbe de la puissance active et réactive de la source. Pendant l’application de la charge négative, le produit du courant et de la tension est négatif, la machine fournit donc de la puissance active à la source.

- **Test de changement du sens de rotation:**

Afin de tester la commande vectorielle appliquée à la MASDE, vis à vis d’une variation importante de la référence de vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse 150rad/s, 50rad/s, 100rad/s et -100rad/s respectivement entre les intervalles de temps $t= [0 \ 1]$ s, $t= [1 \ 2]$ s, $t= [2 \ 3.5]$ s et $t= [3.5 \ 5]$ s.



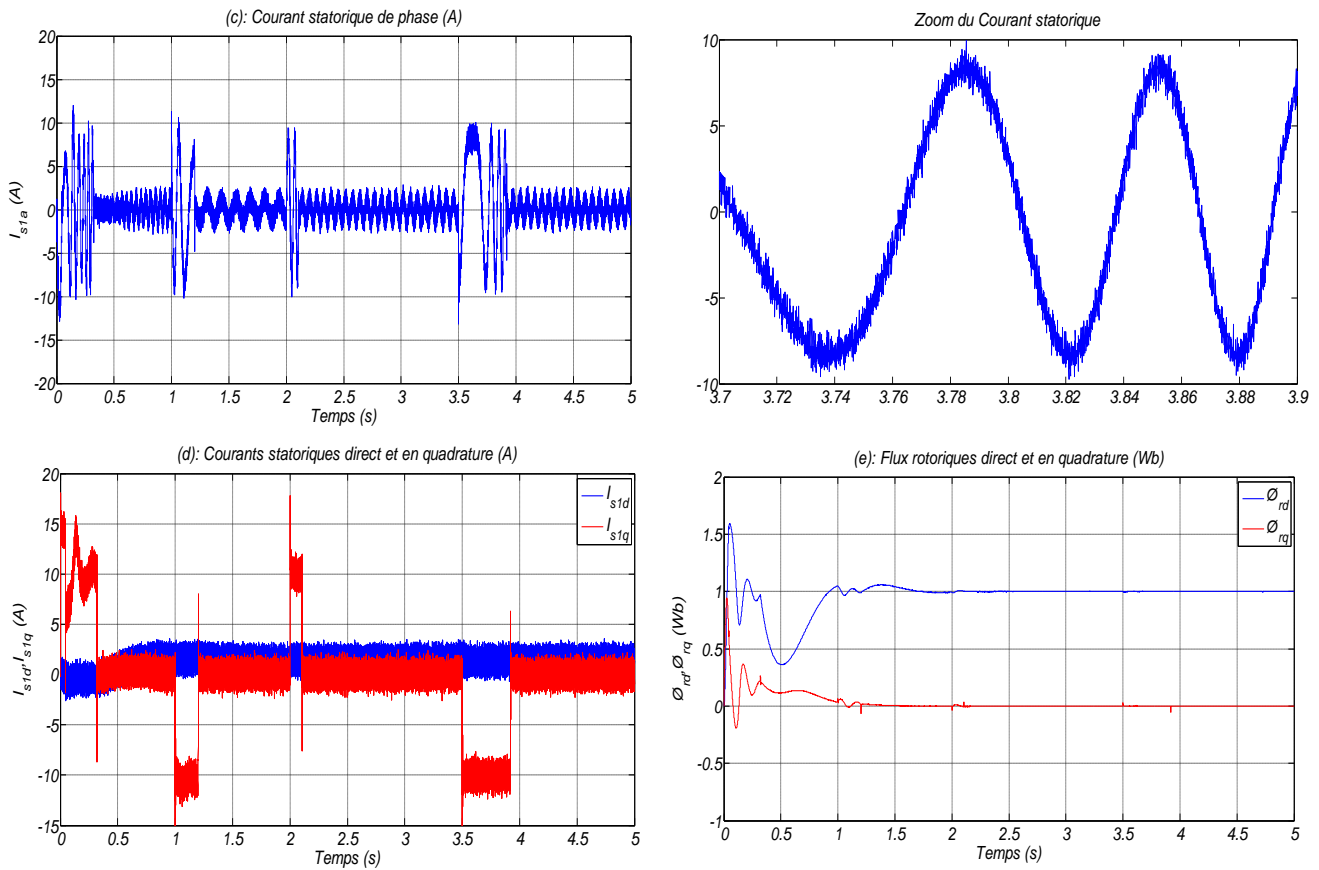


Figure (III.9): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de variation de vitesse de la MASDE

On constate d’après la Figure(III.9) que:

- La vitesse de rotation suit la vitesse de référence, elle s’inverse à -100 rad/s durant un temps d’environ 3.5s (figure (III.9.a)). Le changement du sens de rotation conduit à un couple électromagnétique négatif d’environ -30N.m . Puis il se stabilise autour de zéro (pas de charge) (figure (III.9.b)).
- Un appel de courant statorique pendant le temps écoulé pour l’inversion de sens de rotation. L’inversion du sens de rotation conduit à un courant I_{s1a} négatif d’environ -9A . Puis il se stabilise a une allure proche de la sinusoïde de valeur crête 2.6A (figure (III.9.c)).
- Les deux flux rotoriques se stabilisent autour de leurs valeurs imposées (figure (III.9.e)).

• **Robustesse vis-à-vis la variation paramétriques:**

Dans cette partie on présente les résultats de simulation de la robustesse de la commande de vitesse par un PI classique d’une MASDE contrôlé par DFOC, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir: l’état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine; l’effet de la température sur les résistances en particulier; la variation de la vitesse rotorique qui provoque l’évolution de l’effet de peau; la variation de la charge qui peut affecter l’inertie du rotor et le facteur de frottement...etc.

En simulation, une approche de ces perturbations consiste à introduire à un instant donné dans le modèle de la machine, des variations des paramètres telles que, la résistance rotorique, les résistances statoriques, l'inductance mutuelle et le moment d'inertie, alors que le système de commande utilise toujours les paramètres nominaux.

La robustesse de la commande vectorielle directe appliquée à la MASDE vis-à-vis la variation des paramètres de la MASDE par l'augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie (au démarrage de la MASDE) et l'augmentation de la résistance rotorique à +200% de sa valeur nominale à l'instant $t=3s$ avec couple résistant de $14N.m$ à $t=2s$.

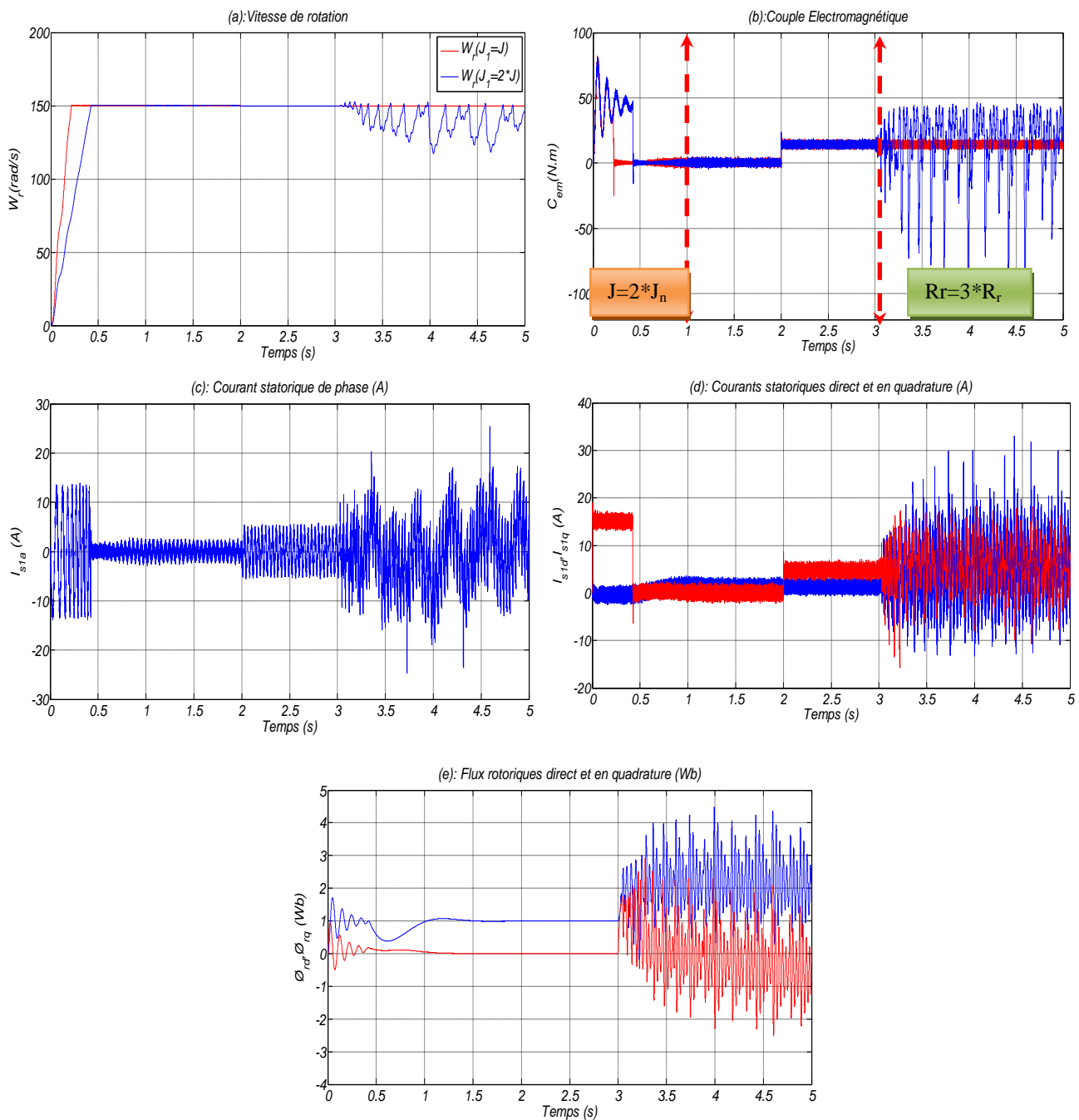


Figure (III.10): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de variation du paramétrique de la MASDE

Les figures (III.10) présente le test de robustesse de l'augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie (J) (au démarrage de la MASDE) et l'augmentation de la résistance rotorique de +200 % de la valeur nominale on note que a grande d'influence sur les performances de réglage. En effet, nous remarquons une légère augmentation du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage. Après la variation de la résistance rotorique, on constate que le perd de l'orientation est affectée.

III.3 Commande directe du couple

Le DTC a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu [Tak 86], [Tak 89], [Ann 99]. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur.

III.3.1 Principe

Le principe de la commande DTC se base sur la régulation directe du couple de la machine, est cela par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables qui sont contrôlées: le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation, l'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible [Bag 99].

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis à niveau physique, cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel. Le contrôle direct du couple est caractérisé par [Tou 08], [Dja 16]:

- ✓ La commande directe du couple et du flux se fait à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- ✓ La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine ;
- ✓ L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales ;
- ✓ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide ;
- ✓ L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis ;

- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend aussi de la largeur des bandes d'hystérésis.

Cette méthode de commande a pour avantages [Mar 00], [Bou 13]:

- ✓ Ne nécessite pas des calculs dans le repère rotorique (d, q),
- ✓ Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI,
- ✓ Un seul régulateur pour la boucle externe de vitesse,
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information du secteur dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique est nécessaire,
- ✓ Réponse dynamique très rapide.

Et pour inconvénients [Cas 02], [Bou 13]:

- ✓ L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- ✓ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- ✓ L'existence des oscillations du couple ;
- ✓ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

III.3.2. Contrôle du flux statorique

À partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante [Hec 17] :

$$\Phi_s = \int_0^{T_e} (V_s - R_s I_s) \quad (3.21)$$

Sur un intervalle de temps $[0 T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes $(S_a S_b S_c)$ sont fixes, et si on considère le terme $R_s I_s$ comme négligeable par rapport à la tension on peut écrire :

$$\Phi_s(t) = \Phi_{s0} + \bar{V}_s T_e \quad (3.22)$$

Où Φ_{s0} est le vecteur flux à l'instant $t=0$.

$$\Delta\Phi_s = \Phi_s(t) - \Phi_s(0) = \bar{V}_s T_e \quad (3.23)$$

L'équation (3.21) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique $\Phi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée V_s .

La figure (III.11) représente l'évolution du vecteur flux statorique pour deux vecteurs tensions différents [Cas 02] [Dis 10].

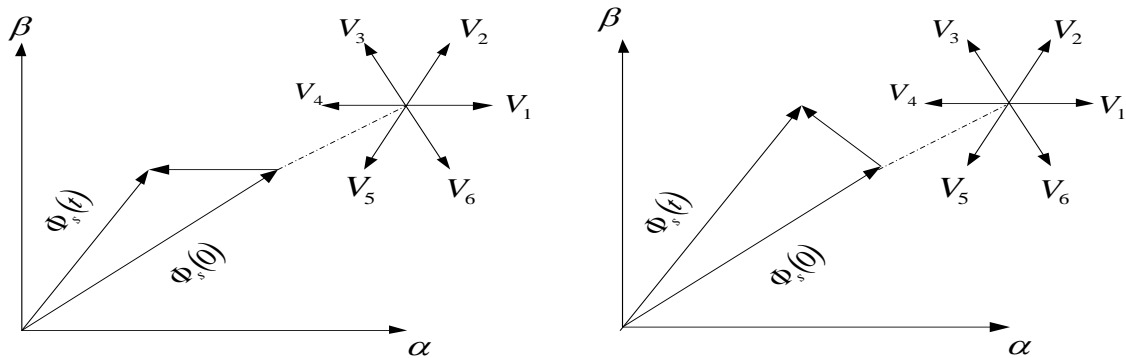


Figure (III.11): Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur de tension appliqué

on aura :

$$\frac{d\Phi_s}{dt} = V_s \tag{3.24}$$

On montre que la dérivée du vecteur flux $\frac{d\Phi_s}{dt}$ (qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux lorsqu'on néglige le terme $R_s I_s$ est pratiquement égale au vecteur tension V_s . Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la direction de V_s .

La variation de flux statorique est nulle pour un vecteur de tension inactif.

La figure (III.12) montre un exemple d'évolution de l'extrémité de vecteur) Φ_s pour ($V_s = V_2$) avec $R_s I_s$ négligeable. Ainsi, on constate que la composante tangentielle du vecteur tension appliqué a pour effet de contrôler le couple alors que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux) Φ_s .

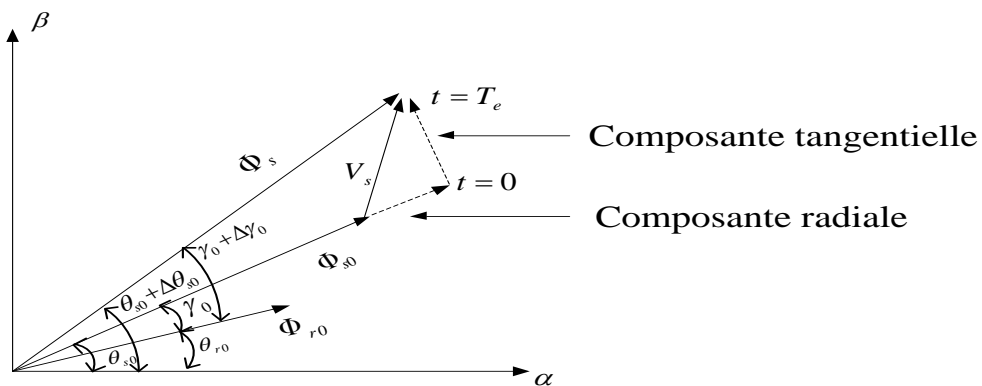


Figure (III.12): Exemple de l'évolution de l'extrémité de Φ_s pour $R_s I_s$ négligeable ($V_s = V_2$)

Effectivement, la composante tangentielle a pour effet d'accélérer (ou de ralentir) le vecteur Φ_r , par rapport au vecteur flux rotorique Φ_r , augmentant ainsi (ou diminuant) l'écart angulaire entre ces deux vecteurs. Ceci a pour conséquence de faire varier dans un sens ou dans un autre, l'amplitude du couple électromagnétique au moment où l'amplitude du flux rotorique est pratiquement constante. Il est clair que la composante radiale n'a d'effet que sur l'amplitude du flux statorique [Dis 10].

III.3.3. Contrôle du couple électromagnétique

En régime établi, on suppose pour simplifier que le vecteur flux statorique Φ_s tourne avec une amplitude constante Φ_{s0} et avec une vitesse de rotation moyenne ω_s . On suppose également que le vecteur flux rotorique Φ_r conserve une amplitude constante et tourne à la même pulsation moyenne ω_{s0} que le vecteur Φ_s . Pour un instant donné, on pose [Can 00]:

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = \Phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \overline{\Phi}_r = \Phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (3.25)$$

À partir des relations liant les flux et les courants et de l'expression générale du couple électromagnétique, l'équation du couple électromagnétique peut être transformée en une fonction sinusoïdale :

$$C_{em0} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{s0} * \Phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (3.26)$$

D'où γ_0 est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (3.27)$$

En appliquant à l'instant t_0 un vecteur de tension V_s adéquat, on impose à la vitesse de rotation de Φ_s , un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$. Immédiatement après t_0 , on peut noter une modification des expressions du flux statorique et rotorique soit :

$$\Phi_s = \Phi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \quad (3.28)$$

$$\Phi_r = (\Phi_{r0} + \Delta\Phi_r) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (3.29)$$

Avec: $\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_{s1})(t - t_0)$

De l'équation du flux rotorique (3.5), on peut déduire la relation de la dérivée de cette grandeur par rapport au temps, soit :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{d\Delta\Phi_r}{dt} e^{j\theta_r} + j \frac{d\Delta\theta_r}{dt} \Phi_{r0} \quad (3.30)$$

Avec: $\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma$

En introduisant les équations données par (3.5) et (3.8) dans l'expression de la tension rotorique et en appliquant l'approximation des petits signaux, on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \cong \sin \gamma_0 + \cos(\gamma_0) \Delta\gamma \\ \cos(\gamma_0 + \Delta\gamma) \cong \cos \gamma_0 - \sin(\gamma_0) \Delta\gamma \end{cases} \quad (3.31)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta\Phi_r}{\Phi_{r0}} \right) + \frac{1}{\sigma T_r} \left(\frac{\Delta\Phi_r}{\Phi_{r0}} \right) \cong \omega_{s0} \Delta\gamma \\ \frac{d\Delta\gamma}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} \Delta\gamma \cong \Delta\omega_{s1} + \left(\frac{\omega_{s0}}{\Phi_{r0}} - \frac{\omega_{r0}}{\Phi_{s0}} \right) \Delta\gamma \end{cases} \quad (3.32)$$

$$\text{Avec } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_m + L_r)(L_m + L_{s1})}$$

Un simple examen des deux dernières équations différentielles permet de prévoir qu'immédiatement après t_0 sur quelques périodes d'échantillonnage T_e en respectant la condition suivante :

$$T_e \ll \sigma T_r \quad (3.33)$$

On obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta\Phi_r \cong 0 \\ \Delta\gamma \cong \Delta\omega_{s1}(t - t_0) \end{cases} \quad (3.34)$$

On montre donc que le vecteur flux rotorique Φ_r continue à tourner à la pulsation ω_{s0} en conservant pratiquement la même amplitude Φ_{r0} [Can 00]. Ainsi, après t_0 l'expression du couple est modifiée et devient:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{s0} * \Phi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (3.35)$$

Ce qui peut s'écrire sous la forme :

$$C_{em0} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{s0} * \Phi_{r0} \sin(\gamma_0) + p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{s0} * \Phi_{r0} \cos(\gamma_0) \Delta\omega_{s1}(t - t_0) \quad (3.36)$$

$$\text{Et : } C_{em} \cong C_{em0} + \Delta C_1$$

C'est-à-dire que les variations du couple peuvent être dans ces conditions, contrôlées à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux statorique.

III.3.4. Sélection du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire [Tou 07], [Fet 13]. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [Dep 88]. Le choix du vecteur tension V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\bar{\Phi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution $\bar{\Phi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [Ahm 16].

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 ($i=1,2,\dots,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants:

Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné ; alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative [Rab 07].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.13).

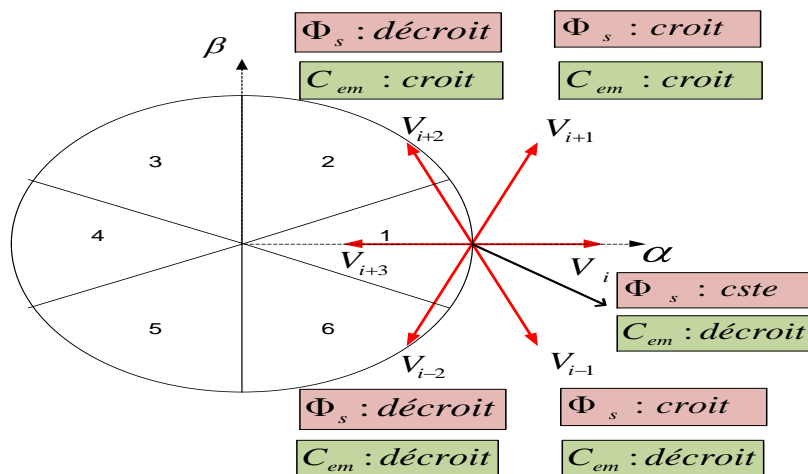


Figure (III.13): Choix du vecteur tension

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i .

Au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\Phi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Tandis qu'aux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ au début de la zone i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$, dans la zone.

III.3.5. Structure de la commande directe du couple

La commande DTC d'une machine asynchrone à double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs des deux onduleurs de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [Ela 11], [Dja 16].

III.3.5.1. Estimation du flux statorique

Essentiellement, la structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique, peut être estimé par différentes techniques. Dans la structure de la DTC le modèle en tension est couramment utilisé. Ainsi l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivants les axes (α, β) [Ela 11]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\Phi}_{s1\alpha}(t) = \int_0^{T_e} (V_s - R_s I_{s1\alpha}) dt + \Phi_{s1\alpha}(0) \\ \hat{\Phi}_{s2\alpha}(t) = \int_0^{T_e} (V_{s2\alpha} - R_s I_{s2\alpha}) dt + \Phi_{s2\alpha}(0) \\ \hat{\Phi}_{s1\beta}(t) = \int_0^{T_e} (V_{s1\beta} - R_s I_{s1\beta}) dt + \Phi_{s1\beta}(0) \\ \hat{\Phi}_{s2\beta}(t) = \int_0^{T_e} (V_{s2\beta} - R_s I_{s2\beta}) dt + \Phi_{s2\beta}(0) \end{array} \right. \quad (3.37)$$

A partir de système d'équation (3.37) on peut écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\Phi}_{s1} = \sqrt{\hat{\Phi}_{s1\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{s1\beta}^2} \\ \hat{\Phi}_{s2} = \sqrt{\hat{\Phi}_{s2\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{s2\beta}^2} \\ \hat{\theta}_{s1} = \arctg\left(\frac{\hat{\Phi}_{s1\beta}(t)}{\hat{\Phi}_{s1\alpha}(t)}\right) \\ \hat{\theta}_{s2} = \arctg\left(\frac{\hat{\Phi}_{s2\beta}(t)}{\hat{\Phi}_{s2\alpha}(t)}\right) \end{array} \right. \quad (3.38)$$

Cette méthode d'estimation présente l'avantage d'être simple et robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, elle exige seulement la connaissance de la valeur de résistance statorique R_s .

III.3.5.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux, et les grandeurs mesurés des courants de lignes, par l'équation [Ela 11]:

$$\hat{C}_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left[\hat{\Phi}_{r\alpha} (I_{s1\beta} + I_{s2\beta}) - \hat{\Phi}_{r\beta} (I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha}) \right] \quad (3.39)$$

III.3.5.3. Elaboration du correcteur du flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.14). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne (Cflx) et indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir [Cha 96], [Dja 16], [Hec 17] :

$$\left| \Phi_s^* - \hat{\Phi}_s \right| \leq \varepsilon_\Phi \quad (3.40)$$

Avec Φ_s^* : La consigne de flux.

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

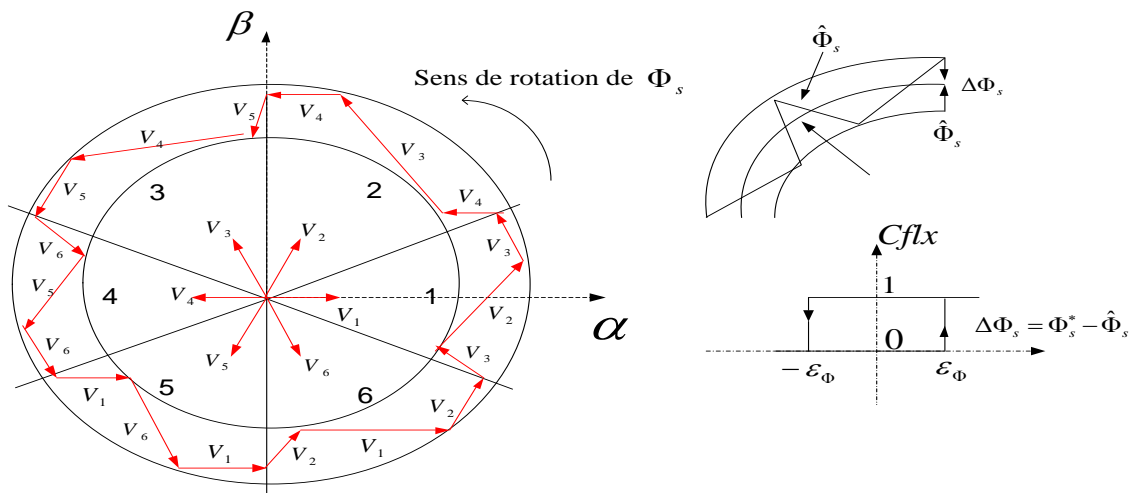


Figure (III.14): Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta\Phi_s > \varepsilon_\Phi & \text{alors } Cflx = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_\Phi & \frac{d\Delta\Phi_s}{dt} > 0 & \text{alors } Cflx = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_\Phi & \frac{d\Delta\Phi_s}{dt} < 0 & \text{alors } Cflx = 1 \\
 \text{si } \Delta\Phi_s \leq -\varepsilon_\Phi & \text{alors } Cflx = 0
 \end{cases} \quad (3.41)$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\Phi_s$, entre le flux de référence Φ_s^* et le flux estimé $\hat{\Phi}_s$ dans un comparateur (correcteur) à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur ($Cflx=+1$) pour augmenter le flux et ($Cflx=0$) pour le réduire; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs \bar{V}_{i+1} ou \bar{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique Φ_s .

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux Φ_s .

III.3.5.4. Elaboration du correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites de façon à maintenir :

$$\left| C_{em}^* - \hat{C}_{em} \right| \leq \varepsilon_{C_{em}} \quad (3.42)$$

Avec C_{em}^* : La consigne du couple.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

- **Le correcteur à deux niveaux**

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\overline{\Phi}_s$. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \overline{V}_{i+1} ou \overline{V}_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter [Cha 96], [Hel 18c].

- **Le correcteur à hystérésis à trois niveaux**

Le 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 [Mokh 04]. Ce correcteur est modélisé par l'algorithme (3.58), tels que ($Ccpl$) représente l'état de sortie du comparateur et ε_{Cem} la limite de la bande d'hystérésis (voir figure III.15).

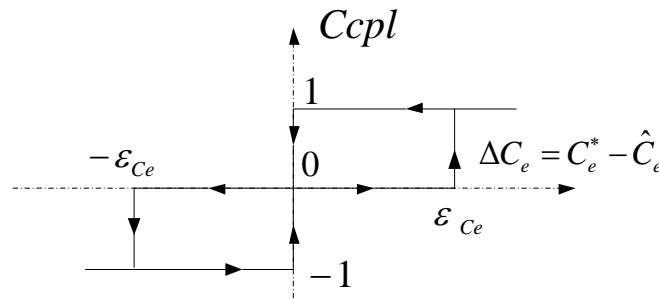


Figure (III.15): Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple Électromagnétique
On peut écrire ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{llll}
 si & \Delta C_{em} > \varepsilon_{Cem} & & alors & Ccpl = 1 \\
 si & 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Cem} & d\Delta C_{em}/dt > 0 & alors & Ccpl = 0 \\
 si & 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Cem} & d\Delta C_{em}/dt < 0 & alors & Ccpl = 1 \\
 si & \Delta C_{em} < -\varepsilon_{Cem} & & alors & Ccpl = -1 \\
 si & -\varepsilon_{Cem} \leq \Delta C_{em} < 0 & d\Delta C_{em}/dt > 0 & alors & Ccpl = 0 \\
 si & -\varepsilon_{Cem} \leq \Delta C_{em} < 0 & d\Delta C_{em}/dt < 0 & alors & Ccpl = -1
 \end{array} \right. \quad (3.43)$$

En Introduisant l'écart ΔC_{em} , entre le couple électromagnétique de référence C_{em}^* et celui estimé \hat{C}_{em} dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur ($Ccpl=1$) pour augmenter le couple, ($Ccpl= -1$) pour le réduire et ($Ccpl= 0$) pour le maintenir constant

dans une bande $\varepsilon_{C_{em}}$ autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux. De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple, en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\bar{\Phi}_s$), par exemple on peut appliquer les vecteurs \bar{V}_{i+1} ou \bar{V}_{i+2} , si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique). Dans ce cas, le flux $\bar{\Phi}_r$ rattrapera d'autant plus vite le flux $\bar{\Phi}_s$ que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'application des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre: inversion du sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$ ".

III.3.5.5. Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\Phi_s$ et ΔC_{em} , et selon la position du vecteur de flux statorique ($N=1,\dots,6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (III.17) 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 et $\Delta\Phi_s$ et ΔC_{em} suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [Car 00].

Le tableau (III.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

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

Tableau III.1 : Table de commutation

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
$\Phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4
$\Phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1

Tableau III.2 : Table de commande du flux

	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2

Tableau III.3 : Table de commande du couple

Finalement, 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, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension active :

Flux	Couple	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$	Correcteur
Ccpl=0	Cflx=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	Cflx=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	Cflx=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
Ccpl=1	Cflx=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	Cflx=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	Cflx=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tableau III.4 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêté et entraîne aussi une décroissance du couple, nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

Flux	Couple	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$	Correcteur
Ccpl=0	Cflx=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	Cflx=0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	Cflx=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
Ccpl=1	Cflx=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	Cflx=0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	Cflx=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tableau III.5 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions non nuls.

III.3.5.6. Structure générale de la DTC appliquée à la MASDE

La Figure (III.16) représente la structure générale du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux. A chaque période d'échantillonnage T_e on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposé. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type PI pour construire la référence du couple. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type PI pour construire la référence du couple.

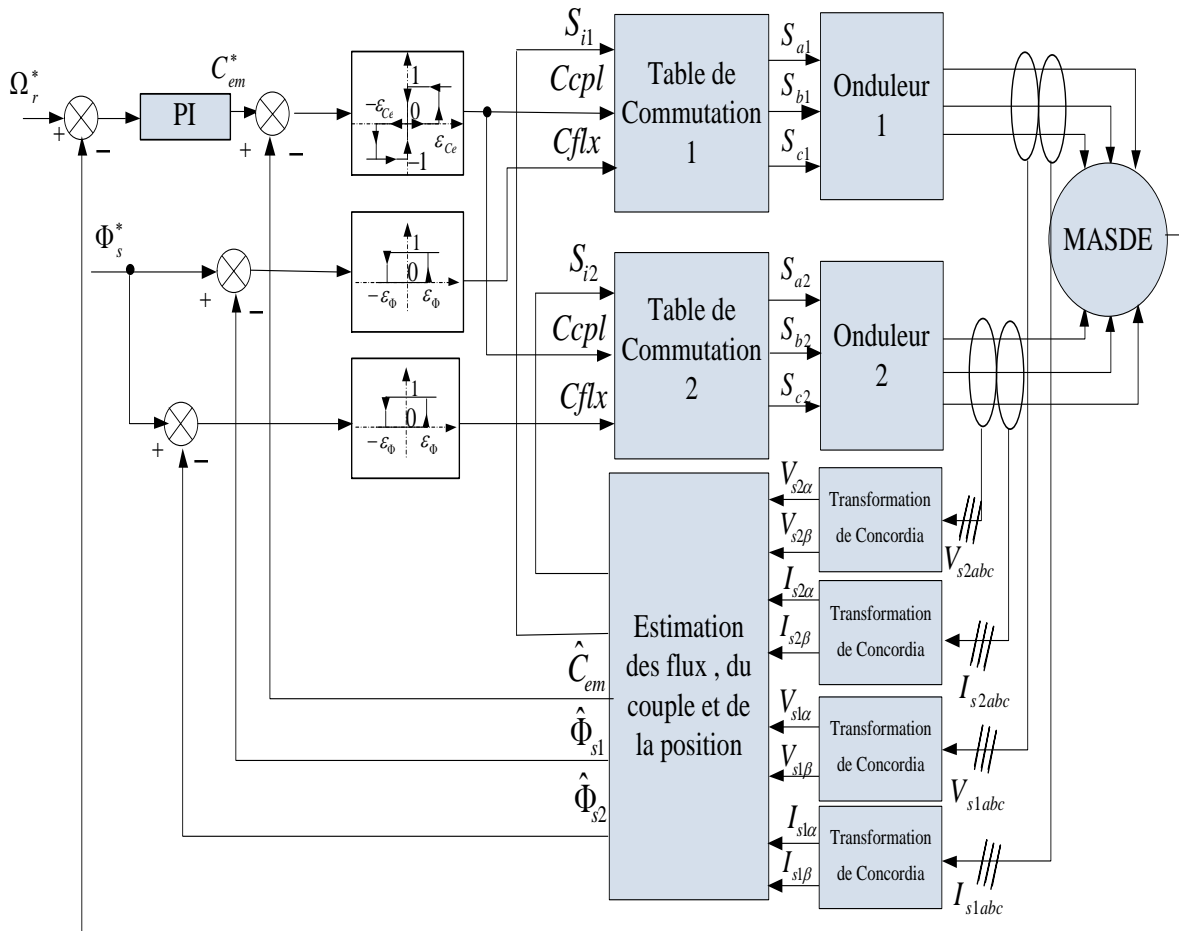


Figure (III.16): Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MASDE

III.3.6. Résultats de simulation

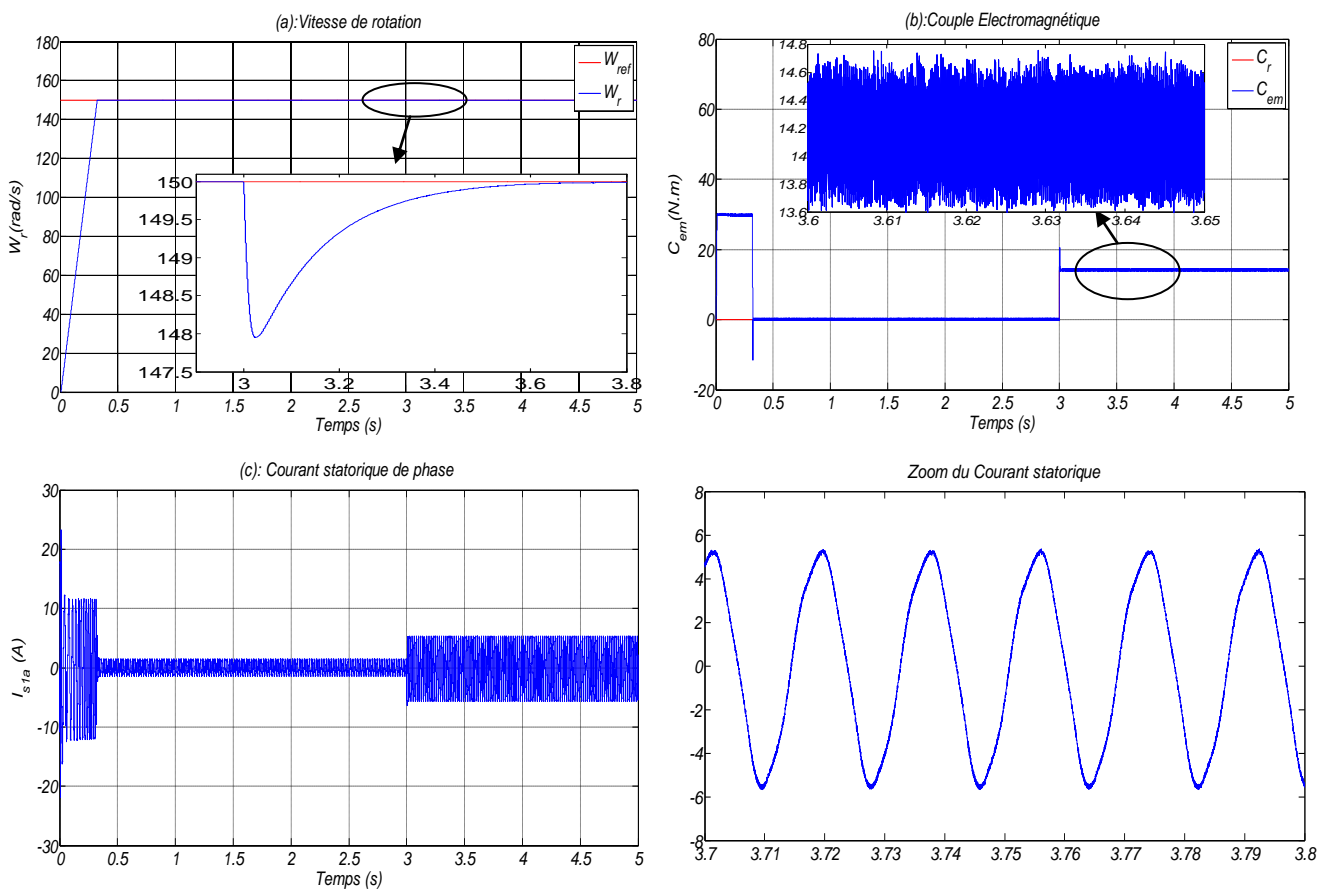
Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une commande directe du couple de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux, avec réglage de vitesse par un régulateur PI. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes: La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à $\Delta C_{em} = \pm 0.01 \text{ Nm}$ et celle du comparateur de flux à $\Delta \Phi_s = \pm 0.001 \text{ Wb}$, $\Phi_{sref} = 1,2 \text{ Wb}$.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants: démarrage à vide et puis d'une application de charge, variation de la charge, l'inversion du sens de rotation, Robustesse vis-à-vis à la variation paramétriques.

Pour chaque mode de fonctionnement, nous visualisons la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant statorique I_{s1a} , la tension statorique V_{s1a} , le secteur, l'amplitude du flux statorique, la trajectoire du flux statorique.

- Démarrage à vide et puis d'une application couple de charge :

Le premier test concerne a simulé un démarrage à vide, puis une mise en charge, pour des consignes du vitesse et du couple égaux respectivement à 150 rad/s et 14 Nm à $t=3\text{s}$.



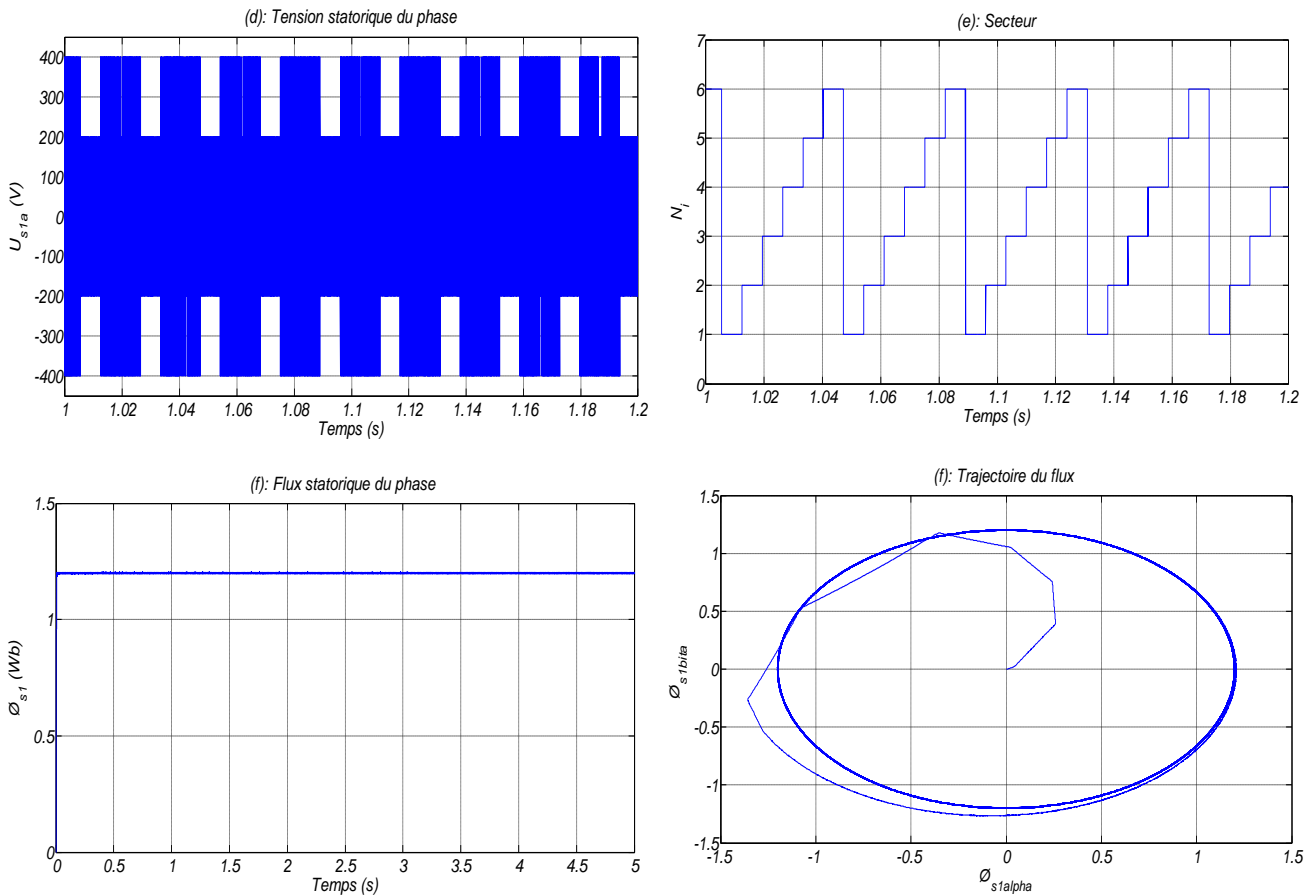


Figure (III.17): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en charge de la MASDE

D'après les résultats de simulation obtenue (figure (III.17)):

- La vitesse suit sa référence sans dépassement au démarrage, en plus la DTC est moins sensible au couple de charge, ce qui est évident par le rejet rapide de perturbation (figure (III.17.a)).
- Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée (30N.m) est se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A $t=3s$ la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à (14N.m), le couple électromagnétique répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (figure (III.17.b)).
- L'ailleurs de tension déterminées à partir de la tension de bus continu, d'ordre de commande Sa et le secteur est montrent dans les figures (figure (III.17.d)), (figure (III.17.e)).
- Le flux statorique suit bien sa valeur de référence (1.2 Wb) avec une rapidité appréciable (figure (III.17.f)).
- Le flux statorique dans le plan complexe (α,β) , qui démarré du point (0,0) et décrit une trajectoire presque circulaire, pour suivre un cercle de rayon 1,2 Wb fixé par sa consigne (figure (III.20.g)).

En bref, la DTC conventionnelle donne des oscillations entachent le couple et le courant à cause de la présence des régulateurs à hystérésis qui à une fréquence de commutation variable.

- **Test de variation de la charge :**

Dans la deuxième teste les résultats de simulation obtenue pour un fonctionnement à charge variable. Au début de ce test, la charge est nulle. À l'instant $t=2s$ on augmente la charge à celle de valeur nominale (14Nm), puis à l'instant $t=3s$ on diminue la charge jusqu'à 0Nm, et puis à l'instant $t=4s$ on diminue la charge négative (-14Nm) avec consigne de vitesse de 150 rad/ s.

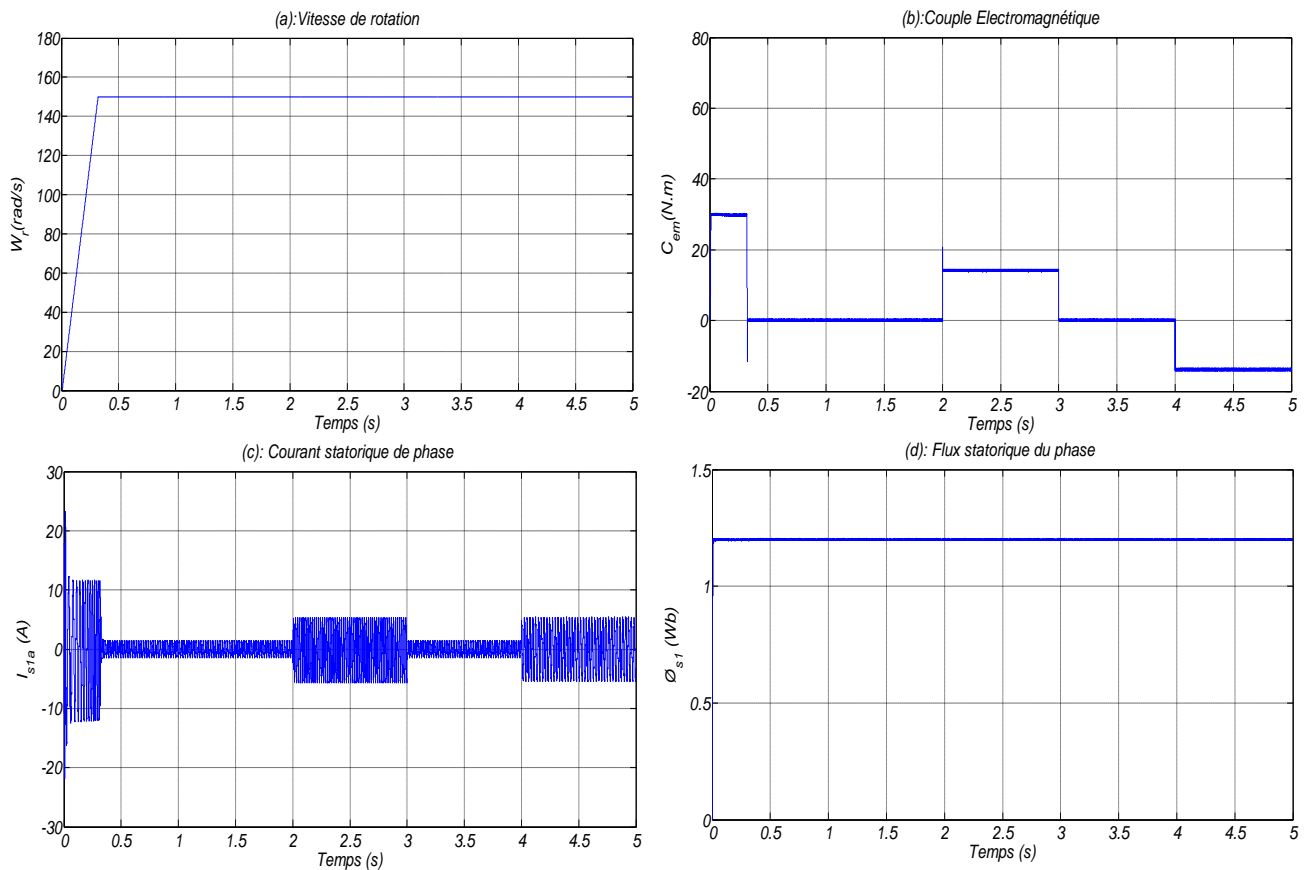


Figure (III.18): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en cas de variation de la charge de la MASDE

A travers cette simulation:

-Nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et des pic à l'instant de variation de charge (figure (III.18.b)).

-On observe aussi, sur la figure (III.18.a) la réponse de la vitesse à un échelon de 150 rad/s qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la DTC est moins sensible au couple de charge, ce qui évident par le rejet rapide de perturbation.

-Le courant statorique présente des allures sinusoïdales bruitées (figure (III.18.c)).

- Le module du flux reste pratiquement constant et il n'est pas affecté pas la variation de la charge (figure (III.18.d)).

- **Test de changement du sens de rotation:**

Dans le troisième test on a simulé le comportement dynamique de la MASDE à vide pour une vitesse de référence 150rad/s , suivi d'un changement de consigne à 50rad/s à $t=1\text{s}$. puis à l'instant $t=2\text{s}$, on augmente la vitesse jusqu'à 100rad/s et à l'instant 3.5s on fait inverser le sens de rotation de la MASDE de -100rad/s .

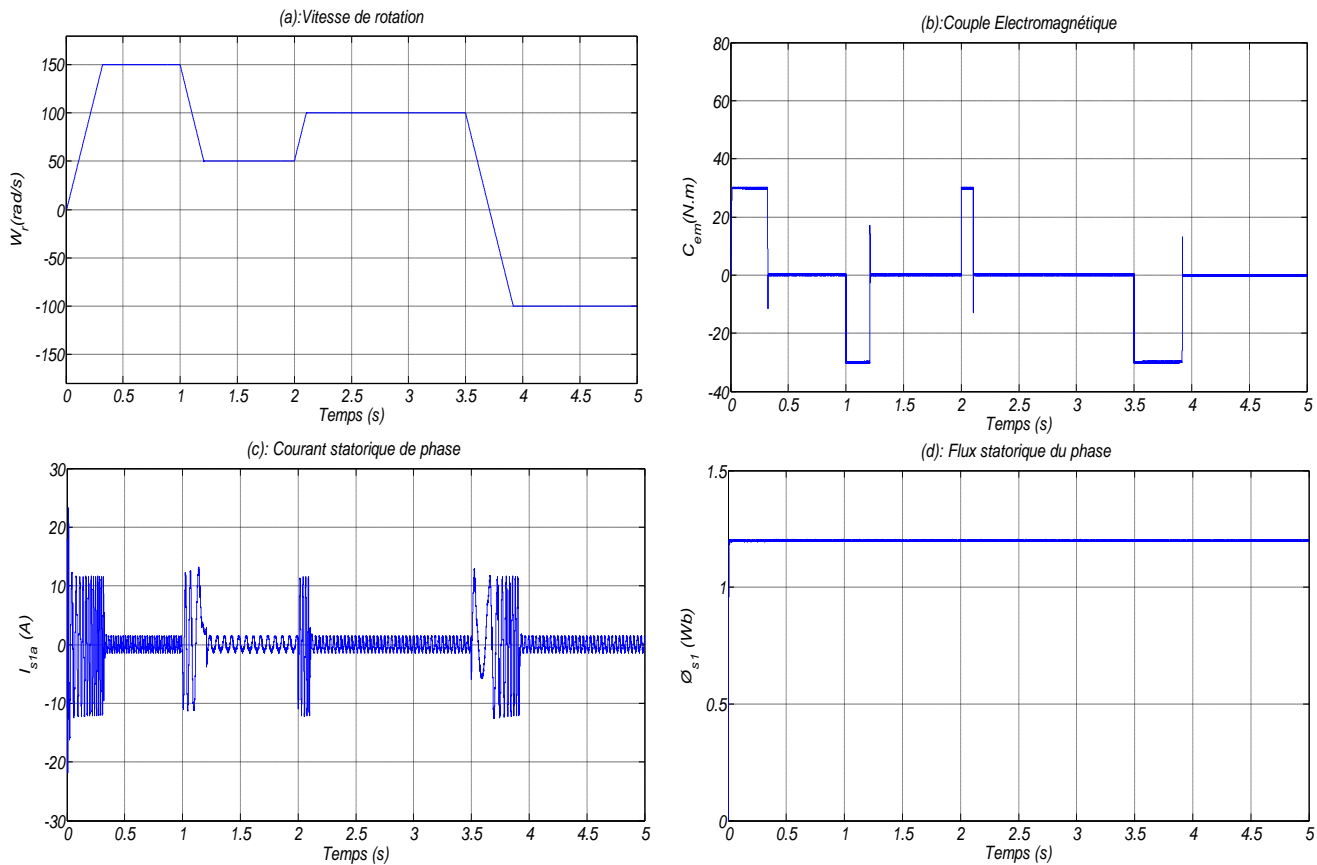


Figure (III.19): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en cas de variation de la vitesse de la MASDE

On constate d'après la figure (III.19) que la vitesse suit la variation de la valeur de sa référence cela veut dire qu'on a une bonne poursuite (figure (III.19.a)). D'autre part, le couple électromagnétique atteint sa valeur nulle après des pics pendant le changement de consigne de vitesse (figure (III.19.b)). Le courant statorique présente des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage (figure (III.19.c)), le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement de la bande de contrôle (figure (III.19.d)).

- **Robustesse vis-à-vis la variation paramétriques:**

Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux. Il

est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs.

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine lors de la variation des paramètres électriques, nous avons simulé le système pour l'augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie (au démarrage de la MASDE) et l'application de la charge 14N.m à $t=2s$ et une augmentation de +100% des résistances statoriques nominale ($R_s=2*R_{s1}=2*R_{s2}$) et la diminution inductances statoriques de -20% de ($L_s=0.8*L_{s1}=0.8*L_{s2}$) à l'instant $t=3s$.

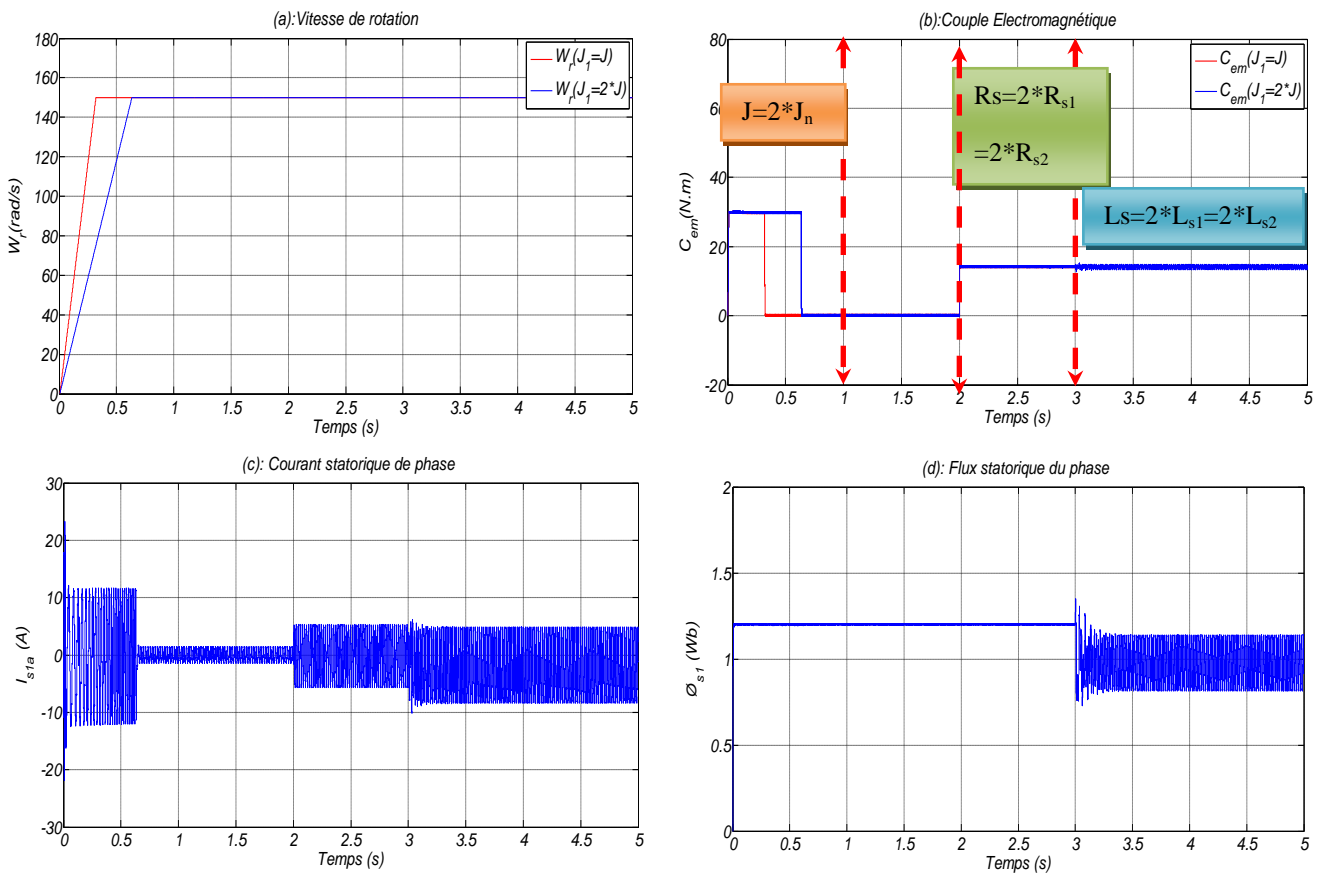


Figure (III.20): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en cas de variation du paramétrique de la MASDE

On remarque que l'augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie ($J_I=2*J$) (au démarrage de la MASDE) légère augmentation du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage. De plus, la variation des résistances et les inductances statoriques provoque effet remarquable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la faible robustesse de la commande (DTC) face à la variation du moment d'inertie et les résistances et l'inductance statoriques.

III.4. DTC à Trois Niveau de la MASDE

Dans le contrôle direct du couple conventionnel (à deux niveaux de tension) les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite. Par ailleurs l'état de commutation choisie pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple et du flux et la même que dans le fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre, les performance du système peuvent être amélioré si on sélection un vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution [Cas 02], [Kum 08], [Sad 17].

L'alimentation par un onduleur à trois niveaux type NPC permet de délivrer 19 vecteurs tensions, ces positions sont illustrées dans les figure (II.17) dans la deuxième chapitre, ce qui améliore les performances du système et nous permet de répondre aux besoins du fonctionnement à puissance élevée.

III.4.1. Détermination des secteurs angulaires

Dans la structure précédente, la position du flux est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en six secteurs symétriques. Par ailleurs, nous allons étudier une structure améliorée du contrôle et ceci en améliorant la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs $N= (1,2,3,\dots,12)$ symétriques dans l'espace d'évolution du flux statorique " Φ_s ", figure (III.24) Ainsi nous établissons une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension sera plus optimal [Can 00], [Sad 17].

$$-\frac{\pi}{12} - (N-1)\frac{\pi}{6} \leq N \leq \frac{\pi}{12} + (N-1)\frac{\pi}{6} \quad (3.44)$$

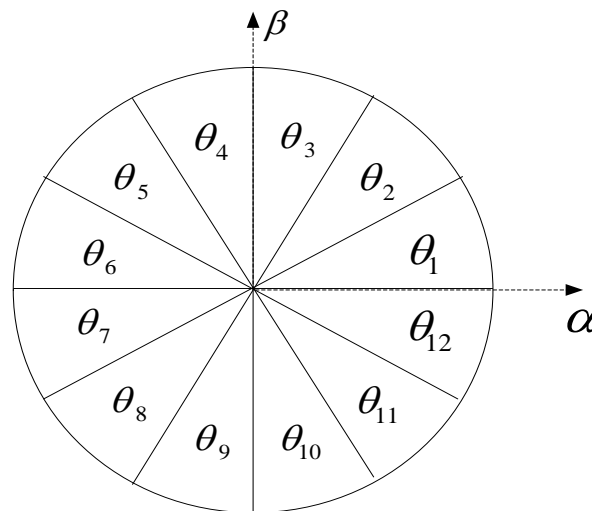


Figure (III.21): Représentation des 12 secteurs

III.4.2. Comparateur à hystérésis du couple

La commande DTC à 12 secteur alimenté par onduleur à trois niveau peut produire plusieurs vecteurs de tension, s'ils sont correctement appliqués on aura moins ondulation dans le couple et le flux. Pour y parvenir, on utilise un comparateur à hystérésis à 5 niveaux au lieu de deux pour le couple [Kum 08], [Sed 09].

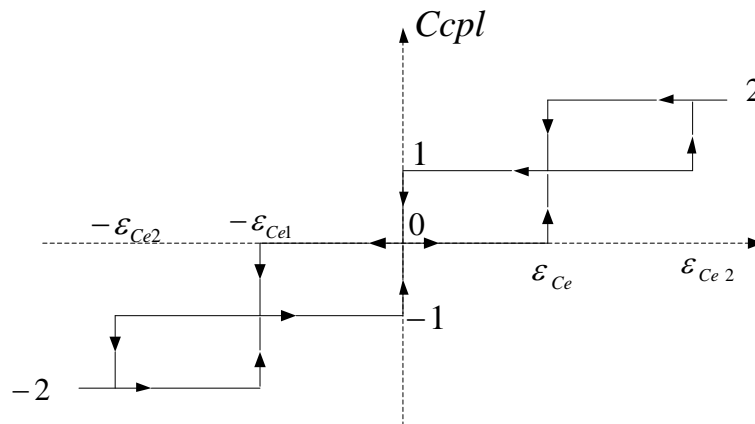


Figure (III.22): Blocs d'hystérésis de couple

Si l'erreur du couple est petite donc l'hystérésis est en état 0. Dans ce cas, un vecteur de tension est choisi pour maintenir le couple à son niveau actuel. Si l'hystérésis est en -1, le vecteur choisi doit être moyen pour hisser le couple dans la petite région. Lorsque l'hystérésis est en état +2 ou - 2, le vecteur choisi pour compenser l'erreur du couple le plus vite possible doit être assez grand, c'est -à-dire le même vecteur utilisé dans la commande DTC classique.

III.4.3. Table de commutation de la DTC à trois niveaux

La table de commutation de la DTC d'une MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux avec 12 secteurs (amélioration classique) est donnée par le tableau ci-dessous [Zek 10]:

Secteur		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Cflx	Ccpl												
0	2	V ₄	V ₄	V ₇	V ₇	V ₁₀	V ₁₀	V ₁₃	V ₁₃	V ₁₆	V ₁₆	V ₁	V ₁
	1	V ₄	V ₇	V ₇	V ₁₀	V ₁₀	V ₁₃	V ₁₃	V ₁₆	V ₁₆	V ₁	V ₁	V ₄
	0	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀
	-1	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀
	-2	V ₁₆	V ₁₆	V ₁₆	V ₁	V ₁	V ₄	V ₄	V ₇	V ₇	V ₁₀	V ₁₀	V ₁₃

I	2	V_5	V_5	V_8	V_8	V_{11}	V_{11}	V_{14}	V_{14}	V_{17}	V_{17}	V_2	V_2
	1	V_3	V_6	V_6	V_9	V_9	V_{12}	V_{12}	V_{15}	V_{15}	V_{18}	V_{18}	V_3
	0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0
	-1	V_{18}	V_{18}	V_3	V_3	V_6	V_6	V_9	V_9	V_{12}	V_{12}	V_{15}	V_{15}
	-2	V_{17}	V_2	V_2	V_{15}	V_5	V_8	V_8	V_{11}	V_{11}	V_{14}	V_{14}	V_{16}

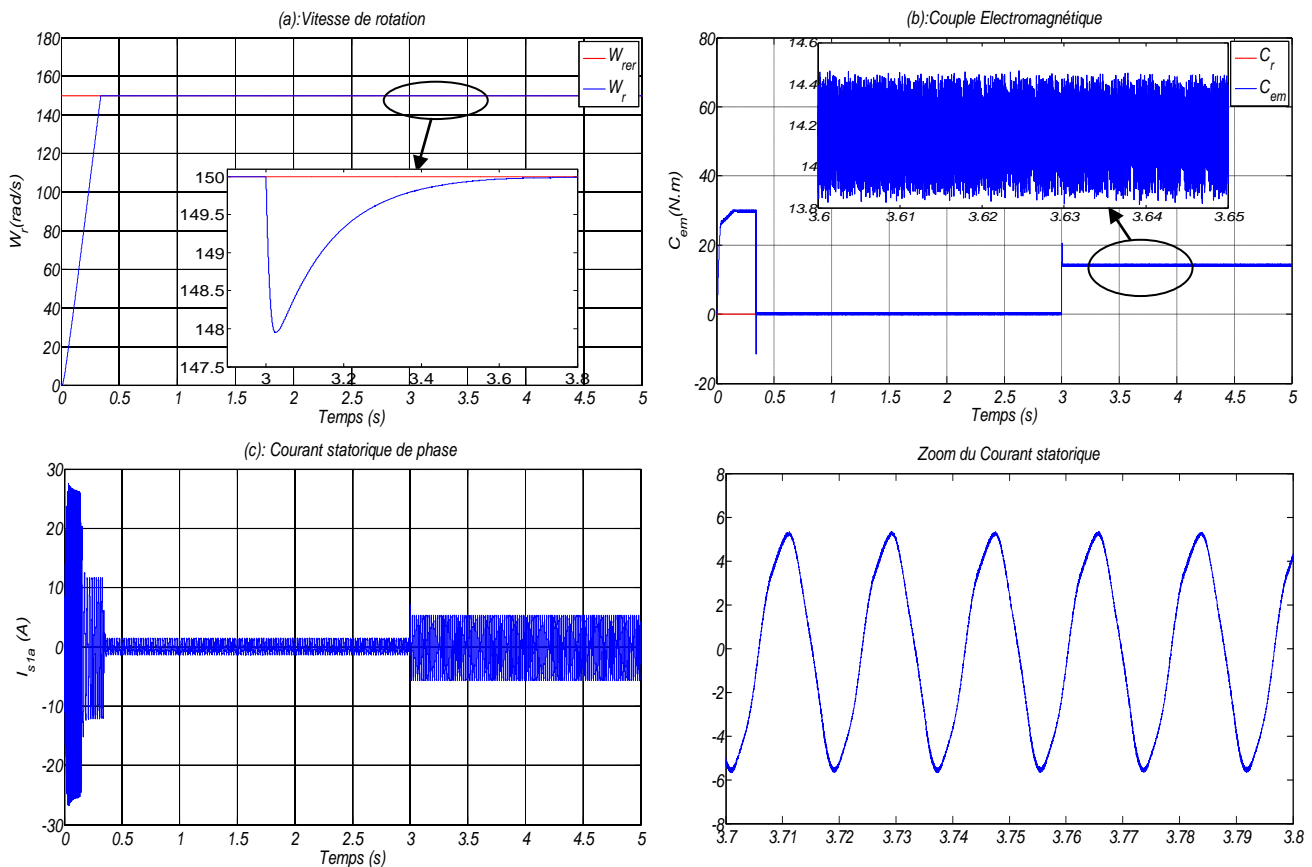
Tableau III.6 : Table de commutation de la DTC à trois niveaux avec 12 secteurs.

III.4.4. Résultats de simulation

Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur la commande DTC appliquée à MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux avec 12 secteurs.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation de mode de fonctionnement suivant:

On considère une vitesse de 150 rad/s à l'instant initial, puis une introduction d'un couple de charge de 14 N.m après un démarrage à vide à l'instant t=3s.



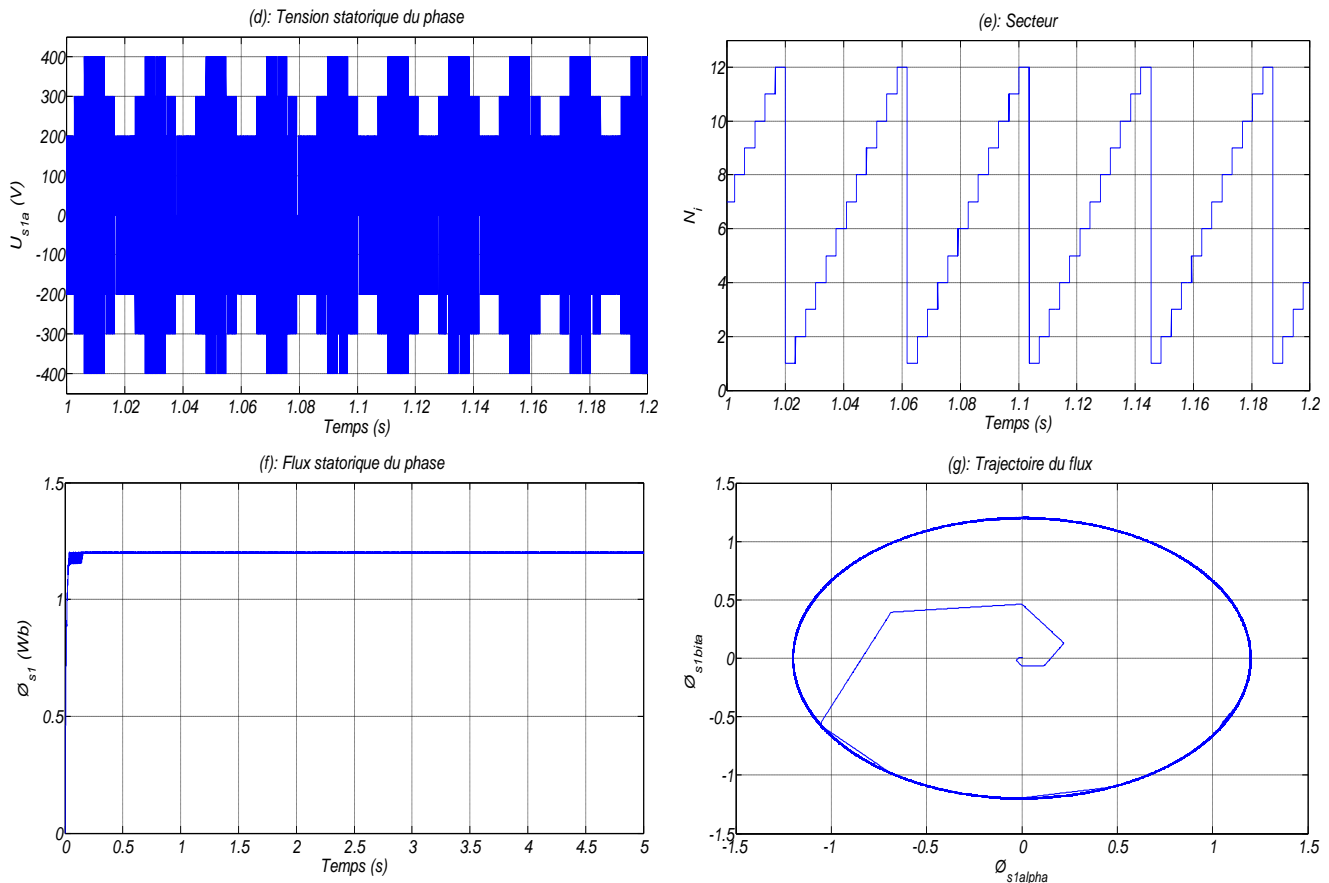


Figure (III.23): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC à 12 secteurs alimentés par deux onduleurs à trois niveaux en charge de la MASDE

Les résultats obtenus montrent que le couple électromagnétique développé par la MASDE oscille moins que la commande DTC classique (figure (III.23.b)), et le courant statorique répond bien aux variations imposées par le couple et que sa valeur reste proche de la sinusoïde mais cette fois on observe la diminution des harmoniques (figure (III.23.c)) et on remarque qu'en présence d'un onduleur 3-niveaux, les niveaux de tension est plus élevés (figure (III.23.d)), que celui de l'onduleur 2-niveaux et la trajectoire de flux est toujours de forme circulaire ce qui confirme que l'amplitude de vecteur est constante (figure (III.23.g)).

Donc à partir des résultats de simulation montrent que l'utilisation des onduleurs multi niveaux permettent d'améliorer certaines performances de la DTC classique, tels que ondulations du couple, et fréquence de commutation.

III.5. Commande DTC-SVM

Dans cette partie, on utilise la stratégie de la commande DTC qui fait appel à un modulateur MLI vectorielle (fréquence imposée constante), il s'agit d'une stratégie de génération d'une tension de référence statorique qu'il faudrait appliquer à la machine et qui ensuite sera introduit dans un bloc MLI vectorielle, la position du vecteur tension sera

déterminée grâce à une opération de quantification qui sera équivalent à la limitation des six secteurs du plan complexe (α, β) , (figure III.24).

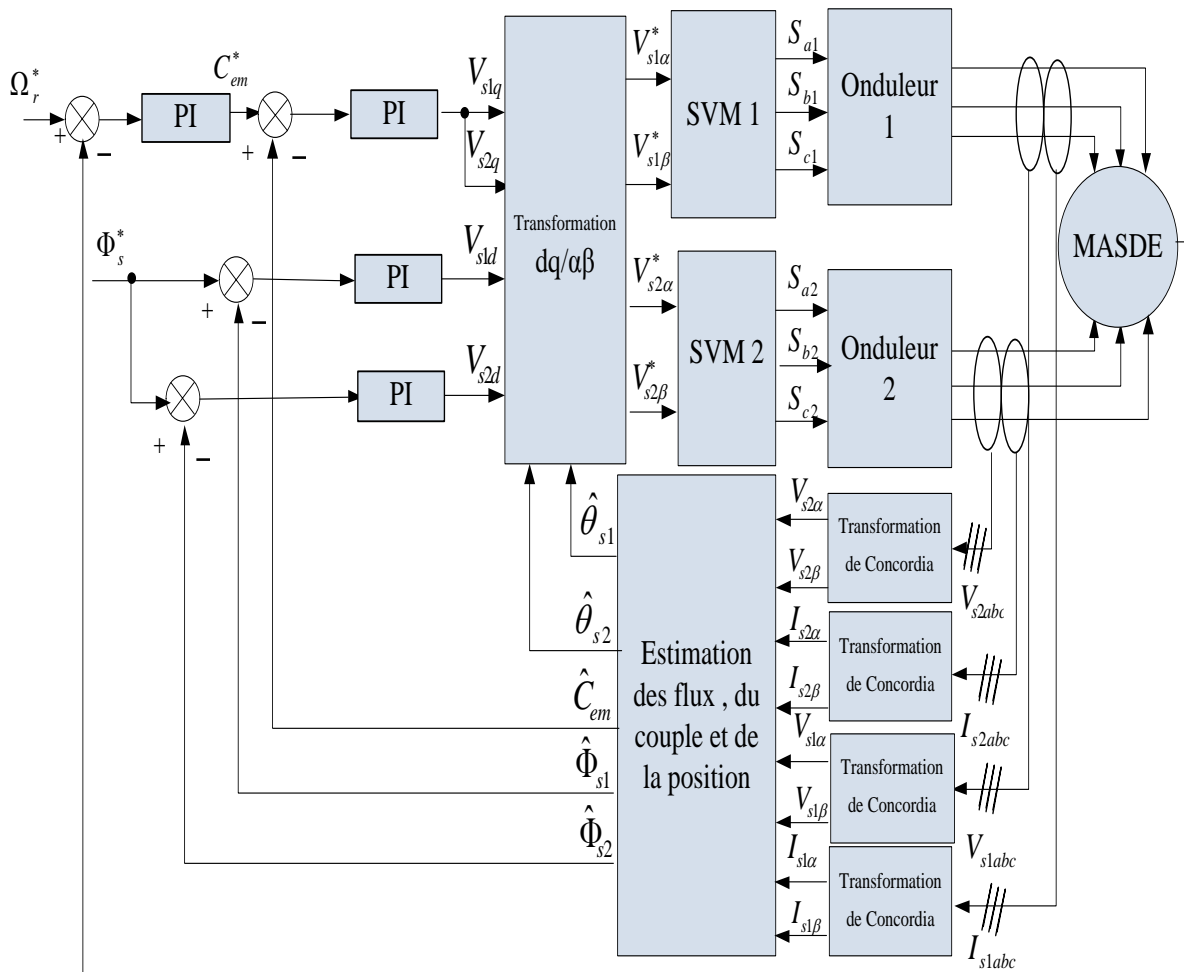


Figure (III.24): Schéma de la commande DTC-SVM de MASDE basé sur des régulateurs PI

Cette méthode proposée conserve l'idée de base de la méthode DTC. Pour cela, la technique d'orientation du flux statorique est utilisée. Ainsi, les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs PI et imposées par la technique SVM. En outre l'estimation du couple et du flux est basée sur le modèle en tension de la machine.

Cette structure de commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes de la DTC classique. Les régulateurs PI et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux. L'efficacité de l'approche proposée est montrée par les résultats de simulation.

III.5.1 Régulation du flux statorique

Dans le cas de l'orientation du flux statorique dans le référentiel (d, q) figure (III.25), c'est à dire que l'axe d soit confondu avec la direction du vecteur flux statorique Φ_s .

La composante d'axe d du courant statorique I_{sd} est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux statorique. En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant statorique I_{sd} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine [Cai 10], [Raa 16].

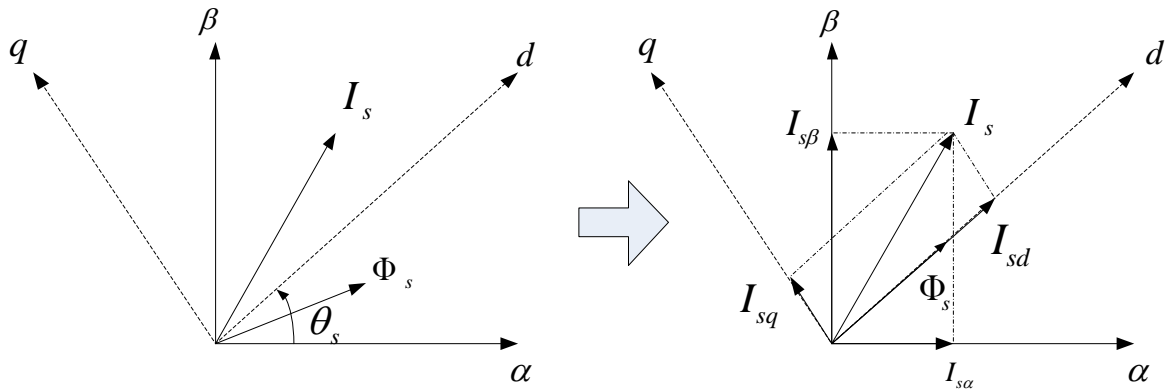


Figure (III.25): Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux statorique.

A partir du modèle de la machine développé précédemment, nous en déduisons une expression du vecteur flux statorique.

Donc, si le flux statorique est orienté sur l'axe d on a donc :

$$\Phi_{skd} = \Phi_{sk} \quad \Phi_{skq} = 0 \tag{3.45}$$

$$k = (1,2)$$

Alors (2.31) et (2.32) deviennent:

$$\begin{cases} V_{skd} = R_{sk} I_{skd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sk} \\ V_{skq} = R_{sk} I_{skq} + \omega_s \Phi_{sk} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \tag{3.46}$$

$$\begin{cases} \Phi_{sk} = (L_{sk} + 2L_m) I_{skd} + L_m I_{rd} \\ 0 = (L_{sk} + 2L_m) I_{skq} + L_m I_{rq} \\ \Phi_{rd} = (L_r + L_m) I_{rd} + 2L_m I_{skd} \\ \Phi_{rq} = (L_r + L_m) I_{rq} + 2L_m I_{skq} \end{cases} \tag{3.47}$$

Le couple devient :

$$C_{em} = 2p\Phi_{sk}I_{skq} \quad (3.48)$$

Les courants et les flux rotoriques peuvent être exprimés, en fonction des courants statoriques par :

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{1}{L_m}(\Phi_{sk} - (L_{sk} + 2L_m)I_{skd}) \\ I_{rq} = -\left(\frac{L_{sk} + 2L_m}{L_m}\right)I_{skq} \end{cases} \quad (3.49)$$

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \left(\frac{L_r + L_m}{L_m}\right)\Phi_{sk} + \left(\left(\frac{L_{sk}L_r + 2L_rL_m}{L_m}\right) - L_{sk}\right)I_{skd} \\ \Phi_{rq} = -\left(\frac{L_r(L_{sk} + 2L_m)}{L_m} + L_{sk}\right)I_{skq} \end{cases} \quad (3.50)$$

En substituant (3.48), (3.49) dans (3.50), et en tenant compte de la transformée de Laplace, on a:

$$\begin{cases} \Phi_{sk} = \left((1 + \sigma T_r s)I_{skd} + \sigma T_r(\omega_s - \omega_r)I_{skq}\right)\left(\frac{L_{sk} + 2L_m}{1 + \sigma T_r s}\right) \\ I_{skq} = -\left(\frac{1}{L_{sk} + 2L_m}\Phi_{sk} - \sigma I_{skd}\right)\left(\frac{T_r(\omega_s - \omega_r)}{1 + \sigma T_r s}\right) \end{cases} \quad (3.51)$$

En exprimant la composante d du courant statorique en fonction de la composante q et du flux statorique, les tensions statorique s'expriment comme suit:

$$\begin{cases} V_{skd} = \frac{\Phi_{sk}}{G_{\Phi_{sk}}} + E_d \\ V_{skq} \approx \omega_s \Phi_{sk} \end{cases} \quad (3.52)$$

Avec

$$\begin{cases} G_{\Phi_{sk}} = \frac{T_{sk}(1 + \sigma T_r s)}{1 + (T_{sk} + T_r)s + \sigma T_{sk}T_r s^2} \\ E_d = -\frac{\sigma R_{sk}T_r}{1 + \sigma T_r s}I_{skq}(\omega_s - \omega_r) \end{cases} \quad (3.53)$$

Donc le flux statorique peut être contrôlé par la composante d de la tension statorique. La figure (III.26) montre la relation entre Φ_{sk} et V_{skd} ; un système équivalent du second ordre avec une perturbation E_d . Un régulateur PI peut être utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le flux statorique à sa valeur de référence Φ_{sk}^* .

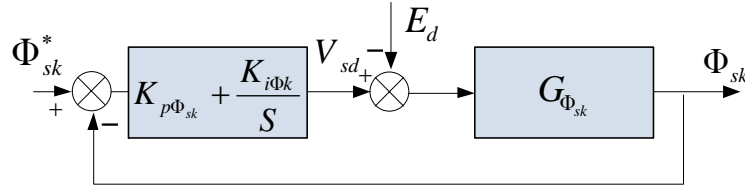


Figure (III.26): Schéma fonctionnel de la régulation du flux.

III.5.1.1 Détermination des paramètres de la régulation du flux

La fonction de transfert du PI est donnée par :

$$C(s) = K_{p\Phi_{sk}} + \frac{K_{i\Phi_{sk}}}{s} = K_{p\Phi_{sk}} \left(\frac{1 + \tau_{\Phi_{sk}} s}{\tau_{\Phi_{sk}} s} \right) \quad (3.54)$$

Avec

$$\tau_{\Phi_{sk}} = \frac{K_{p\Phi_{sk}}}{K_{i\Phi_{sk}}}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donné par :

$$T_{BO}(s) = K_{p\Phi_{sk}} \left(\frac{1 + \tau_{\Phi_{sk}} s}{\tau_{\Phi_{sk}} s} \right) \left(\frac{T_{sk} (1 + \sigma T_r s)}{1 + (T_{sk} + T_r) s + \sigma T_{sk} T_r s^2} \right) \quad (3.55)$$

On peut écrire la relation (3.70) sous forme pôle-zéro comme suit:

$$T_{BO}(s) = K_{p\Phi_{sk}} \left(\frac{1 + \tau_{\Phi_{sk}} s}{\tau_{\Phi_{sk}} s} \right) \left(\frac{\sigma T_r T_{sk} \left(\frac{1}{\sigma T_r} + s \right)}{(s - p_1)(s - p_2)} \right) \quad (3.56)$$

Afin d'éliminer le pôle dominant on mettre :

$$(s - p_2) = \left(\frac{1}{\tau_{\Phi_{sk}}} + s \right) \quad (3.57)$$

J'aurai :

$$T_{BO}(s) = \left(\frac{K_{p\Phi_{sk}}}{s} \right) \left(\frac{T_{sk} (1 + \sigma T_r s)}{(s - p_1)} \right) \quad (3.58)$$

La fonction de transfert en boucle fermé s'écrit :

$$T_{BF}(s) = \left(\frac{K_{p\Phi_{sk}} T_{sk} (1 + \sigma T_r s)}{K_{p\Phi_{sk}} T_{sk} + (K_{p\Phi_{sk}} T_{sk} T_r \sigma - p_1) s + s^2} \right) \quad (3.59)$$

on trouve:

$$\begin{cases} 2\xi_0 \omega_0 = K_{p\Phi_{sk}} T_{sk} T_r \sigma - p_1 \\ -p_2 = \frac{1}{\tau_{\Phi_{sk}}} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_{i\Phi_{sk}} = -K_{p\Phi_{sk}} p_2 \\ K_{p\Phi_{sk}} = \frac{2\xi_0 \omega_0 + p_1}{T_{sk} T_r \sigma} \end{cases} \quad (3.60)$$

III.5.2 Régulation du couple électromagnétique

A partir des relations (3.63), (3.66), le courant suivant la composante q peut être exprimée:

$$I_{skq} = \frac{T_r(1-\sigma)}{L_{sk} + 2L_m} \frac{\Phi_{sk}(\omega_s - \omega_r)}{(1 + \sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r(\omega_s - \omega_r)s)^2} \quad (3.61)$$

La substitution de (3.76) dans (3.66) donne :

$$C_{em} = 2p \frac{T_r(1-\sigma)}{L_{sk} + 2L_m} \frac{\Phi_{sk}^2(\omega_s - \omega_r)}{(1 + \sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r(\omega_s - \omega_r)s)^2} \quad (3.62)$$

Et comme le module de vecteur Φ_{sk} reste constant et égale à sa valeur de référence Φ_{sk}^* , et

$\sigma T_r \ll 1$; la relation (3.62) peut simplifier sous formule suivant [Dja 15]:

$$C_{em} = 2p \frac{T_r(1-\sigma)}{L_{sk} + 2L_m} \frac{\Phi_{sk}^2(\omega_s - \omega_r)}{(1 + 2\sigma T_r s)} \quad (3.63)$$

Le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation de glissement, ainsi, l'équation (3.63) s'écrit comme suit:

$$C_{em} = G_{C_{em}}(\omega_s - \omega_r) \quad (3.64)$$

tel que :

$$G_{C_{em}} = 2p \frac{T_r(1-\sigma)}{L_{sk} + 2L_m} \frac{\Phi_{sk}^2}{(1 + 2\sigma T_r s)} \quad (3.65)$$

Ainsi que le couple peut être contrôlé par la pulsation statorique, la figure (III.27) montre la relation entre C_{em} et ω_s . Un régulateur PI est utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le couple à sa valeur de référence C_{em}^* .

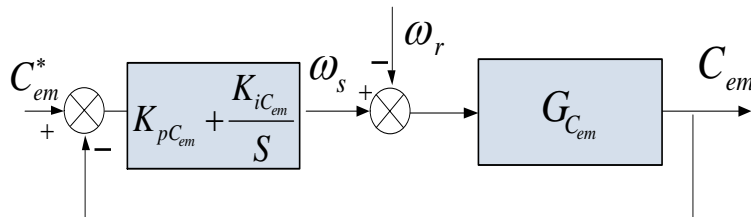


Figure (III.27): Schéma fonctionnel de la régulation de couple.

III.5.2.1 Détermination des paramètres de la régulation du couple

la fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

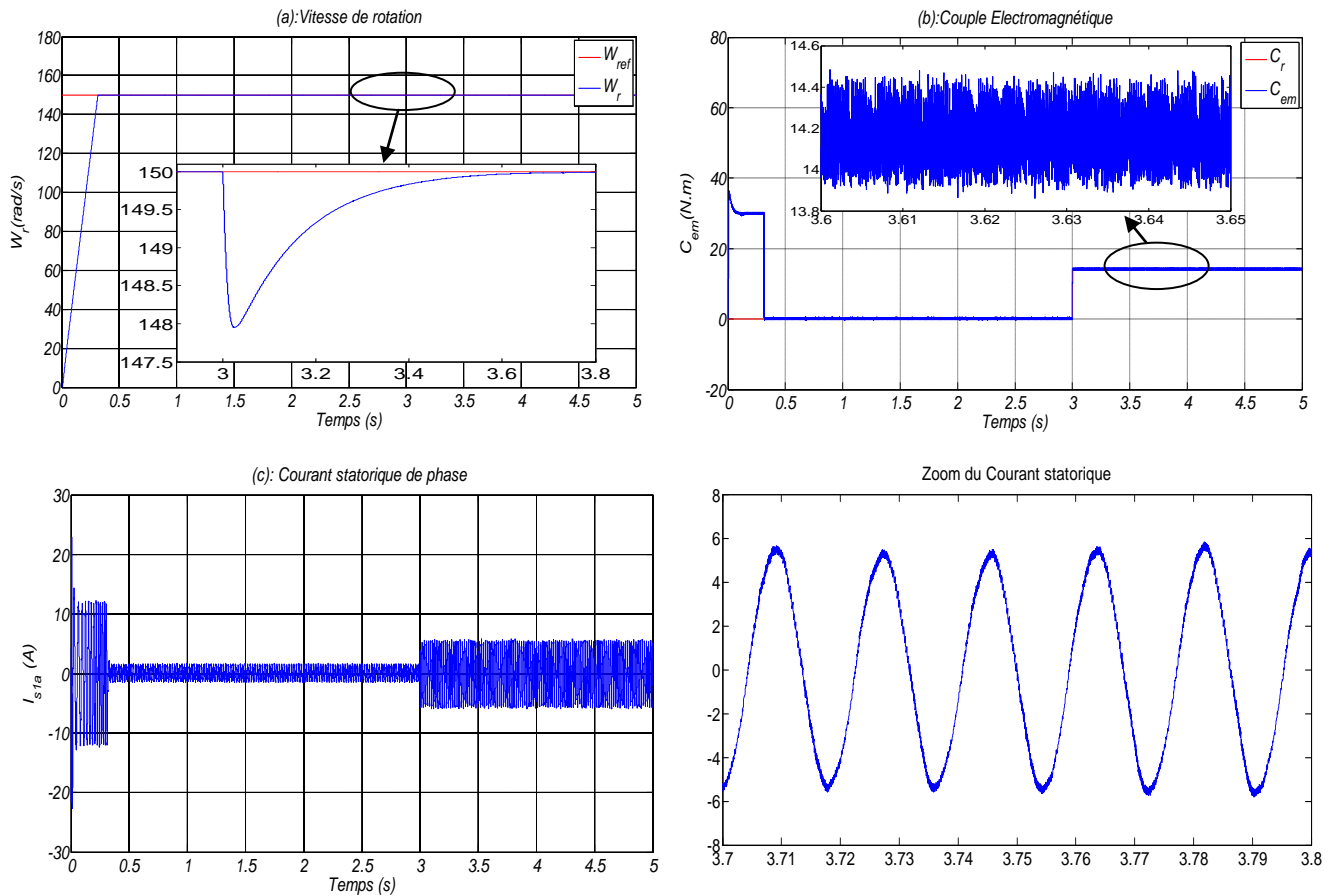
$$T_{BF}(s) = \frac{K_{p\Phi_{sk}} T_{sk} (1 + \tau_{C_{em}} s)}{1 + \left(\frac{(K_{iC_{em}} \tau_{C_{em}} p T_r (1 - \sigma) \Phi_{sk}^2) - (L_{sk} + 2L_m)}{2K_{iC_{em}} p T_r (1 - \sigma) \Phi_{sk}^2} \right) s + \left(\frac{T_r \sigma (L_{sk} + 2L_m)}{2K_{iC_{em}} p T_r (1 - \sigma) \Phi_{sk}^2} \right) s^2} \quad (3.66)$$

On trouve

$$\begin{cases} K_{iC_{em}} = \frac{T_r \sigma (L_{sk} + 2L_m) \omega_0^2}{2p T_r (1 - \sigma) \Phi_{sk}^2} \\ K_{pC_{em}} = K_{iC_{em}} \left(\frac{2\xi_0}{\omega_0^2} - \frac{L_{sk} + 2L_m}{2K_{iC_{em}} p T_r (1 - \sigma) \Phi_{sk}^2} \right) \end{cases} \quad (3.67)$$

III.5.3. Résultats de simulation

Pour montrer l'efficacité et les performances de la DTC-SVM à deux niveaux, on simule le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (III.27). On considère une vitesse de 150rad/s à l'instant initial, puis une introduction d'un couple de charge de 14N.m après un démarrage à vide à l'instant t=3s.



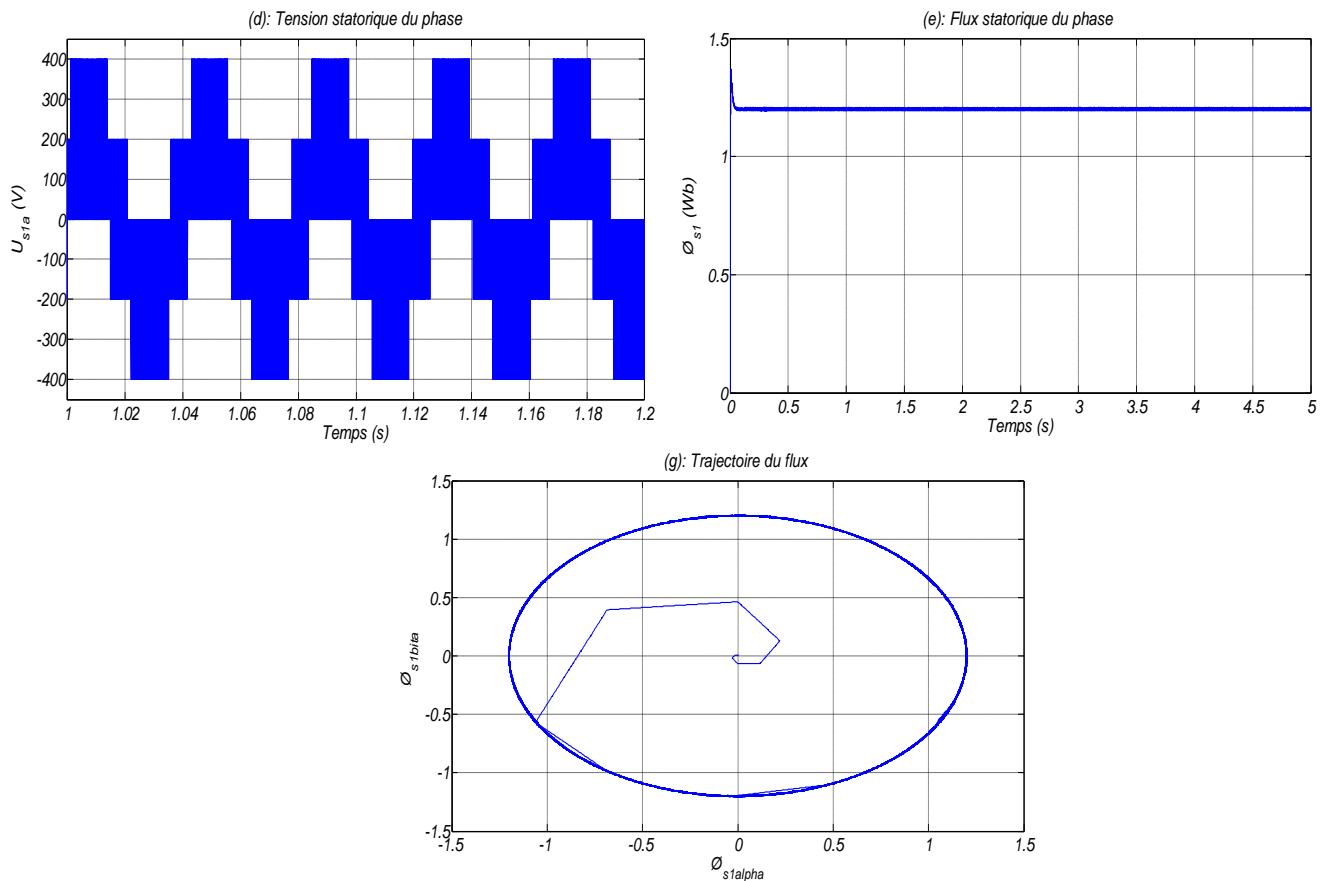


Figure (III.28): Grandeur électrique, mécanique et magnétiques de la DTC-SVM en charge de la MASDE

On constate que:

- La vitesse atteint sa vitesse de référence sans dépassement (figure (III.28.a)).
- La figure (III.28.b), montre une bonne réponse du couple, où celui-ci suit parfaitement sa référence et il n'y a pas de dépassement des bandes hystérésis (erreur statique presque nulle), une bonne réduction des ondulations du couple ce qui entraîne la diminution des vibrations mécanique, par conséquent la réduction du bruit acoustique.
- Le courant statorique présente moins de pics au démarrage, avec une forme sinusoidale voir la (figure (III.28.c)).
- L'évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α , β) est quasi-circulaire (figure (III.28.f)). Avec moins d'ondulations.

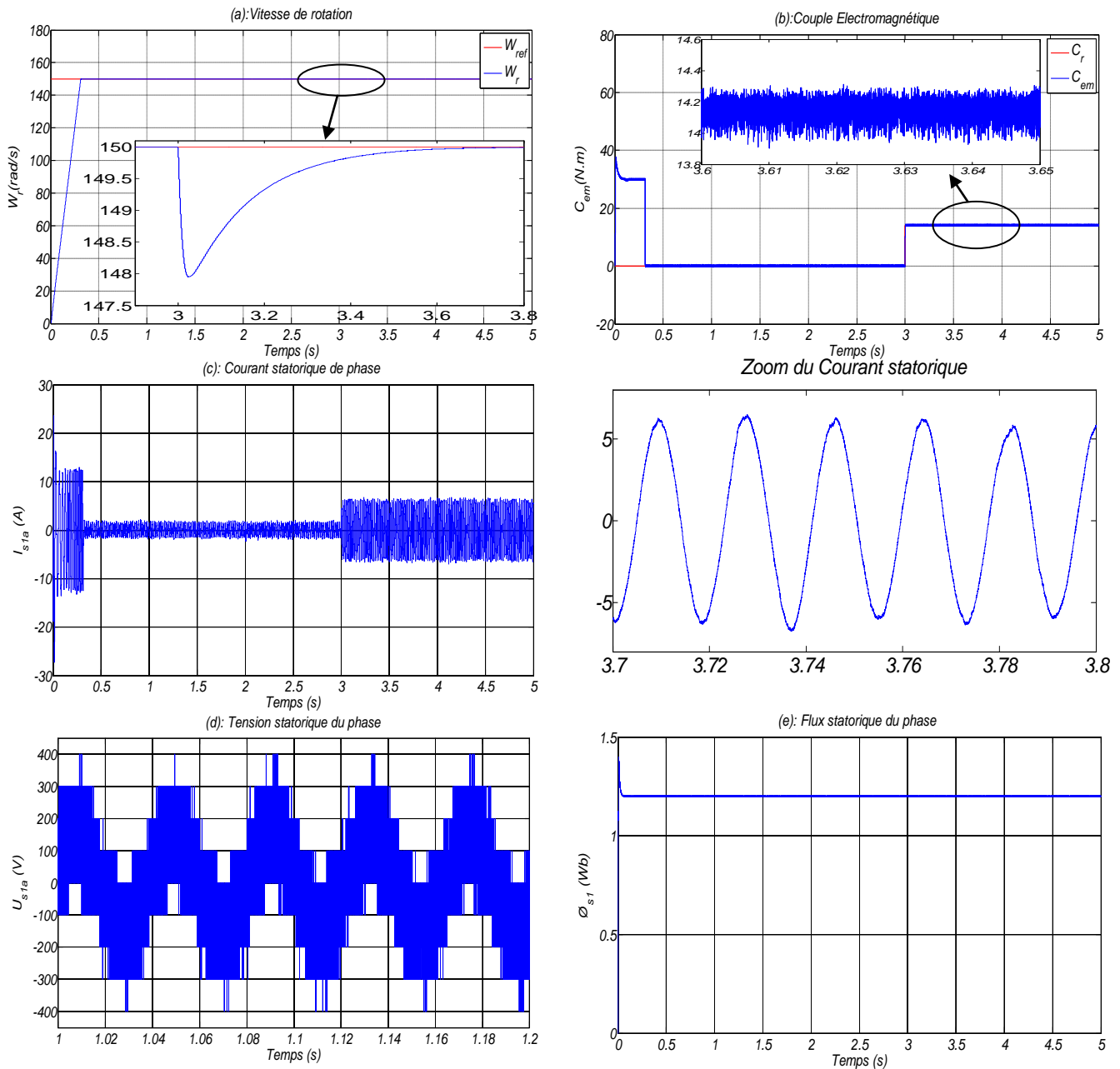
Le système de commande démontre une bonne poursuite et que l'ondulation du couple est sensiblement réduite comparativement au cas de la DTC classique, on remarque que les performances de la commande sont nettement améliorées avec l'introduction de la modulation vectorielle SVM.

III.6 Commande DTC-SVM multiniveaux

Pour le cas de la DTC-SVM multiniveaux, il suffit de remplacer dans le schéma bloc ci dessus figure (III.27) les deux onduleurs à deux niveaux par deux onduleurs à trois niveaux lui-même pour le bloc SVM.

III.6.1 Résultats de simulation

Pour approuver la commande proposée. On a simulé de la DTC-SVM trois niveaux pour une vitesse 150 rad/s et puis d'une application couple de charge de 14 N.m à t=3s.



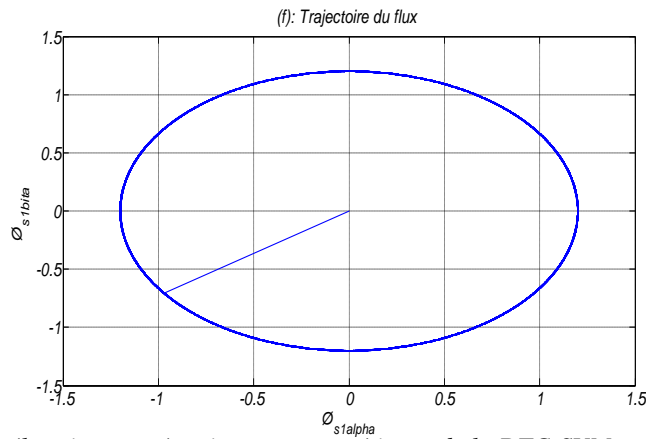


Figure (III.29): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-SVM multiniveaux en charge de la MASDE

La figure (III.29) montre les résultats de simulation de la commande DTC-SVM d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC, On remarque que l'ondulation aux niveaux du couple est très réduite à cause de l'absence des régulateurs d'hystérésis. Ainsi le couple à une forme très étroite par rapport aux résultats précédents. La courbe de la vitesse un bon suivi de la référence est très visible.

La trajectoire du flux statorique illustrée, montre que ce dernier est parfaitement constant relativement au flux obtenu aux résultats précédents.

La commande DTC- SVM multiniveaux donne des bonnes performances dynamiques et statiques surtout pour l'évolution du couple et du flux par rapport a leurs références, ainsi que la vitesse. Donc cette nouvelle méthode présente une amélioration de la commande DTC classique. L'amélioration utilisée de tel sorte de minimiser les harmoniques et les ondulations au niveau du couple et par conséquent du courant.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande vectorielle directe (DFOC) et la commande directe du couple (DTC) appliquée à la machine asynchrone double étoile (MASDE) sont présentées. La régulation de vitesse est faite par un contrôleur classique PI. Dans la première partie, nous avons commencé par l'étude du principe de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté ayant pour principe le découplage entre le couple électromagnétique et le flux. Avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température (résistance rotorique,.....) et à la charge. Dans la seconde partie, le contrôle découplé du couple et du flux statorique (DTC classique) en utilisant un choix convenable des vecteurs de tension de l'onduleur à été présenté. L'un des avantages de ce type de commande est qu'il ne nécessite pas

un capteur mécanique. D'un autre côté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple et du flux et une fréquence de commutation variable. Pour cela, nous avons proposé quelques techniques d'amélioration des performances de la DTC classique à savoir la DTC appliquée à la MASDE alimenté par onduleur de tension 3-Niveau, la DTC basée sur la MLI vectorielle (DTC-SVM) et la MLI vectorielle multiniveaux (DTC-SVM-3N).

Les résultats des simulations de chaque technique ont montré une certaine amélioration des performances par rapport à la DTC classique. La commande directe du couple basée sur la MLI vectorielle multiniveaux (DTC-SVM-3N) donne des meilleures performances par rapport aux autres techniques (réduction considérable des ondulations du couple et du flux).

Dans le but de plus d'amélioration de la commande on appliquera les techniques de réglage par la logique floue type-1 et type-2, qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV

*Réglage robuste de la vitesse appliquée
à la MASDE par la logique floue type-1
et type-2*

IV.1 Introduction

Actuellement un grand axe des recherches est orienté vers les techniques de commande des machines électriques basées sur l'intelligence artificielle (la logique floue, réseau de neurone, algorithme génétique...). En 1965 le professeur L.A.Zadeh a posé les lois théoriques de la logique floue, et en 1973 il a proposé d'appliquer les principes de la logique floue dans la résolution des problèmes de réglage, en la suit en 1974 E.H. Mamdani a construit un première contrôleur floue qui permet d'obtenir une loi de réglage très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies [Min 97]. D'autre part, la logique floue fait partie des méthodologies intelligentes, elle est introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance, qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain.

Toutes les incertitudes apparaissent au niveau des fonctions d'appartenance ce qui rend les systèmes flous type-1 incapables de prendre en charge ces incertitudes. Ainsi que, les ensembles flous type-2 sont très efficaces pour modéliser les incertitudes, minimiser leurs effets dans la base de règles, et trouver une fonction d'appartenance convenable quand la forme de cette dernière ou l'un de ces paramètres sont incertains [Ham 12].

Ce chapitre est divisé en deux parties principales. Dans la première partie décrira en premier lieu les principes de la logique floue type-1, en second lieu une étude détaillée de la structure interne d'un contrôleur floue type-1 sera également donnée, ainsi que son application pour le réglage de vitesse de la MASDE. La deuxième partie portera sur une discussion sur les éléments théoriques logique floue type-2 et leurs propriétés les plus importantes. Enfin un réglage de la vitesse par la logique floue type-2 des différents types des commandes (DTC classique- DTC à trois niveaux- DTC-SVM et DTC-SVM multiniveaux).

IV.2 Généralité sur la logique floue

La logique floue (fuzzy logic) est une technique utilisée en intelligence artificielle. Les principes de l'incertitude d' Heisenberg qui ont conduit au développement de la "logique à valeurs multiples" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies {0, 1/2 et 1}, pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh de l'université de Californie de Berkeley [Khe 07]. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. C'est parce que les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commence à se

répandre sur une grande échelle [Bag 99], [Tir 16]. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme la médecine et le commerce. Mamdani a été le premier à appliquer ce nouveau formalisme. A partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [Dje 15].

IV.2.1 Définition

La logique floue est une technique de traitement des incertitudes et a pour objet : la représentation des connaissances imprécises, elle est basée sur des termes linguistiques courant comme petit, grande, moyen...etc. Elle autorise des valeurs intermédiaires entre le vrai et le faux et admet même des chevauchements entre eux [Mih 02].

IV.2.2 Principe de la logique floue

Le principe de réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine du fait que les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais des variables linguistiques, proches du langage humain. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système [Cir 02]. Toute une série de notions fondamentales est développée dans la logique floue. Ces notions permettent de démontrer et de justifier certains principes de base.

IV.2.3 Quelques domaines d'applications

La commande floue s'avère être le champ d'application le plus actif à travers le monde [Bon 98]. Parmi des applications de la commande floue:

- ✓ Commande de métros avec un fonctionnement plus confortable et économique et une précision d'arrêt augmentée (1987 à Sendai, Japon).
- ✓ Commande de tubes broyeurs pour la fabrication du ciment (première réalisation en 1979 au Danemark).
- ✓ Production du fer et de l'acier, purification de l'eau, chaînes et robots de fabrication, opérateurs, unités arithmétique, micro-ordinateurs, ...

IV.2.4 Les avantages et les inconvénients du réglage par logique floue

Les avantages essentiels sont [Kau 12] :

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

Par contre, les inconvénients sont :

- ✓ La précision du réglage souvent peu élevée.
- ✓ La cohérence des inférences non garantie à priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).
- ✓ La technique de réglage est totalement empirique.
- ✓ Les performances dépendent directement de l'expertise.
- ✓ Il y a aucune démonstration possible, par exemple il est impossible de prouver la stabilité de la boucle.
- ✓ La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.

IV.3. Eléments de base de la logique floue type 1

IV.3.1 Les ensembles flous

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certains ensembles [Cir 02]. La théorie de ces ensembles flous repose donc sur la notion d'appartenance partielle: chaque élément appartient partiellement ou graduellement aux ensembles flous définis au préalable. Le contour de chaque ensemble flou de la figure IV.1 n'est pas "net", mais "flou" ou "graduel", ce qui différencie les deux théories sur les ensembles. Dans les ensembles flous, la permission qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble s'appelle le degré d'appartenance. ZADEH a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre : zéro, grand, négatif, petit...

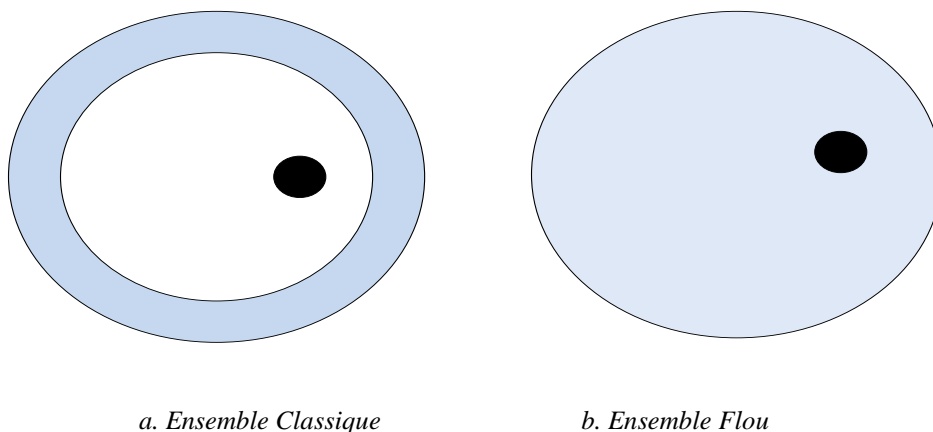


Figure (IV.1): Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou

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

IV.3.2. Variable linguistique

La notion de variable linguistique permet de modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur est inconnue. La variable linguistique peut être représentée par un triplet $(x, T(x), X)$ avec:

« x » le nom de la variable linguistique,

« $T(x)$ » l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de « x »

« X » univers de discours

Par exemple :

$x = \text{Vitesse}$ est une variable linguistique, son ensemble de valeurs peut être : $T(\text{Vitesse}) = [\text{Lente}, \text{Moyenne}, \text{Rapide}]$ où chaque terme dans $T(\text{Vitesse})$ est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $X = [0, 70]$ (Figure. IV.2).

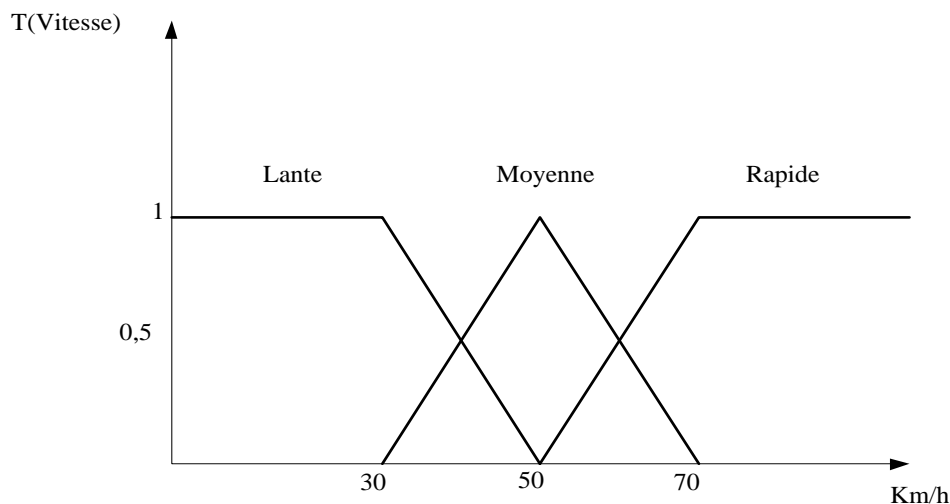


Figure (IV.2): Exemple d'une représentation floue de la variable (Vitesse)

IV.3.3 Différentes formes de fonction d'appartenance

En général, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométriques : Trapézoïdale, triangulaire et gaussienne, [Ton 95]. Les deux premières sont les plus souvent employées en raison de leurs simplicités.

Dans ce contexte on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $\mu_A(x)$, qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $\mu_A(x) > 0$, Est appelé «support de A ». Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes [Buh 94]:

• **Fonction d'appartenance de type Triangulaire**

$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [b, c] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.1)$$

• **Fonction d'appartenance de type Trapézoïdale**

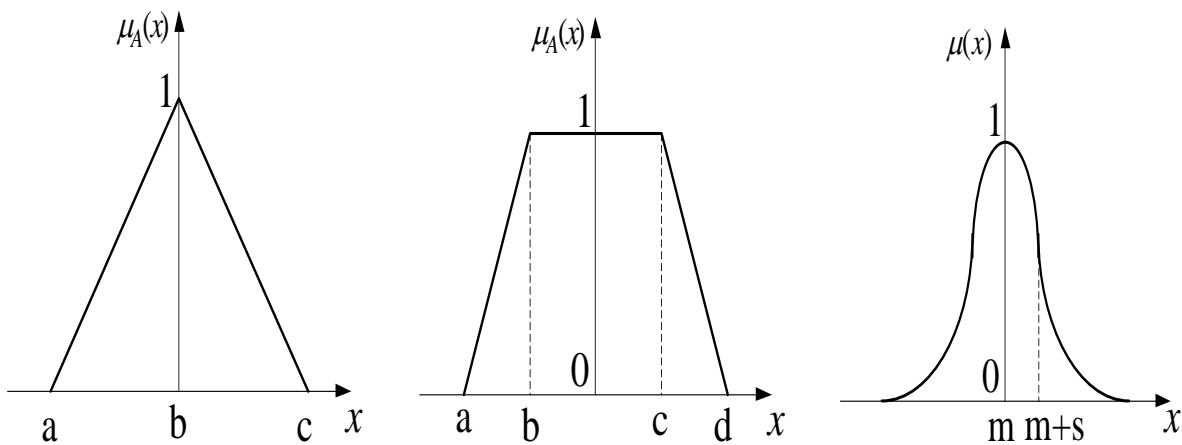
$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ 1 & \text{si } x \in [b, c] \\ \frac{c-x}{c-d} & \text{si } x \in [c, d] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.2)$$

• **Fonction d'appartenance de type gaussienne**

$$\mu(x) = \exp\left(-\left(\frac{x-m}{2s}\right)^2\right) \quad (4.3)$$

avec: - m1: Centre de la gaussienne.

- s: Sa largeur.



a. Fonction triangulaire

b. fonction trapézoïdale

c. fonction gaussienne

Figure (IV.3): Formes usuelles des fonctions d'appartenance

IV.3.4 Opérateurs en logique floue

Soient A et B deux ensembles flous dans U ayant respectivement μ_A, μ_B comme fonctions d'appartenance. L'union, l'intersection et la complémentation des ensembles flous sont définis à l'aide de leur fonction d'appartenance.

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

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)]; \forall x \in E \quad (4.4)$$

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

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)]; \forall x \in E \quad (4.5)$$

- **Complément (opérateur NON) :** Le complément d'un sous-ensemble flou A de E est un ensemble flou dénoté par \bar{A} dont la fonction d'appartenance est donnée par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x); \forall x \in E \quad (4.6)$$

Il s'agit de la généralisation des opérateurs négation, intersection et union de la théorie des ensembles ordinaires, voir figure (IV.4).

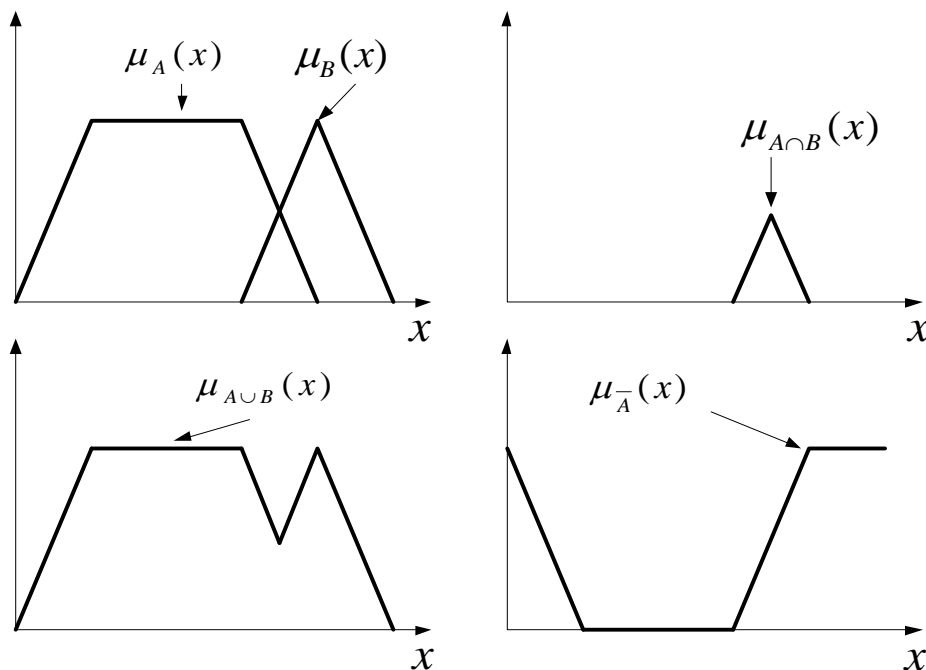


Figure (IV.4): Opérateurs logique

IV.4. Structure générale d'un système flou type 1

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux à savoir: la base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la figure (IV.5) [Chi 08], [Lar 18] :

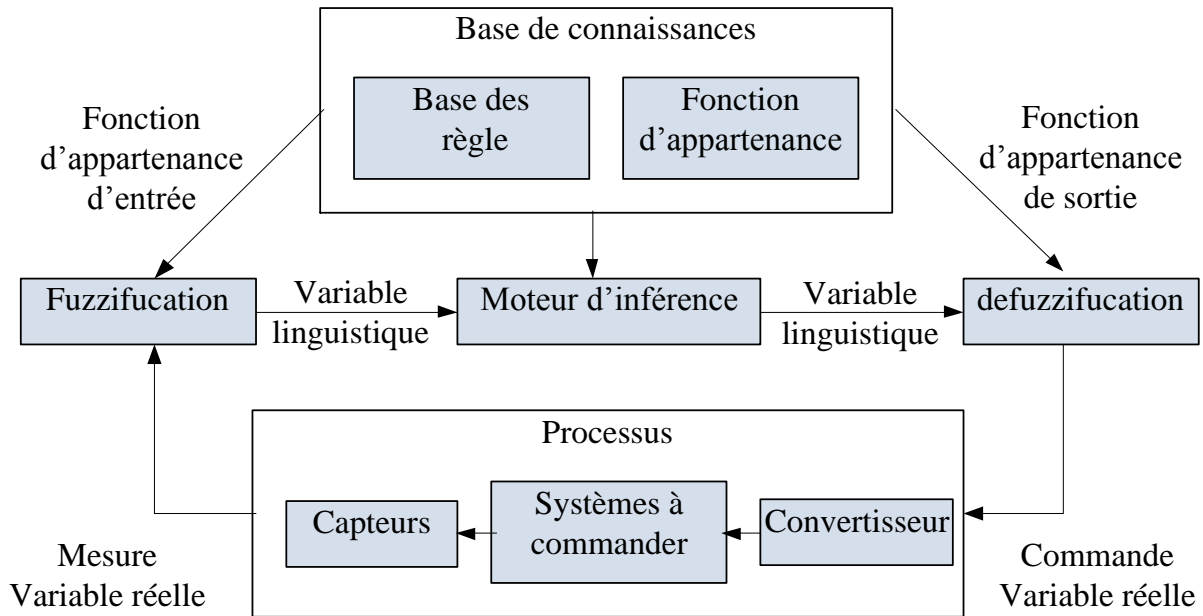


Figure (IV.5): Structure de base d'un régulateur flou type 1

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit :

- Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes:
 - ✓ établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées;
 - ✓ effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables.
- Le bloc base de connaissance est composé de l'ensemble des renseignements que nous possédons sur le processus. Il permet de définir les fonctions d'appartenance et les règles du système flou.
- Le bloc inférence est le cœur du système flou, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence.
- Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes :
 - ✓ établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie;

- ✓ effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

IV.4.1. Fuzzification

Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait de manière digitale, il faut donc prévoir un convertisseur analogique/digital car le régulateur par logique floue utilise des grandeurs mesurés à l'aide d'organes de mesure de types analogiques.

En général on introduit pour une variable linguistique cinq ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenances est illustré figure (IV.6) pour une seule variable de x , avec les fonctions d'appartenance triangulaire. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désirée.

Les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

NG: négative grande.

NM: négative moyenne.

EZ: environ zéro.

PM: positive moyenne.

PG: positive grande.

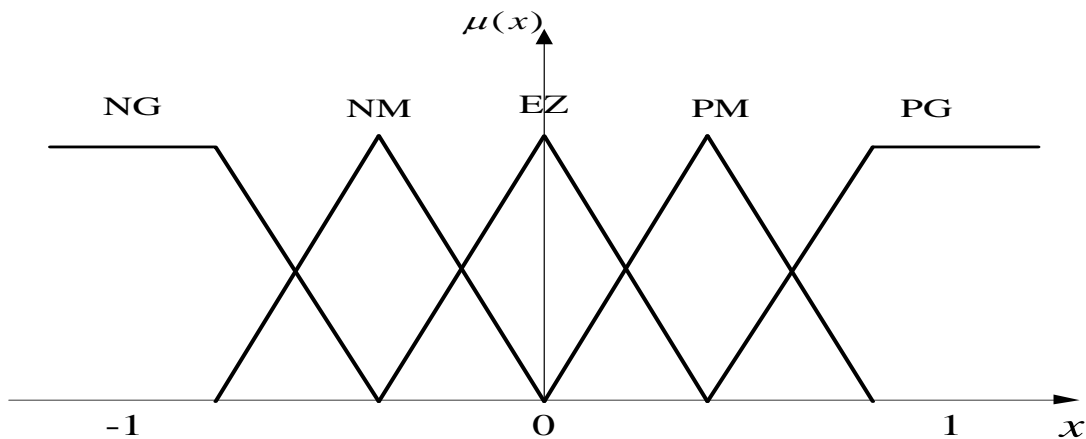


Figure (IV.6): Fuzzification avec fonctions d'appartenance

IV.4.2. Base de règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final. Ces règles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraites de données numériques.

Dans les deux cas, les règles prennent la forme « SI prémisse ALORS conclusion », deux types de règles peuvent être exprimées comme suit [Elk 13]:

Règle de Mamdani : Si x_1 est "positif grand" et x_2 est "zéro environ" alors u est "négatif grand".

Règle de Takagi-Sugeno : Si x_1 est "positif grand" et x_2 est "zéro environ" alors $u = f(x_1; x_2)$

Où x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de grandeur à régler et sa variation, u la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle très important.

IV.4.3. Moteur d'inférence

Le moteur d'inférence floue transforme, à l'aide des techniques de raisonnement flou, la partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue afin de définir l'ensemble flou caractérisant la commande. En fait, le mécanisme d'inférence combine les règles floues pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers des ensembles flous dans l'espace de sortie. Il existe plusieurs méthodes d'inférence utilisées dans la littérature, parmi elles, on cite [Ram 93]:

- Méthode d'inférence Max-Min (contrôleur de type Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Prod (contrôleur de type Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Prod.

IV.4.3.1. Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)

Afin de mettre en évidence le traitement numérique des inférences, on fera appel à un cas de deux variables d'entrée x_1 et x_2 et la commande Δu . chacune est composée de deux ensembles EZ (environ zéro) et P (positive). La figure (IV.7) représente graphiquement le principe de la méthode d'inférence max-min, dans cet exemple, les conditions présentes des entrées sont les suivantes : $x_1 = 0$, $x_2 = 0.4$. [Mel 14].

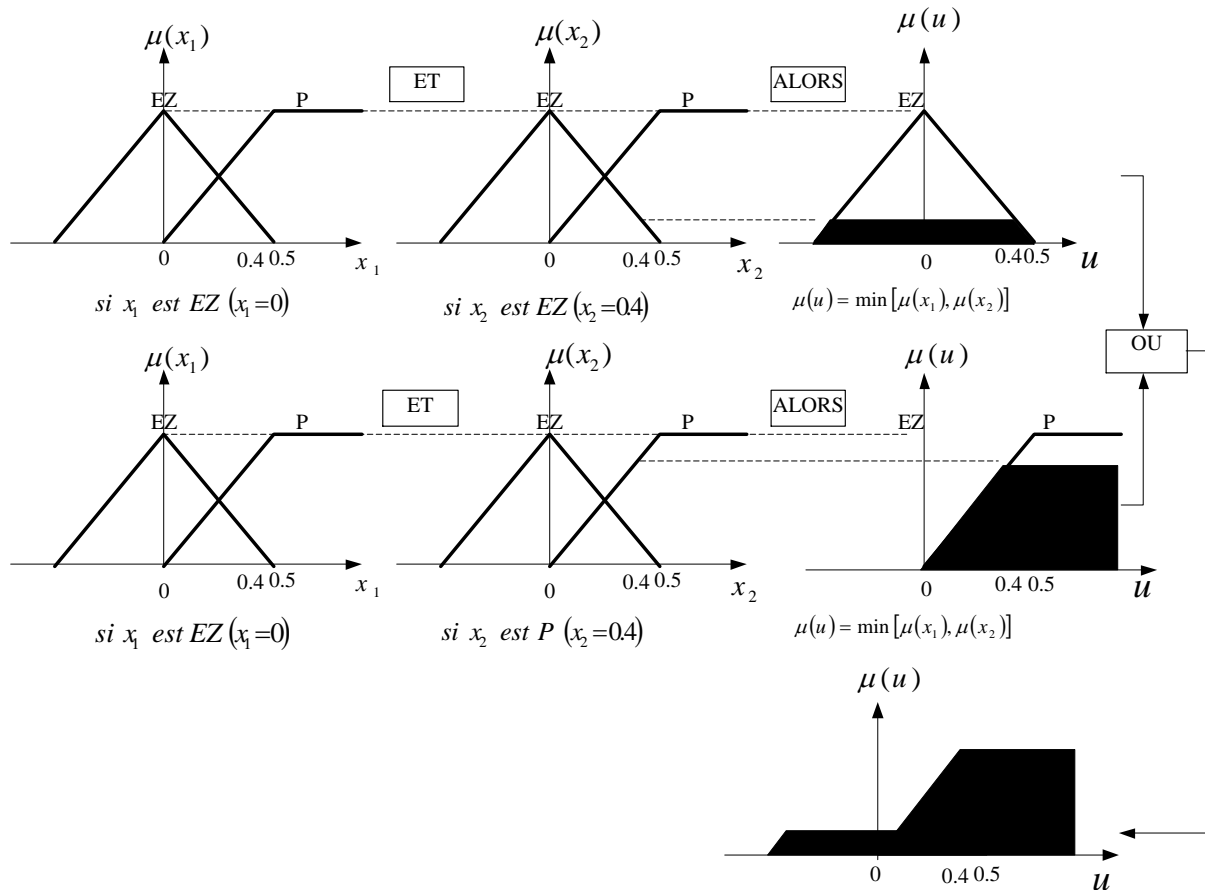


Figure (IV.7): Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles

IV.4.3.2. Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum [Pas 98].

IV.4.3.3. Méthode d'inférence somme-produit

L'opérateur « ET » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue [Elk 08].

IV.4.4 Défuzzification

Les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu(u^*)$ pour la variable de sortie u^* , il s'agit donc d'une information floue. Par cette étape, se fait alors le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit à cet effet, de calculer à partir des degrés

d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Cette transformation est appelée défuzzification.

Les plus stratégies de défuzzification utilisées sont [Sed 09], [Mel 14] :

- Méthode du centre de gravité.
- Méthode des hauteurs pondérées.
- Méthode de la moyenne des maximums.

IV.4.4.1. Défuzzification par centre de gravité

La méthode de défuzzification la plus utilisée et celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu(u^*)$ [Sed 09].

L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu(u^*)$ est donnée par la relation générale suivante :

$$u^* = \frac{\int \mu_C(u) * u du}{\int \mu_C(u) du} \quad (4.7)$$

Cette méthode de défuzzification exige un temps de calcul assez important, surtout pour l'exécution en temps réel. Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultant est compliquée, plus le processus de défuzzification devient long et coûteux.

Un exemple est donné pour illustrer l'application de cette formule, figure (IV.8).

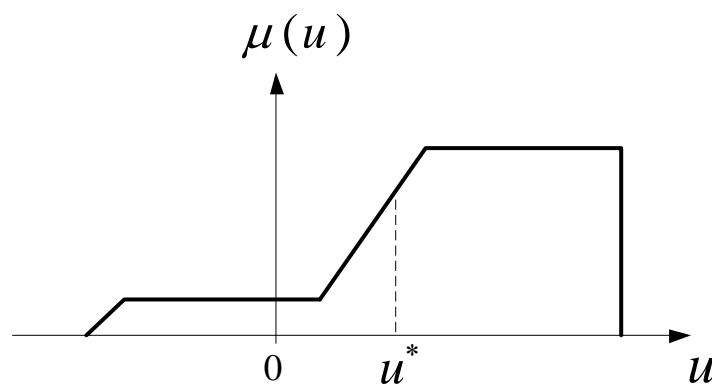


Figure (IV.8): Défuzzification de la sortie utilisant deux règles

IV.4.4.2. Défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées

La méthode des hauteurs pondérées n'est rien d'autre qu'un cas particulier de celle du centre de gravité simplifiée, en considérant uniquement le milieu de la base de chaque fonction d'appartenance contributive [Mel 14].

L'abscisse du centre de gravité u^* se calcule alors à l'aide de la relation :

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^M \bar{u}_i \mu_i(\bar{u}_i)}{\sum_{i=1}^M \mu_i(\bar{u}_i)} \tag{4.8}$$

Avec M : Le nombre des règles ;

μ_i : Le degré d'appartenance de l'ensemble résultant de la règle R_i ;

\bar{u}_i : L'abscisse du centre de gravité de chaque ensemble associé à la règle R_i .

IV.4.4.3. Défuzzification par la méthode de moyenne des maximums

La méthode des hauteurs pondérées est davantage simplifiée dans la méthode de moyenne des maximums. Elle prend le milieu de la base. S'il y a plusieurs maximums, u^* prend la valeur moyenne des milieux des bases des fonctions d'appartenance partielles maximales. La formule est donnée par [Mel 14]:

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^M u_i \mu_i(u_i)}{\sum_{i=1}^M \mu_i(u_i)} \tag{4.9}$$

IV.5 Application de contrôleur flou type-1 à la MASDE

Le contrôleur flou type-1 (CFT1) que nous avons développé maintenant utilise le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure (IV.9).

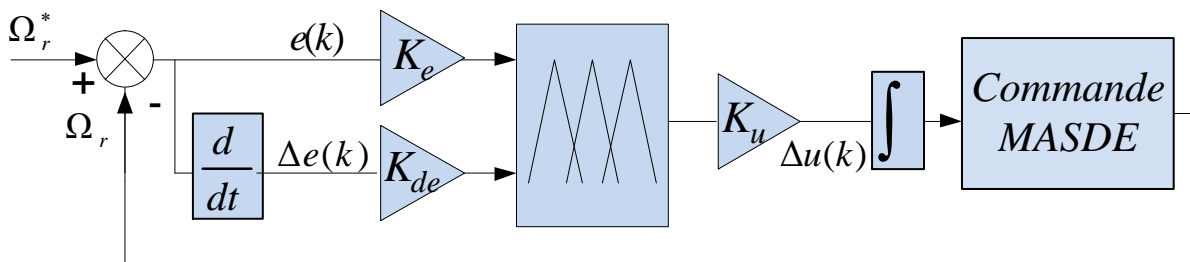


Figure (IV.9): Structure du contrôleur flou type-1.

K_e et K_{de} : sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables).

K_u : Gain associé à la commande $u(k)$.

$\Delta u(k)$: Variation de la commande.

Le choix adéquat de ces derniers (K_e , K_{de} et K_u) permet de garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques du système à régler [Sad 10].

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation [Hec 17] :

- L'erreur de vitesse notée « e » est définie par :

$$e = \Omega_r^* - \Omega_r \tag{4.10}$$

- La variation de l'erreur de vitesse « Δe » est définie par :

$$\Delta e = e(k+1) - e(k) \tag{4.11}$$

- Et le signal de commande est déterminé par la relation suivante :

$$C_{em}^*(k+1) = C_{em}^*(k) + K_u * \Delta C_{em}^* \tag{4.12}$$

Les entrées (e et Δe) et la sortie (Δu) sont fuzzifiées en sept sous ensembles flous avec des fonctions d'appartenance de formes triangulaire et trapézoïdale, symétriques et équidistantes comme le montre la figure (IV.10) ci-dessous:

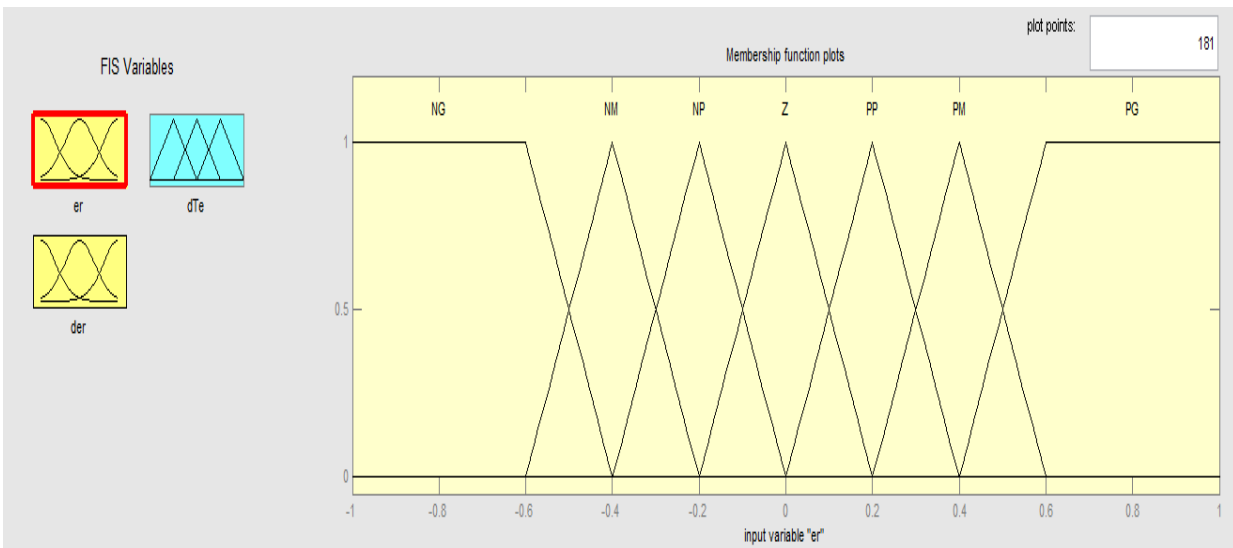


Figure (IV.10): Formes des fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur ET est le minimum, l'opérateur OU est le maximum et l'opérateur ALORS est le maximum. La méthode retenue sera la méthode min/max. Ainsi, à partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de quarante-neuf règles.

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau IV.1

		E						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
Δe	Δu							
	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
	Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG
PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG	

Tableau IV.1 : Matrice d'inférence de 7 ensembles flous

Avec

NG Négatif Grand (Negative Big).

NM Négatif Moyen (Negative Medium).

NP Négatif Petit (Negative Small).

Z Zéro (Zero).

PP Positif Petit (Positive Small).

PM Positif Moyen (Positive Medium).

PG Positif Grand (Positive Big).

Nous avons utilisé la méthode du centre de gravité, bien que celle-ci nécessite un temps de calcul non négligeable elle donne des résultats satisfaisants.

La figure (IV.11) présente une représentation tridimensionnelle de la fonction $\Delta u = f(e, \Delta e)$ en coordonnées normalisées et illustre les non linéarités qui caractérisent le contrôleur flou considéré.

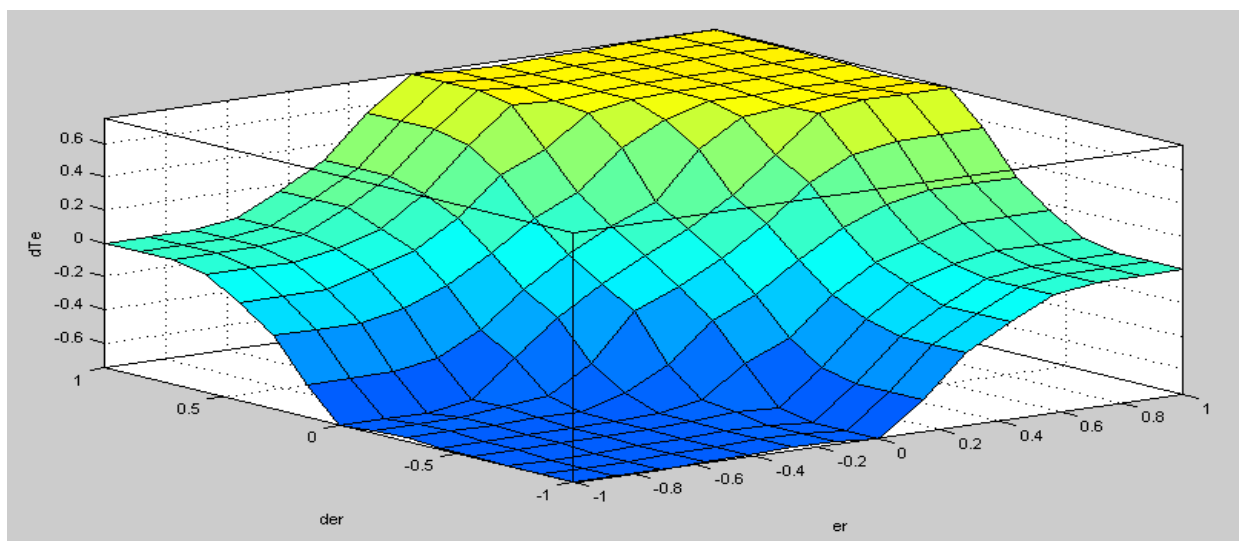


Figure (IV.11): Surface caractéristique du contrôleur flou type-1

✓ Démarrage à vide et puis d'une application de charge :

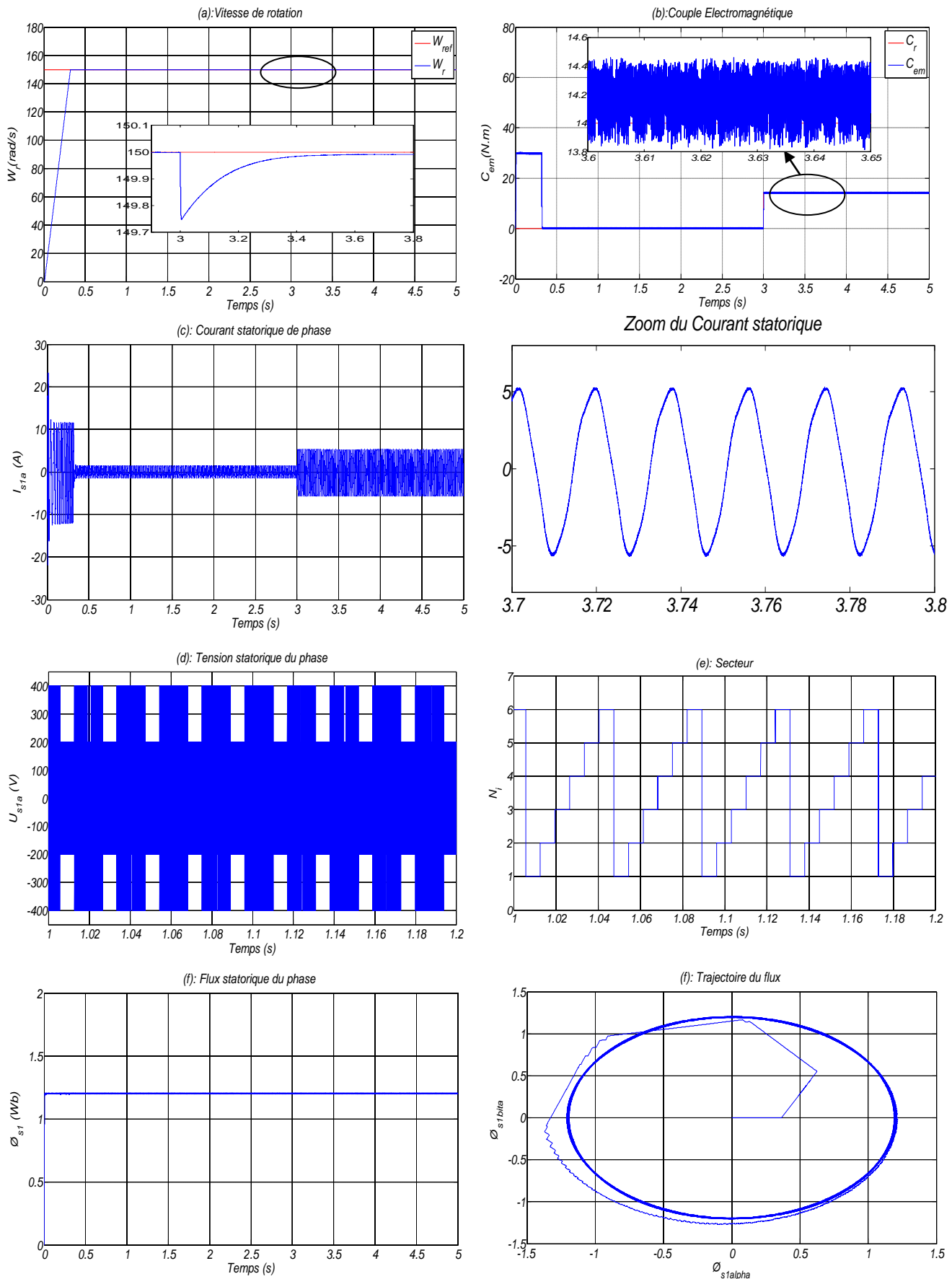


Figure (IV.13): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en charge de la MASDE

✓ Test de variation de la charge :

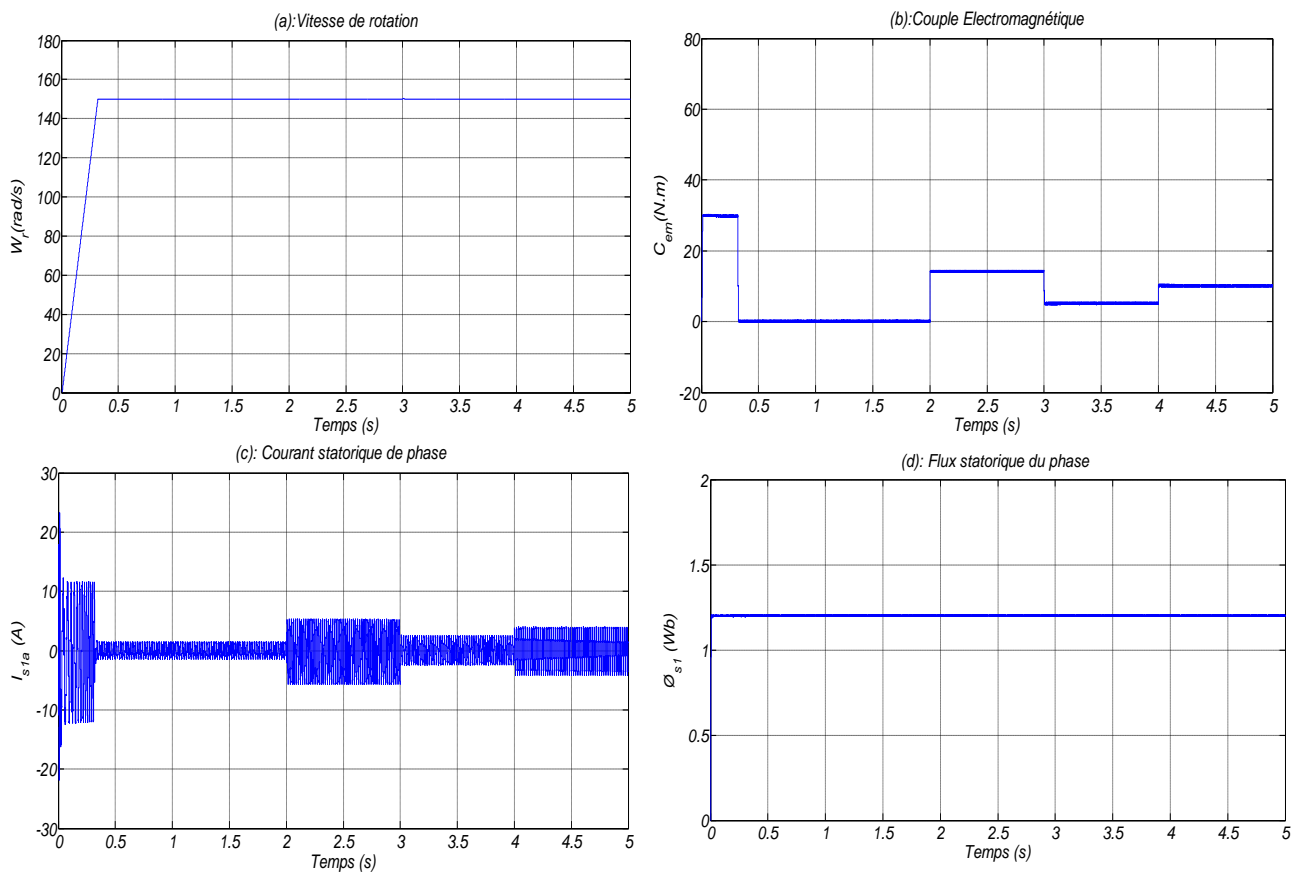
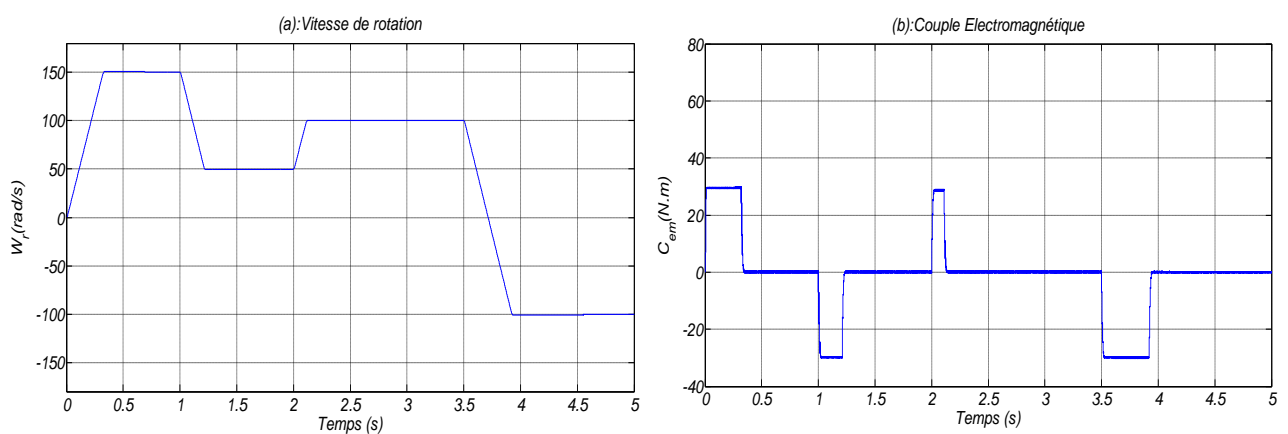


Figure (IV.14): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation de la charge de la MASDE

✓ Test de changement du sens de rotation:



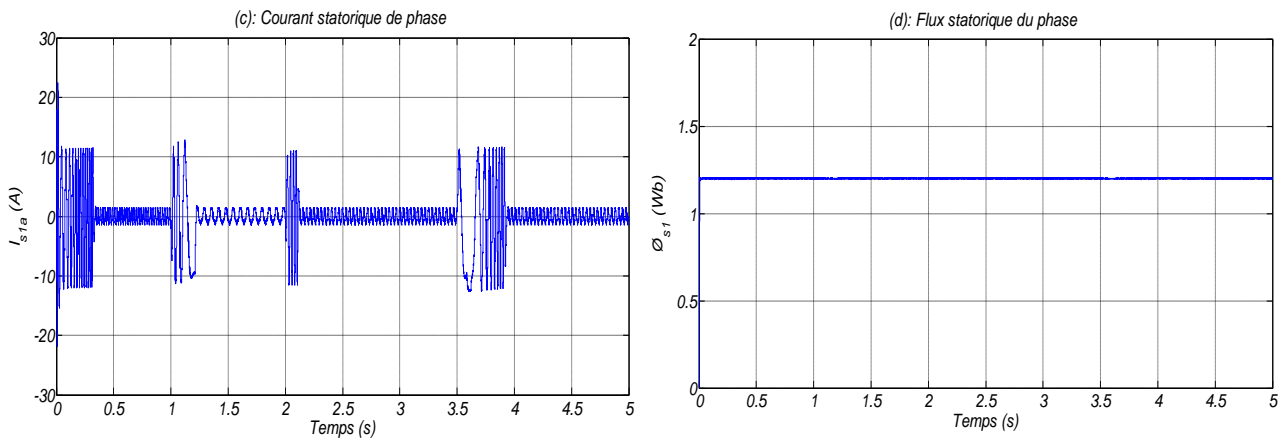


Figure (IV.15): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation de vitesse de la MASDE

✓ Robustesse vis-à-vis la variation paramétriques:

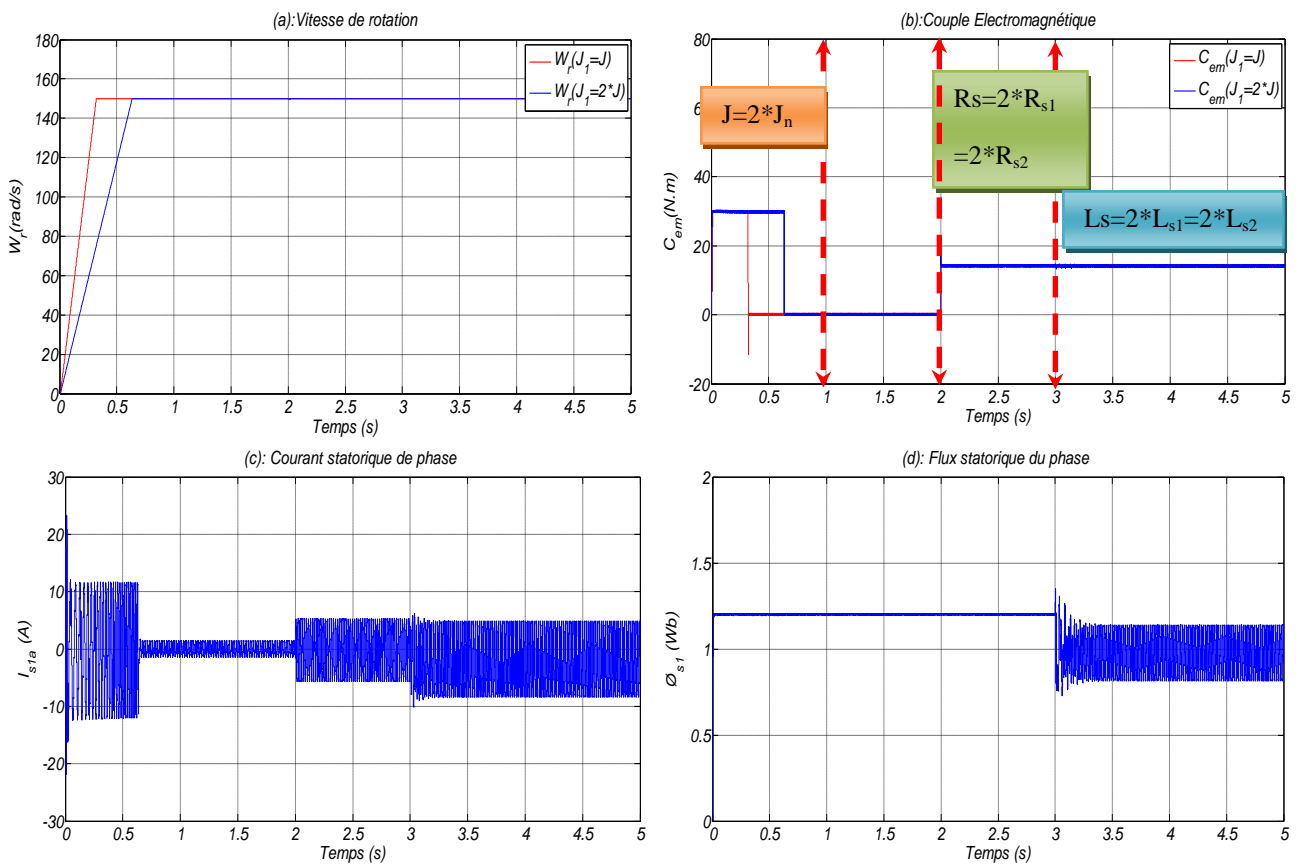


Figure (IV.16): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation du paramétrique de la MASDE

- **Interprétations des résultats**

D'après les résultats de simulation obtenu par les figures (figure (IV.13)), (figure (IV.14)), (figure (IV.15)), (figure (IV.16)), pour le contrôleur flou type-1 utilisé donne des bonnes performances non seulement en poursuite mais aussi en régulation, avec un bon suivi de la vitesse de référence, et ceci dans tout les cas de profils étudiés :

- L'introduction de la charge n'a aucune influence sur l'évolution de la vitesse et aussi du flux, ce qui montre de bonnes performances dynamiques avant et après l'application de la charge. (la figure (IV.13)).

- La variation de la charge n'affecte pas à la vitesse de rotation. Cette variation conduit à une variation du couple électromagnétique développé sans dépassement ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal. ce qui montre bien la robustesse de la commande floue type 1 face à ces perturbations (la figure (IV.14)).

- Pour la variation de la vitesse, on note que la vitesse suit sa consigne dans tous les parties de changement. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics (augmentation) pendant le changement de consigne. Le flux reste toujours constant quelque soit la variation du couple. Les réponses de ce teste sont présentées dans la figure (IV.15) qui montre la robustesse de cette commande vis-à-vis la variation du sens de rotation.

- L'influence de la variation paramétrique sur les réponses de la MASDE est présentée dans la figure (IV.16). L'augmentation du moment d'inertie de +100% de sa valeur nominale provoque une augmentation du temps de réponse (0.66sec). L'augmentation des résistances statoriques (1;2) de +100% et la diminution des inductances statoriques (1;2) de -20% au même temps (3sec) montre que la commande par la logique floue type 1 perd un peu sa performance dynamique mais elle et conserve sa robustesse vis-à-vis de cette variation paramétrique.

- **DTC3N avec contrôleur flou type-1**

Les résultats obtenus pour la DTC à 12 secteurs d'une MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux avec un contrôleur flou type-1 de la vitesse sont présentés sur la figure (IV.17).

On pose une consigne de vitesse de 150 tr/mn, puis une application d'un couple de charge de 14 N.m à l'instant $t=3s$.

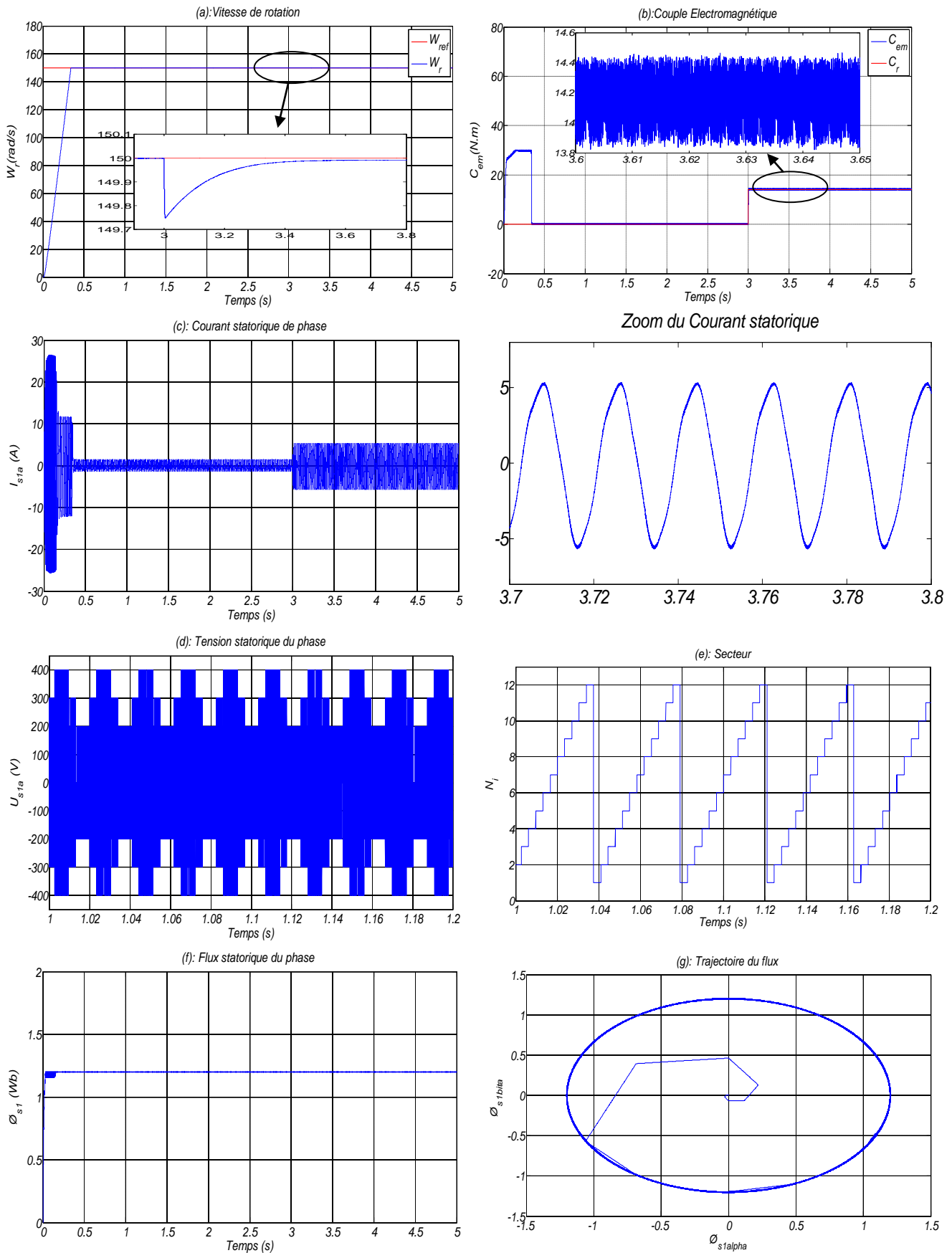


Figure (IV.17): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC3N-CFT1 en charge de la MASDE

• **DTC-SVM avec contrôleur flou type-1**

Dans cette partie, on utilise la stratégie de la commande DTC-SVM avec un contrôleur flou type-1. Pour cela, Le régulateur PI classique de la vitesse remplacé par contrôleur flou type-1. L'efficacité de l'approche proposée est montrée par les résultats de simulation.

Le schéma de principe de réglage flou type-1 est donné par la figure (IV.18):

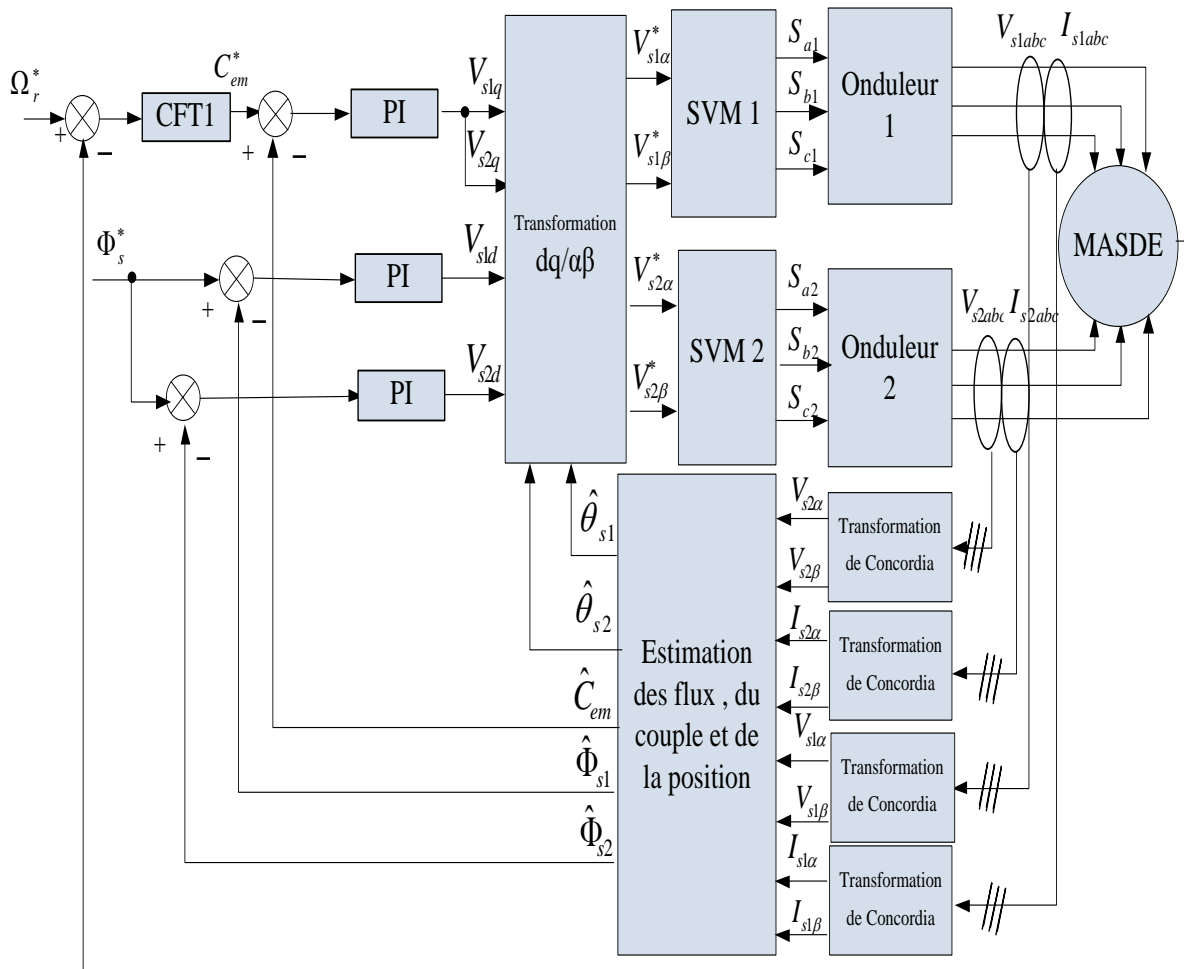


Figure (IV.18): Présentation de la commande DTC-SVM avec contrôleur flou type-1 pour le réglage de vitesse de la MASDE

Pour montrer l'efficacité et les performances de la DTC-SVM et DTC-SVM multiniveaux avec un contrôleur flou type-1, on simule le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (IV.18).

Les figures ci-dessous présentes les résultats de simulation de la DTC-SVM et DTC-SVM multiniveaux. Les mêmes testes présentée dans le chapitre III.

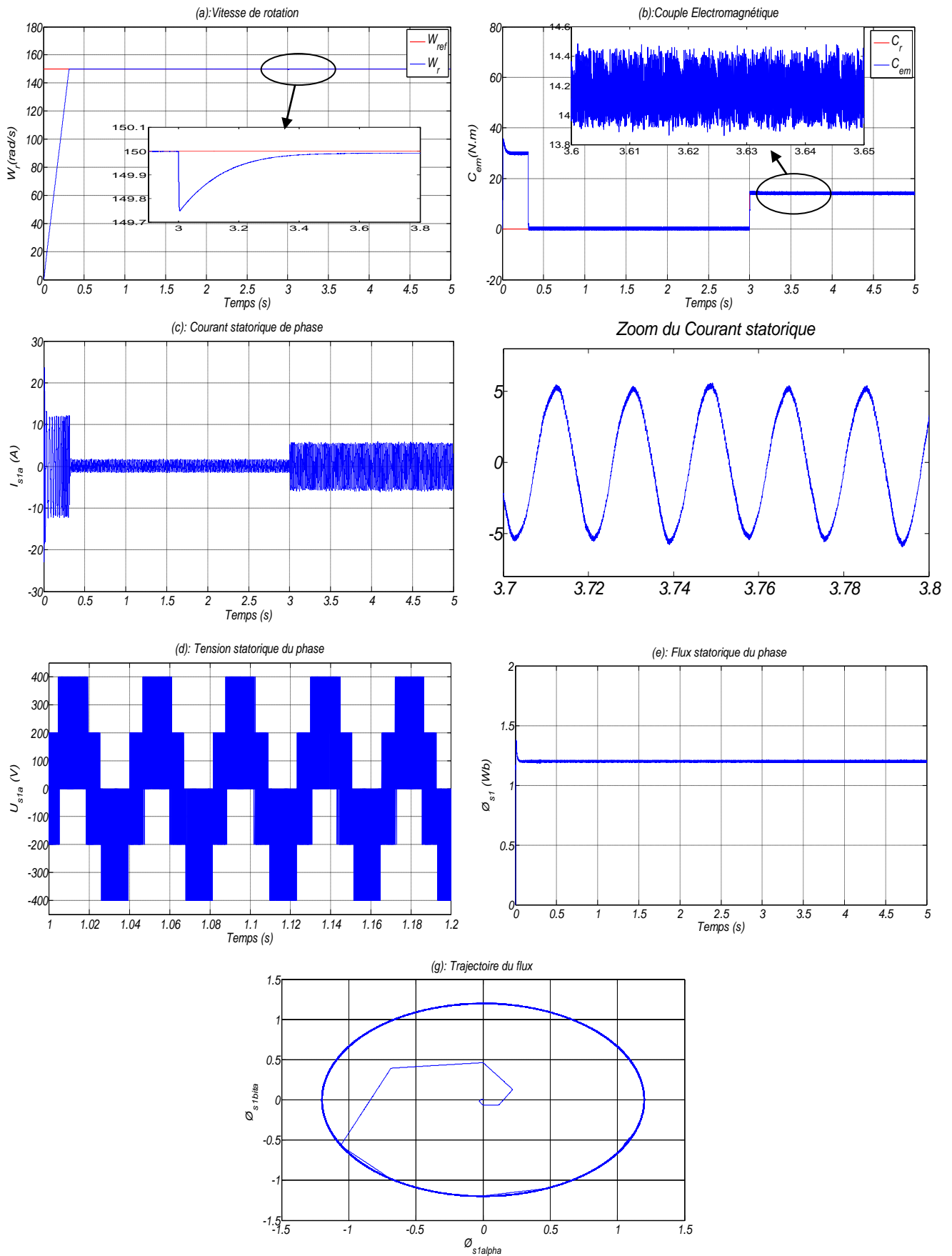


Figure (IV.19): Grandeur électrique, mécanique et magnétique de la DTC-SVM-CFT1 en charge de la MASDE

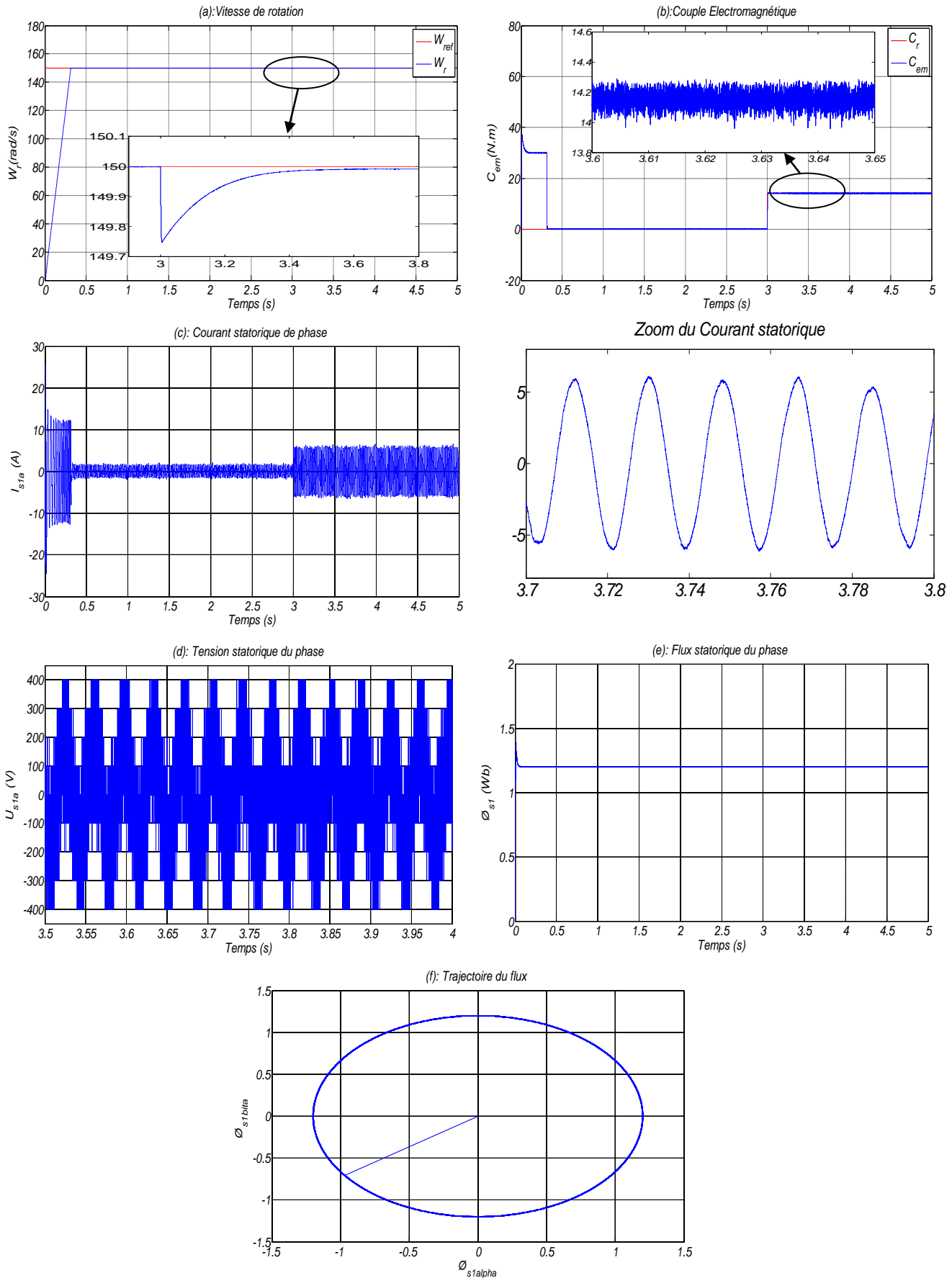


Figure (IV.20): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-SVM multiniveaux avec CFTI en charge de la MASDE

- **Interprétations des résultats**

D'après les résultats de simulation obtenus par les trois techniques de commande (la DTC à trois niveau, DTC-SVM et la DTC-SVM multiniveaux) avec contrôleur floue type-1 pour le réglage de vitesse de la MASDE on note que:

- Le bon suivi de références ainsi qu'une amélioration des ondulations de couple électromagnétique (figures IV.17.b, IV.19.b et IV.20.b). Les courants statoriques sont présentés une allure purement sinusoïdale avec moins d'ondulations par rapport aux courants (figures IV.17.c, IV.19.c et IV.20.c) et le couple et le flux suivent leurs références avec des erreurs statiques qui sont virtuellement nuls.
- On peut bien remarquer la DTC-SVM multiniveaux avec contrôleur floue type-1 montre les meilleures performances par rapport à la DTC à trois niveau, DTC-SVM.

IV.6 Concept des ensembles flous de type-2

Le concept des systèmes flous type-2 est basé sur les ensembles flous type-2. Ces derniers ont été introduits par Zadeh en 1975 comme extension du concept des ensembles flous ordinaires appelés ensembles flous type-1 [Zad 75]. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le 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. Similairement, 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. Ainsi, 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 [Kar 99].

IV.6.1. Représentation d'un ensemble flou type-2

Une fonction d'appartenance de type-2 peut être vue comme une fonction à deux variables. Pour chaque x de l'univers du discours et degré d'appartenance primaire μ_1 , nous aurons une appartenance secondaire μ_2 qui est un nombre ordinaire dans l'intervalle $[0,1]$. Ainsi, une fonction d'appartenance peut être définie par :

$$\mu_2(x, \mu_1): X \times [0,1] \rightarrow [0,1] \tag{4.13}$$

X définit l'espace des entrées x . La figure (IV.21) est une représentation en trois dimensions d'un ensemble flou type-2 gaussien, dont la fonction d'appartenance principale est gaussienne.

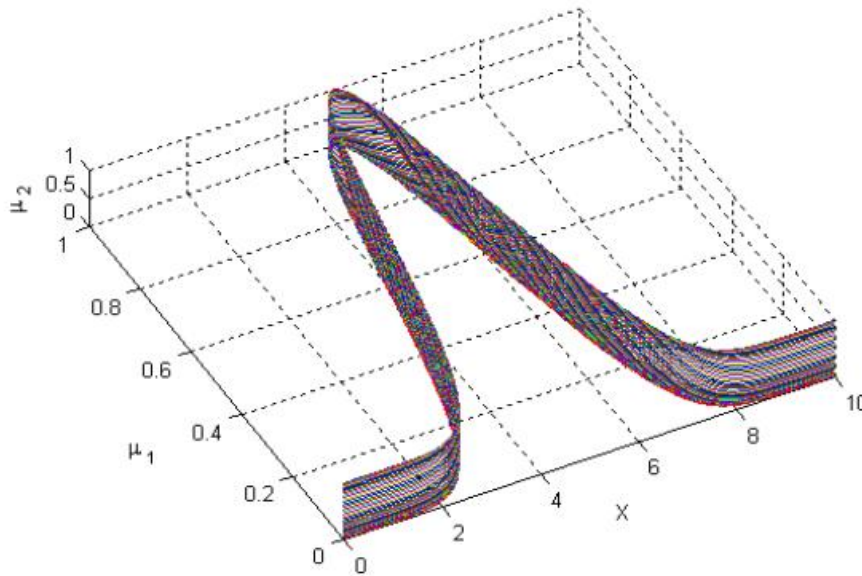


Figure (IV.21): Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien.

IV.6.2. Définitions

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

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, \mu) / (x, \mu) \quad J_x \subseteq [0,1] \tag{4.14}$$

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

$$0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, \mu) \leq 1$$

À chaque point fixe x de X , J_x est l'appartenance primaire de x , et x est appelé variable primaire. A chaque valeur de x , notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$. Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$.

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

$$\mu_{\tilde{A}}(x = x', u) \cong \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(\mu) / u \quad J_{x'} \subseteq [0,1] \tag{4.15}$$

avec $0 \leq f_x(\mu) \leq 1$ Puisque $\forall x_2$, ce x_2 va appartenir à X , c.-à-d. $x' \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{\tilde{A}}(x)$ 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 (4.15), on peut écrire \tilde{A} sous la forme suivante :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu_{\tilde{A}}(x)) / \forall x \in X\} \tag{4.16}$$

ou comme

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / (u) \right] / x \quad J_x \subseteq [0,1] \tag{4.17}$$

On représente sur la figure (IV.22) les grandeurs floues déjà expliqués, voir [Khe 2011], [Eyo 2018]. Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x noté J_x telle que $J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$

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

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

$$f_x(u) = 1, \quad \forall u \in J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$$

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 gauches et droites $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c-s, c+s]$ où $c = (l+r) / 2$ et $s = (r - l) / 2$.

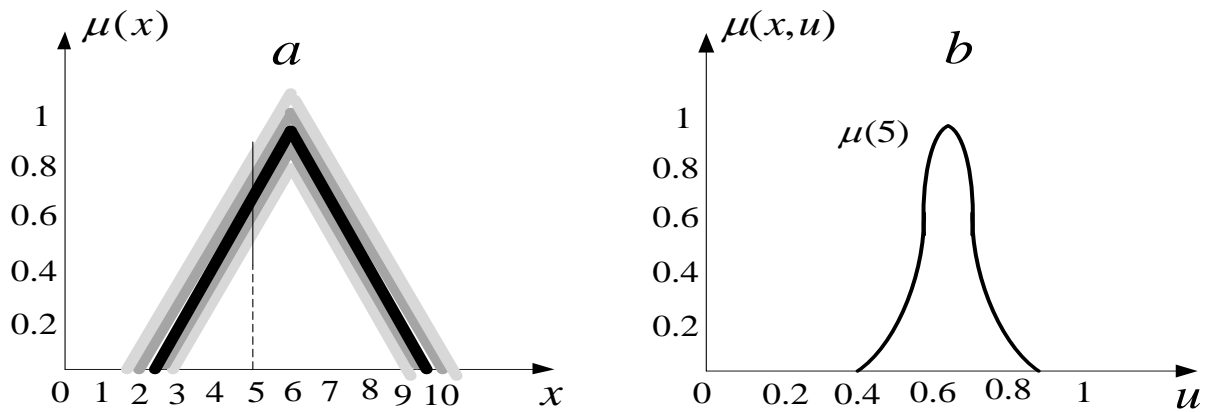


Figure (IV.22): Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien.
 (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

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 :

$$u_{principale}(x) = \int_{x \in X} u/x \text{ ou } f_x(u) = 1 \tag{4.18}$$

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.

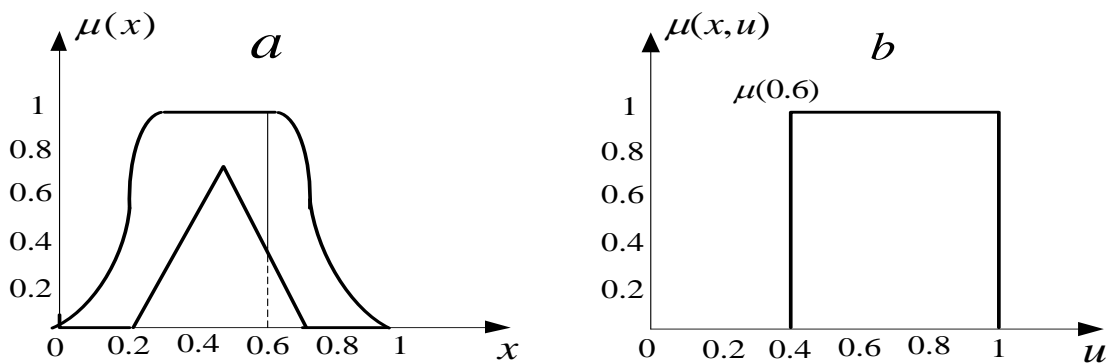


Figure (IV.23): Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.
 (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

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

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \tag{4.19}$$

- Fonction d'appartenance supérieur et fonction d'appartenance inférieur sont des fonctions d'appartenances de type-1 et sont les frontières du FOU d'un ensemble flou \tilde{A} type-2.
- La fonction d'appartenance supérieure sera notée par $\bar{u}_{\tilde{A}}(x) \forall x \in X$, et la fonction d'appartenance inférieure sera notée par $\underline{u}_{\tilde{A}}(x) \forall x \in X$, alors nous avons :

$$\bar{u}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \tag{4.20}$$

$$\underline{u}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \tag{4.21}$$

IV.7 Systèmes flous type-2

Un système flou est dit de type-2, s'il inclut au moins un ensemble flou type-2 dans les fonctions d'appartenance définissant ses prémisses ou ses conséquences [Kar 99] [Khe 06]. L'inférence floue, dans ce type de système, conduit à l'obtention d'ensembles flous de sortie de type-2.

La structure d'un système flou type-2 est très similaire à celle d'un système flou type-1. Elle comporte un bloc de fuzzification, une base de règles et un mécanisme d'inférence. La seule différence est au niveau de la sortie. Dans le cas du type-2, le bloc de défuzzification est précédé d'un bloc réduction de type (figure IV.24) [Men 04] [Lou 17] [Hel 18b].

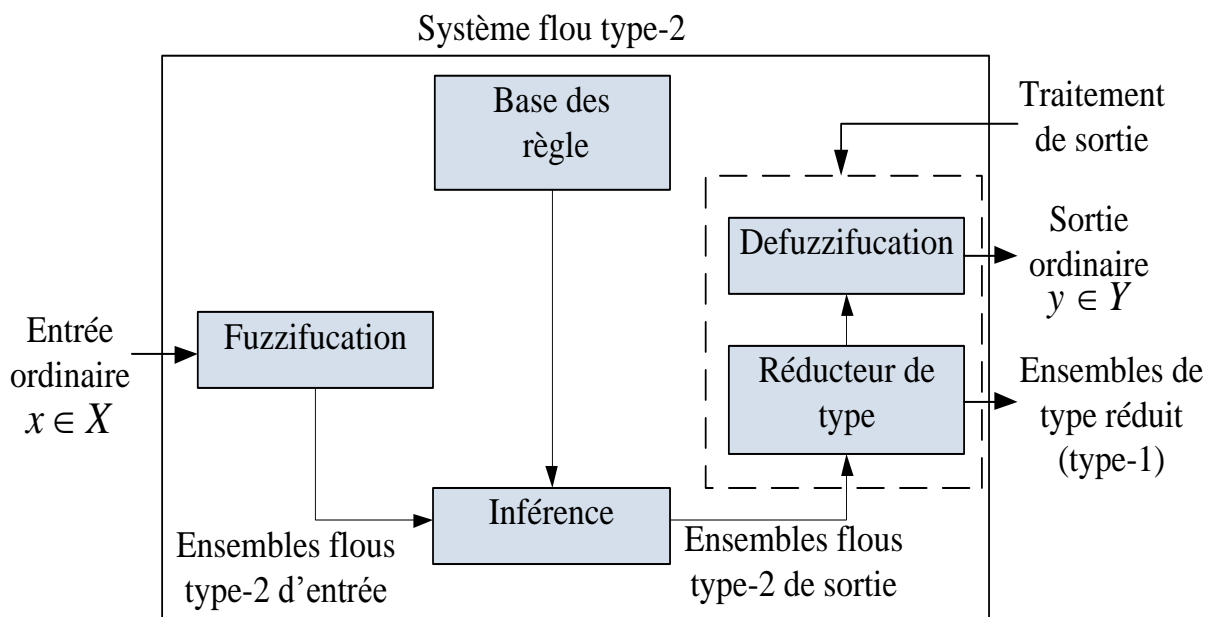


Figure (IV.24): Structure générale d'un contrôleur flou type-2.

IV.7.1. 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 [Ann 11].

Dans cette thèse, seule la fuzzification de type gaussien sera utilisée, en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire.

IV.7.2. Base des règles

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

$$"R^1 : si \ x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^1 \ \text{ et } \ x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^1 \ \text{ et...et } \ x_p \text{ est } \tilde{F}_p^1, \text{ ALORS } \ y \text{ est } \tilde{G}^1" \quad (4.22)$$

ou les x_i sont des entrées, \tilde{F}_i^1 sont des ensembles floue de type-2 correspondant à l'entrée du système flou x_i ($i = 1, \dots, p$), y est la sortie et \tilde{G}^1 est l'ensemble conséquent [Ann 2011].

IV.7.3. Mécanisme d'inférence

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (4.22) pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée ($\underline{x} = x_1, x_2, x_3, \dots, x_p$) et la sortie scalaire y .

La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé à 1^{ième} ensemble flou de sortie [Khe 11], [Lou 17]

$$F^1(\underline{x}) = \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i) \quad (4.23)$$

Ensuite, si on note par \tilde{B}^1 l'ensemble flou de sortie correspondant à la composition de la 1^{ième} règle \tilde{R}^1 et l'ensemble flou d'entrée \tilde{X}' , l'ensemble $F^1(\underline{x})$ est combiné avec l'ensemble flou conséquent \tilde{G}^1 de la 1^{ième} règle à l'aide de l'opérateur t-norme choisie \cap pour obtenir l'ensemble flou de sortie correspondant à la 1^{ième} règle:

$$\mu_{\tilde{B}^1}(\underline{y}) = \mu_{\tilde{G}^1}(\underline{y}) \cap \mu_{\tilde{F}^1}(\underline{x}) \quad (4.24)$$

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

$$\mu_{\tilde{B}^1}(\underline{y}) = \mu_{\tilde{G}^1}(\underline{y}) \cap \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i) \quad (4.25)$$

Comme seulement les ensembles flous type-2 intervalle sont utilisés et l'opération t-norme

produit est mise en œuvre, alors l'intervalle d'activation associé au l^{ième} ensemble flou de sortie est l'ensemble flou type-1 intervalle défini par :

$$F^l(x) = [\underline{f}^l(x), \overline{f}^l(x)] \tag{4.26}$$

ou $\underline{f}^l = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{F}_2^l}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{F}_p^l}(x_p)$ et $\overline{f}^l = \overline{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * \overline{\mu}_{\tilde{F}_2^l}(x_2) * \dots * \overline{\mu}_{\tilde{F}_p^l}(x_p)$

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

IV.7.4. Le module de traitement de la sortie

Le module de traitement de la sortie se compose de deux blocs, le réducteur de type et l'interface de défuzzification. Les méthodes de réduction de type donnent un EFT-1 à partir de l'EFT-2 obtenu à la sortie du mécanisme d'inférence. L'ensemble résultant obtenu par la réduction de type sera par la suite défuzzifiée pour obtenir une sortie numérique (déterministe).

IV.7.4.1. Réduction de type

Etant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, elle doit être réduite avant qu'elle soit défuzzifiée. 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 [Men 01]. L'expression de l'ensemble flou de type réduit par cette méthode est donnée par [Wu 02], [Hel 18b]:

$$Y_{COS}(Y^1, \dots, Y^K, F^1, \dots, F^K) = \int_{y^1} \dots \int_{y^K} \dots \int_{f^1} \dots \int_{f^K} \dots 1 / \frac{\sum_{j=1}^K y^j f^j}{\sum_{j=1}^K f^j} \tag{4.27}$$

Étant donné que chaque ensemble dans l'équation (4.27) 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 :

$$Y_{COS}(Y^1, \dots, Y^K, F^1, \dots, F^K) = [y_l, y_r] \tag{4.28}$$

y_l et y_r sont deux points de gauche et de droite caractérisant l'ensemble réduit Y_{COS} . $f^l(x)$ est l^{ème} élément de l'intervalle d'activation de (4.26) et y_j est un élément de l'intervalle type-2 $Y_j = [y_l^j, y_r^j]$.

IV.7.4.2. Défuzzification

Le type réduit (4.28) sera déterminé par ses deux points extrêmes de droite et de gauche respectivement y_l et y_r . En appliquant le centre de gravité au type réduit, la sortie numérique sera donnée par [Cha 07], [Cas 08] :

$$Y = \frac{y_l + y_r}{2} \quad (4.29)$$

Contrairement aux systèmes flous type-1 où la sortie est caractérisée par un seul vecteur de fonctions de bases flous (FBF), un système flou type-2 est caractérisé par deux vecteurs de FBF.

Dans ce cas y_l peut être écrit comme suit :

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^K y_l^j f_l^j}{\sum_{j=1}^K f_l^j} = \sum_{j=1}^K y_l^j \xi_l^j = \underline{y}_l^T \underline{\xi}_l^T(\underline{x}) \quad (4.30)$$

où f_l^j désigne le degré d'activation (soit \bar{f}^j ou \underline{f}^j) contribuant au point extrême de gauche

$y_l, \xi_l^j = \frac{f_l^j}{\sum_{j=1}^K f_l^j}$ sont les composantes du premier vecteur de FBF, $\underline{\xi}_l^T(\underline{x}) = [\xi_l^1, \dots, \xi_l^K]$

$$\underline{y}_l^T = [y_l^1, \dots, y_l^K].$$

De même,

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^K y_r^j f_r^j}{\sum_{j=1}^K f_r^j} = \sum_{j=1}^K y_r^j \xi_r^j = \underline{y}_r^T \underline{\xi}_r^T(\underline{x}) \quad (4.31)$$

où f_r^j désigne le degré d'activation (soit \bar{f}^j ou \underline{f}^j) contribuant au point extrême de gauche

$y_r, \xi_r^j = \frac{f_r^j}{\sum_{j=1}^K f_r^j}$ sont les composantes du premier vecteur de FBF, $\underline{\xi}_r^T(\underline{x}) = [\xi_r^1, \dots, \xi_r^K]$ est la

$$\underline{y}_r^T = [y_r^1, \dots, y_r^K] \text{ conclusion du système flou type-2.}$$

Finalement, l'équation (4.29) après substitution de (4.30) et (4.31) peut être donnée par :

$$Y = \frac{\underline{y}_l^T \underline{\xi}_l^T + \underline{y}_r^T \underline{\xi}_r^T}{2} \quad (4.32)$$

IV.8. Application de la logique floue type-2 à la commande de la MASDE

Le contrôleur flou type-2 (CFT2) utilisé sera schématisé par la figure (IV.25) suivante :

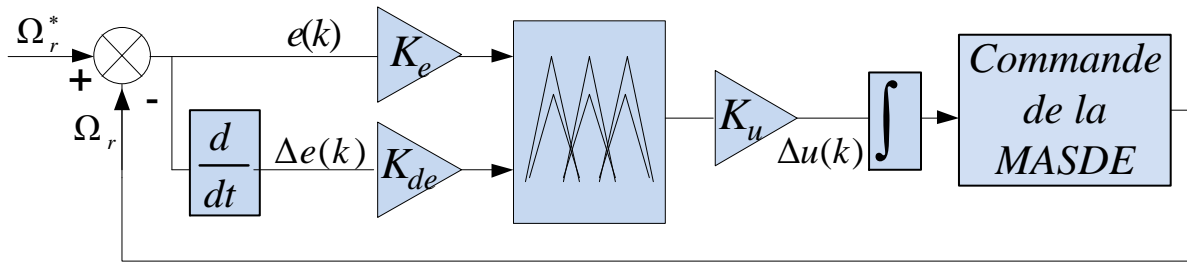


Figure (IV.25): Structure du contrôleur flou type-2.

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

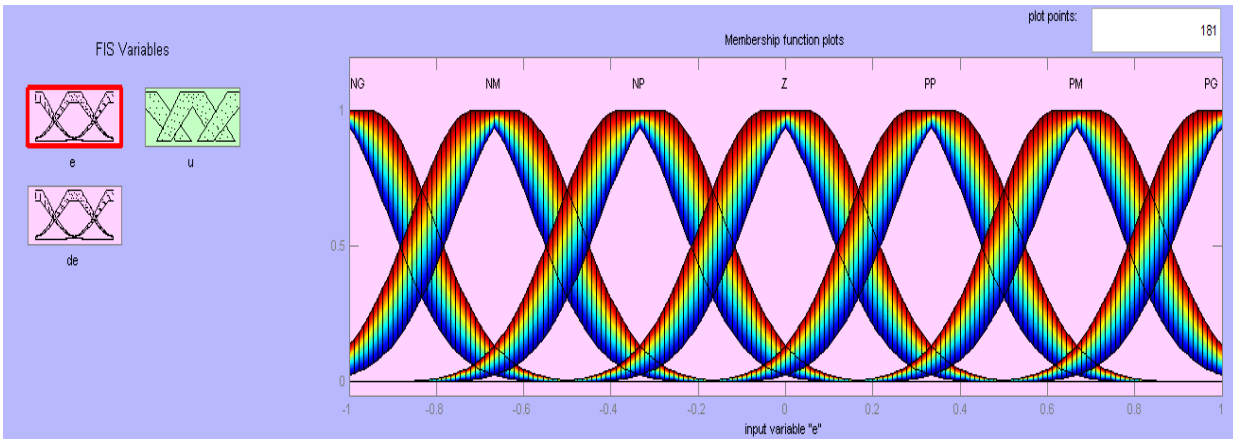


Figure (IV.26): Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

La table des règles dans le cas du type 2 va rester exactement la même que type-1.

La surface donnée par la Figure IV.27 :

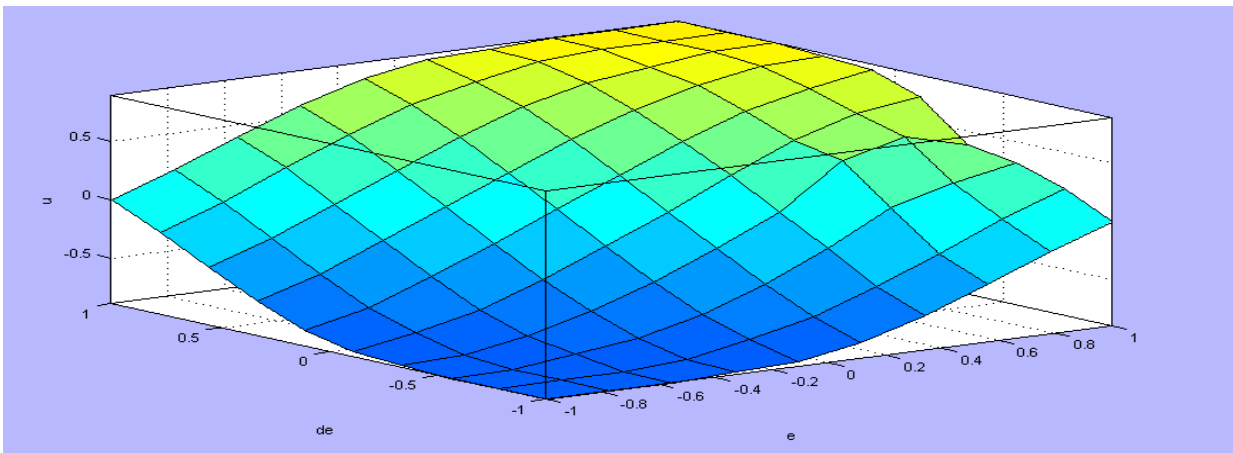


Figure (IV.27): Surface caractéristique du contrôleur flou type-2

IV.8.1. Résultats de simulation

Après la synthèse de loi de commande par la logique floue type-2, les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées au chapitre (III) et la 1^{ère} partie du chapitre (IV).

• **DTC avec contrôleur flou type-2**

L'application de réglage de la vitesse par contrôleur flou type-2 sur la MASDE avec la commande direct du couple est illustrée par la figure (IV.28).

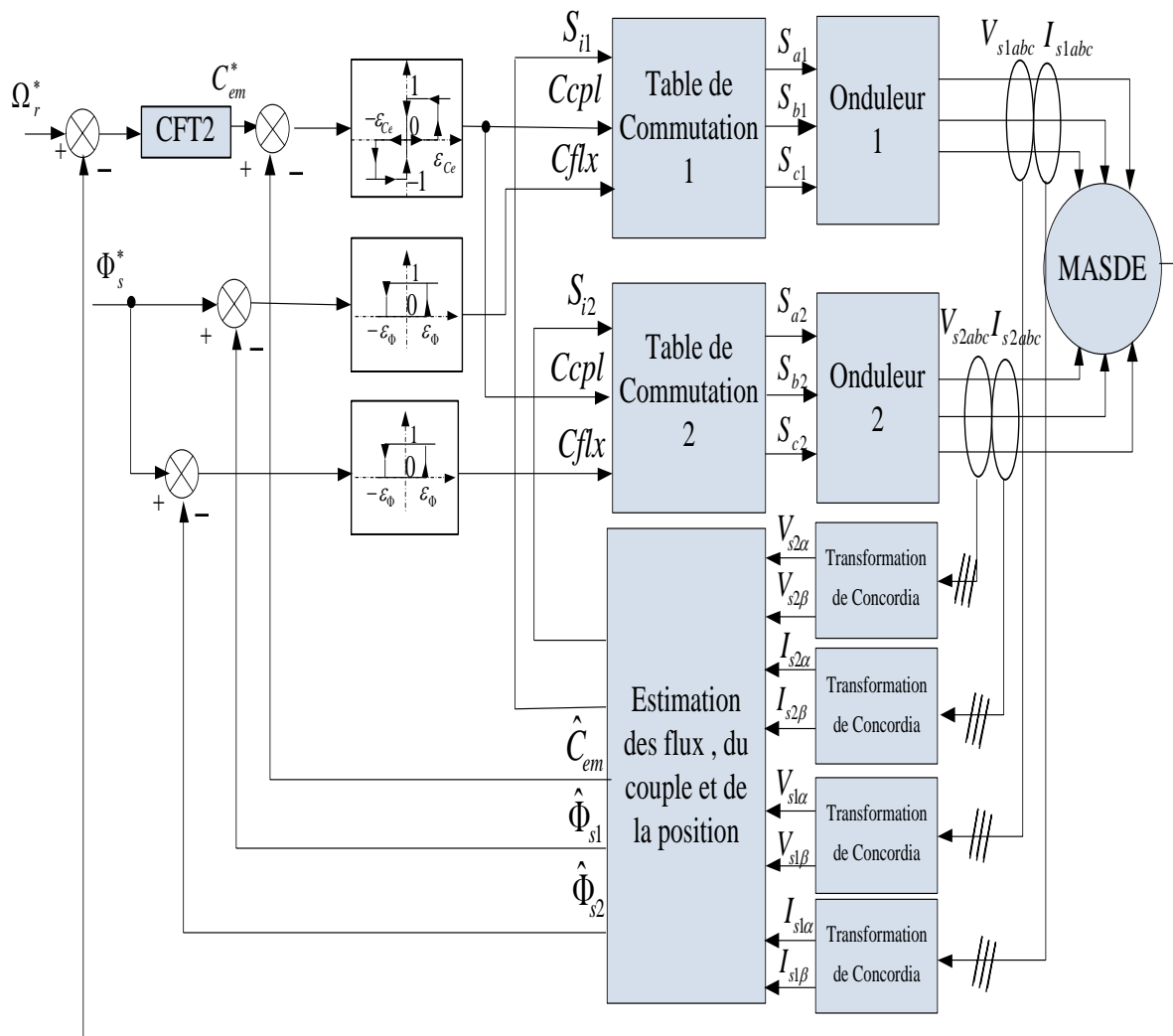


Figure (IV.28): Présentation de la DTC avec contrôleur flou type-2 pour le réglage de vitesse de la MASDE

Afin d'illustrer les améliorations qu'offre un contrôleur flou type-2 par apport à un contrôleur flou type-1 et PI classique aux performances statiques et dynamiques de la commande de la commande DTC appliquée à la MASDE, on a mené une étude de simulation aux mêmes conditions de tests à savoir: démarrage à vide et puis d'une application de charge, variation de la charge, le changement du sens de rotation, robustesse vis-à-vis la variation paramétriques.

✓ Démarrage à vide et puis d'une application de charge :

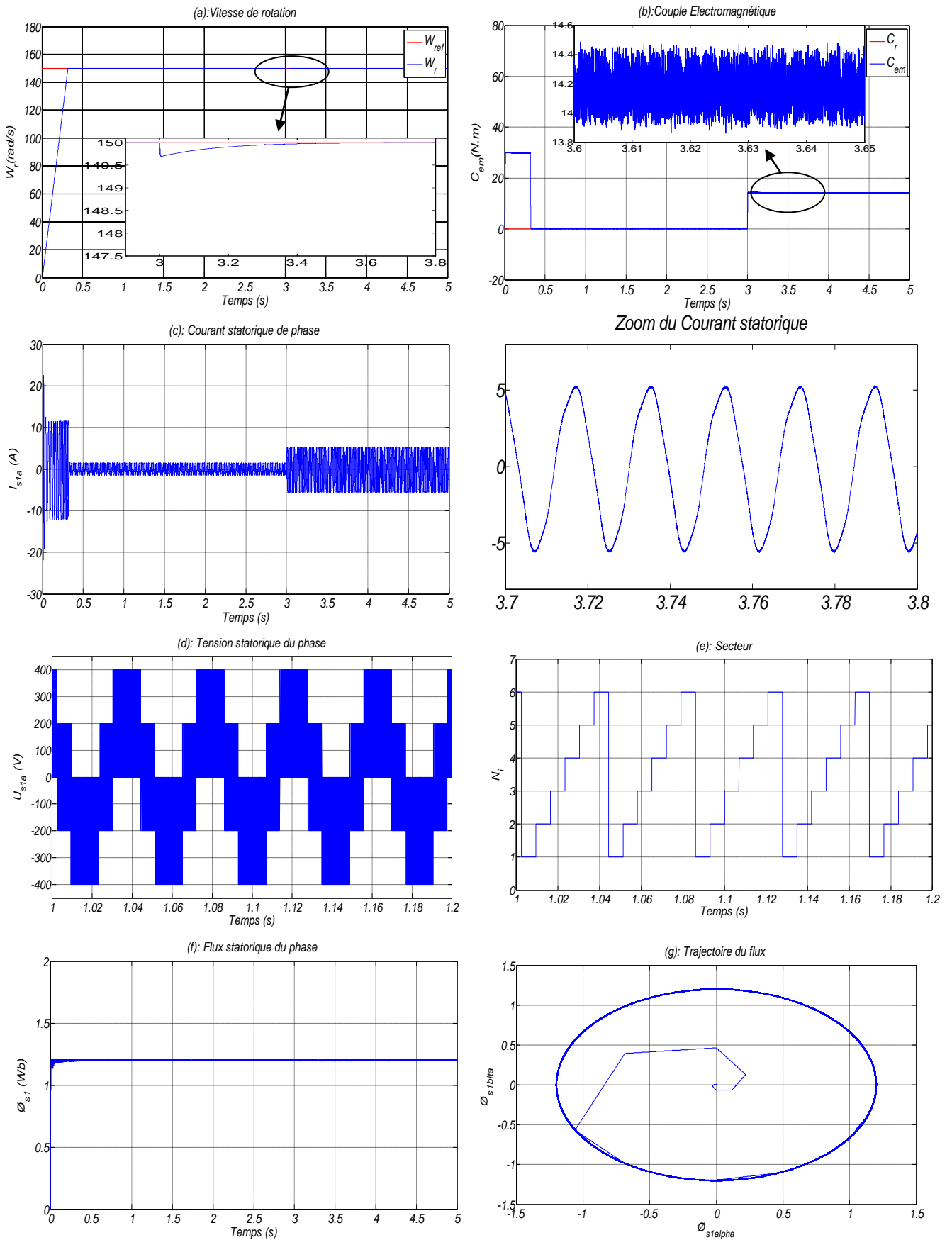


Figure (IV.29): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 en charge de la MASDE

✓ Test de la variation de couple de charge :

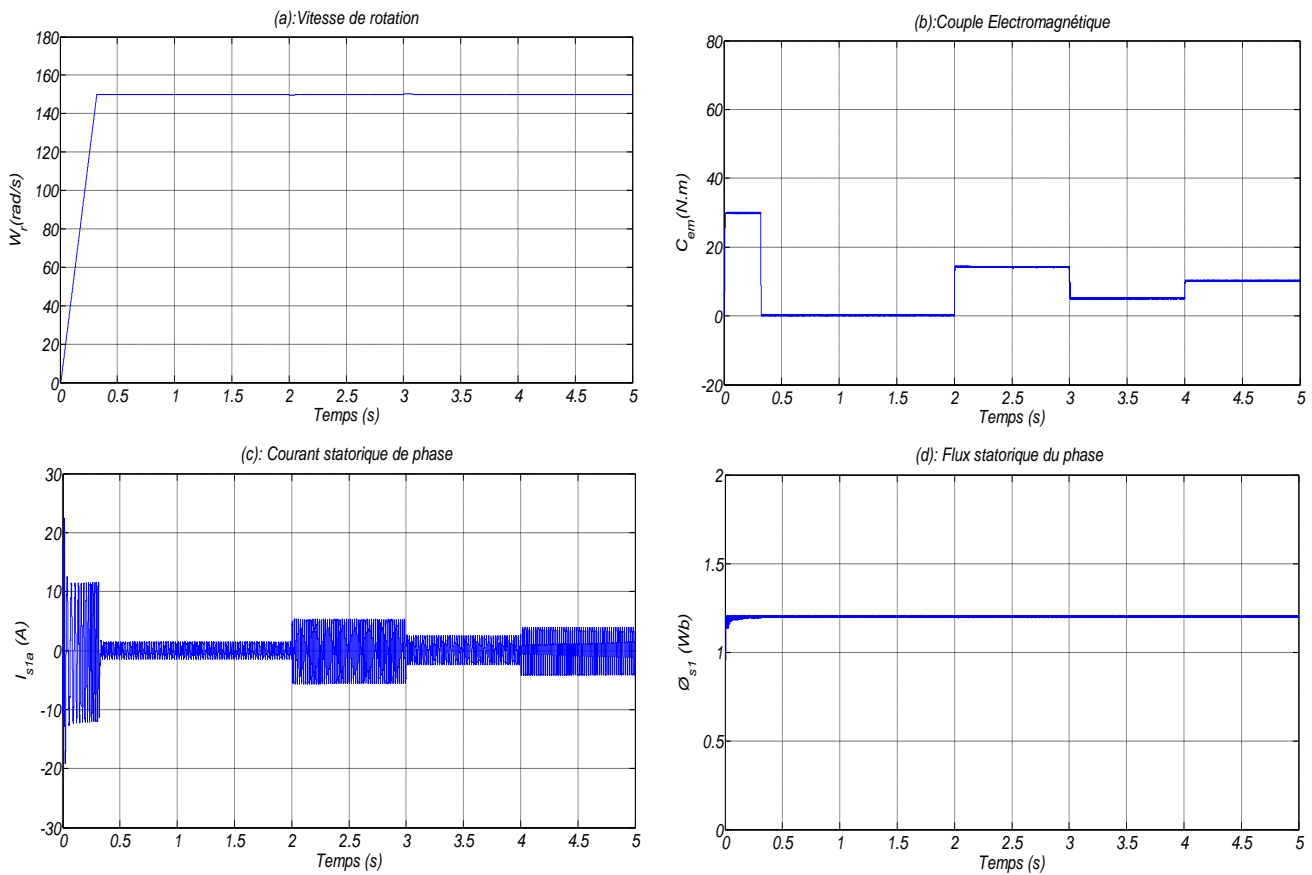
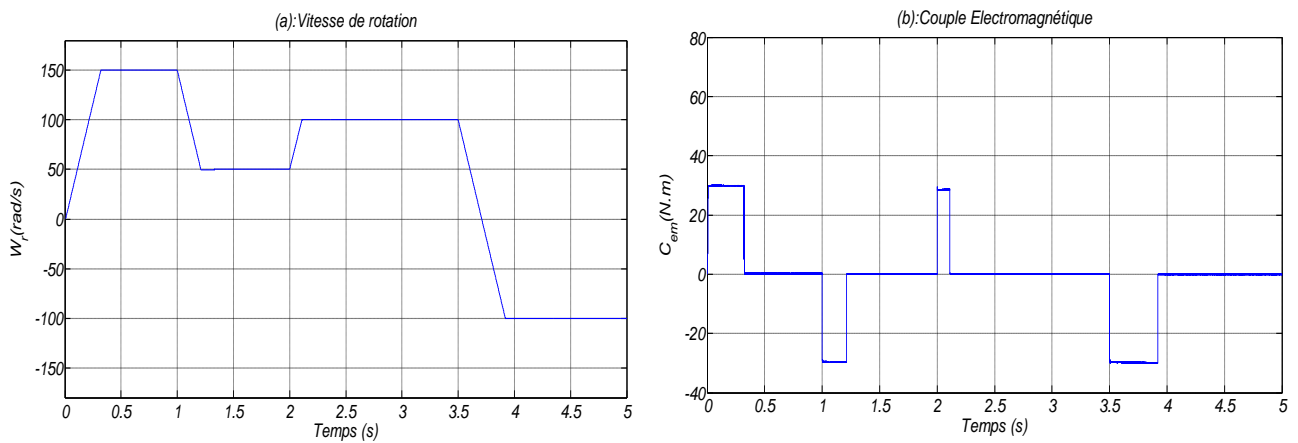


Figure (IV.30): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 en cas de variation du charge de la MASDE

✓ Test de changement du sens de rotation:



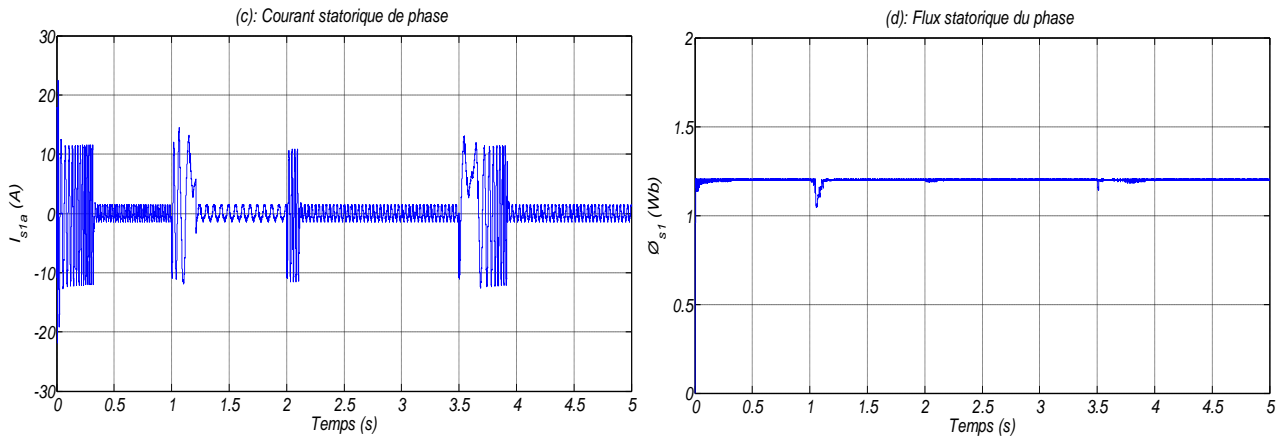


Figure (IV.31): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 en cas de variation de vitesse de la MASDE

✓ Robustesse vis-à-vis la variation paramétriques:

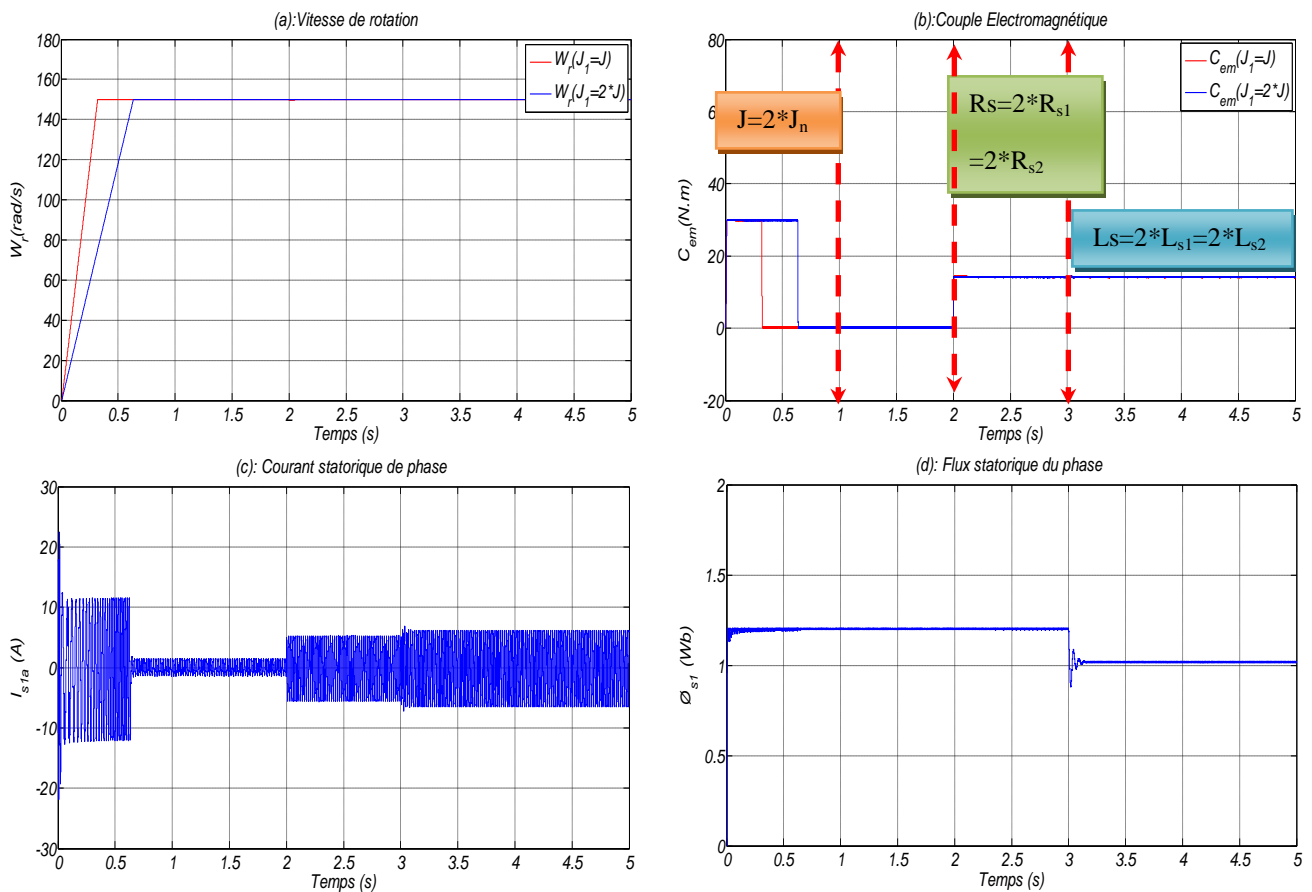


Figure (IV.32): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 en cas de variation du paramétrique de la MASDE

• Interprétations des résultats

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que le contrôleur flou type-2 surpasse le contrôleur flou type-1 et PI classique:

-Au démarrage à vide, ce qui nous a permis d'établir les caractéristiques dynamiques illustrées par la (figure IV.29). On remarque le temps de réponse de la vitesse s'effectue sans dépassement au bout de $t=0.32s$. Le couple marque un pic et se stabilise sur la consigne nulle au bout d'un temps de l'ordre de $t=0.32s$. Le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence de 1.2Wb avec une légère ondulation au démarrage qui est très visible dans le plan (α , β). Les performances du réglage de la vitesse par l'application de la commande floue type-2 sont très satisfaisantes. La vitesse suit la vitesse de référence malgré la présence des perturbations de charge.

- Sur la figure (IV.30), on constate que le CFT2 annule les effets de perturbation des consignes de charges, de même on remarque aussi sur cette figure que le couple électromagnétique suit ces consignes sans provoquer des dépassements aux instants considérés et avec moins d'oscillations contrairement à la (figure III.21.b et IV.14.b) où toutes ces imperfections se sont manifestées avec le CFT1 et PI classique vis-à-vis la variation de la charge.

-La vitesse suit parfaitement ses consignes (150, 50, 100 et -100 rad/s), cependant le couple électromagnétique marque un pic au démarrage et un autre inverse à l'instant du changement du sens de rotation de vitesse mais le temps de freinage au démarrage dans le sens inverse se déroule en un temps court relativement à celui obtenu par un CFT1 et PI classique. Les allures des courants et du flux statorique présentent de légères ondulations à l'instant de la variation de la vitesse. Le flux statorique suit sa valeur de référence imposée (1.2Wb) (figure. IV.31.d). Ce teste montre la robustesse de cette commande vis-à-vis la variation de vitesse.

-Robustesse vis à vis la variation du moment d'inertie (+100%) et les résistances statoriques (+100%) et les inductances statoriques (-20%). Comme dans les partie précédent pour les deux contrôleurs CFT1 et PI classique. Nous remarquons que malgré les grandes variations paramétriques, la commande reste toujours robuste. (Figure. IV.32).

- **DTC-3N avec contrôleur flou type-2**

Les résultats obtenus pour la DTC à 12 secteurs d'une MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux avec un contrôleur flou type-1 de la vitesse sont présentés sur la figure (IV.33).

On considère que la valeur de la vitesse de référence 150 rad/s, puis une introduction d'un couple résistant de 14 N.m à l'instant $t=3s$.

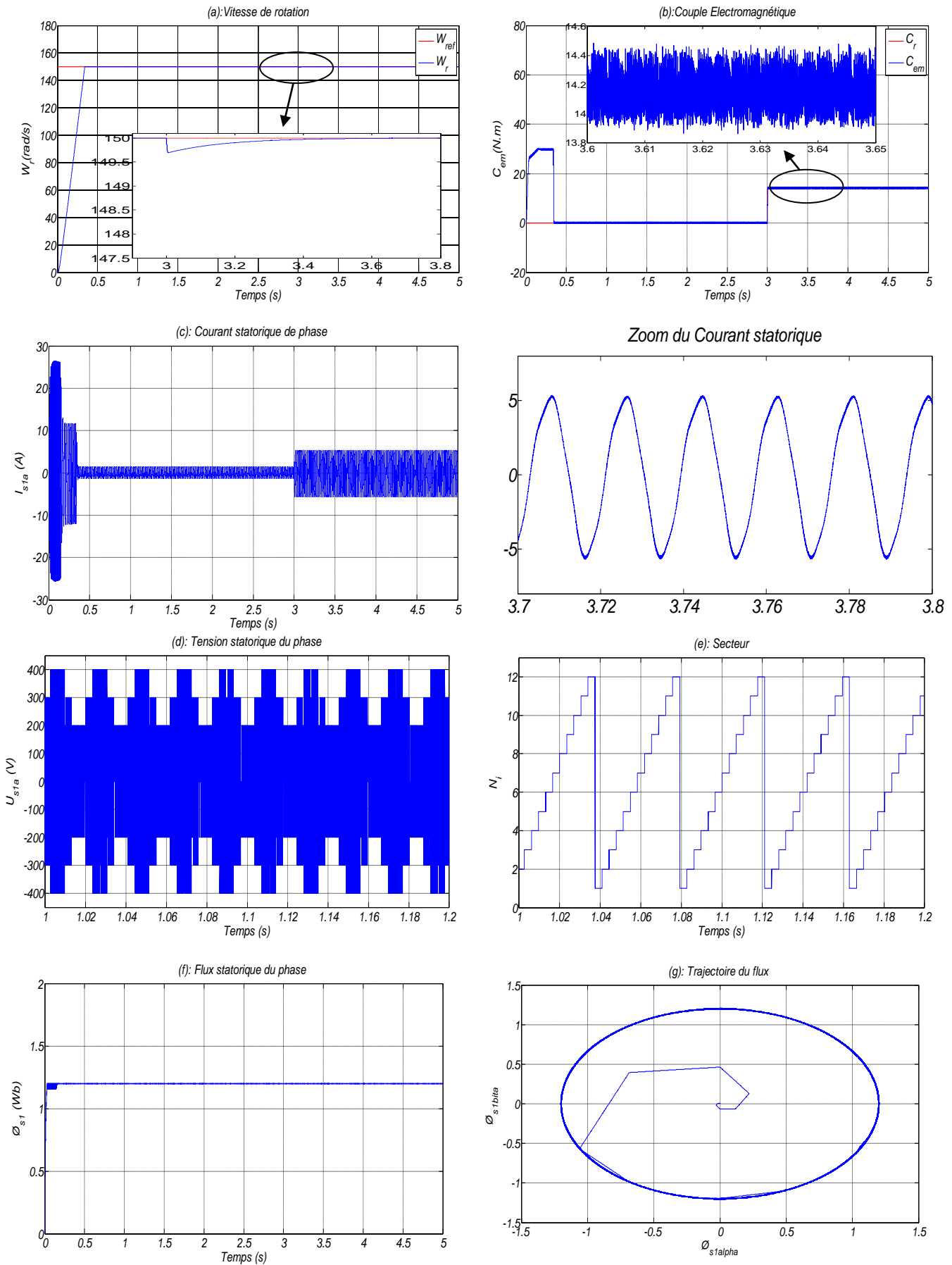


Figure (IV.33): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC3N-CFT2 en charge de la MASDE

• **DTC-SVM avec contrôleur flou type-2**

La figure .IV.34 présent la commande DTC-SVM de la MASDE avec le contrôleur flou type-2 pour le réglage de vitesse. On utilise une structure à contrôleur de même type (régulateur de type Mamdani) [Hel 2019].

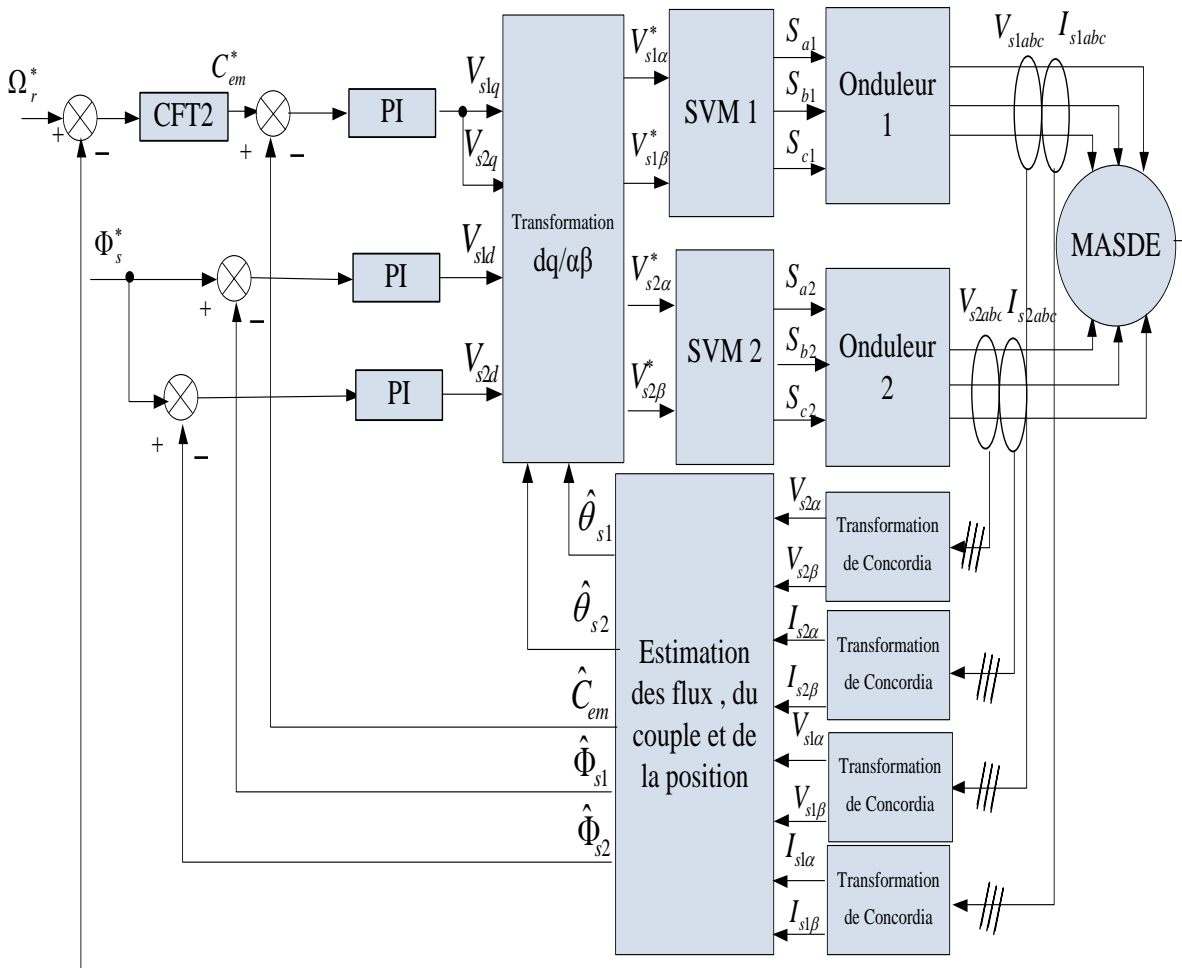


Figure (IV.34): Présentation de la commande DTC-SVM avec contrôleur flou type-2 pour le réglage de vitesse de la MASDE

Les résultats de simulation obtenus pour les différentes commandes (DTC-SVM et DTC-SVM multiniveaux) avec des contrôleurs flous type-2, sont présentés sur les figures (IV.35 et IV.36). Les mêmes testes présentée dans le chapitre III et la première partie de chapitre IV.4

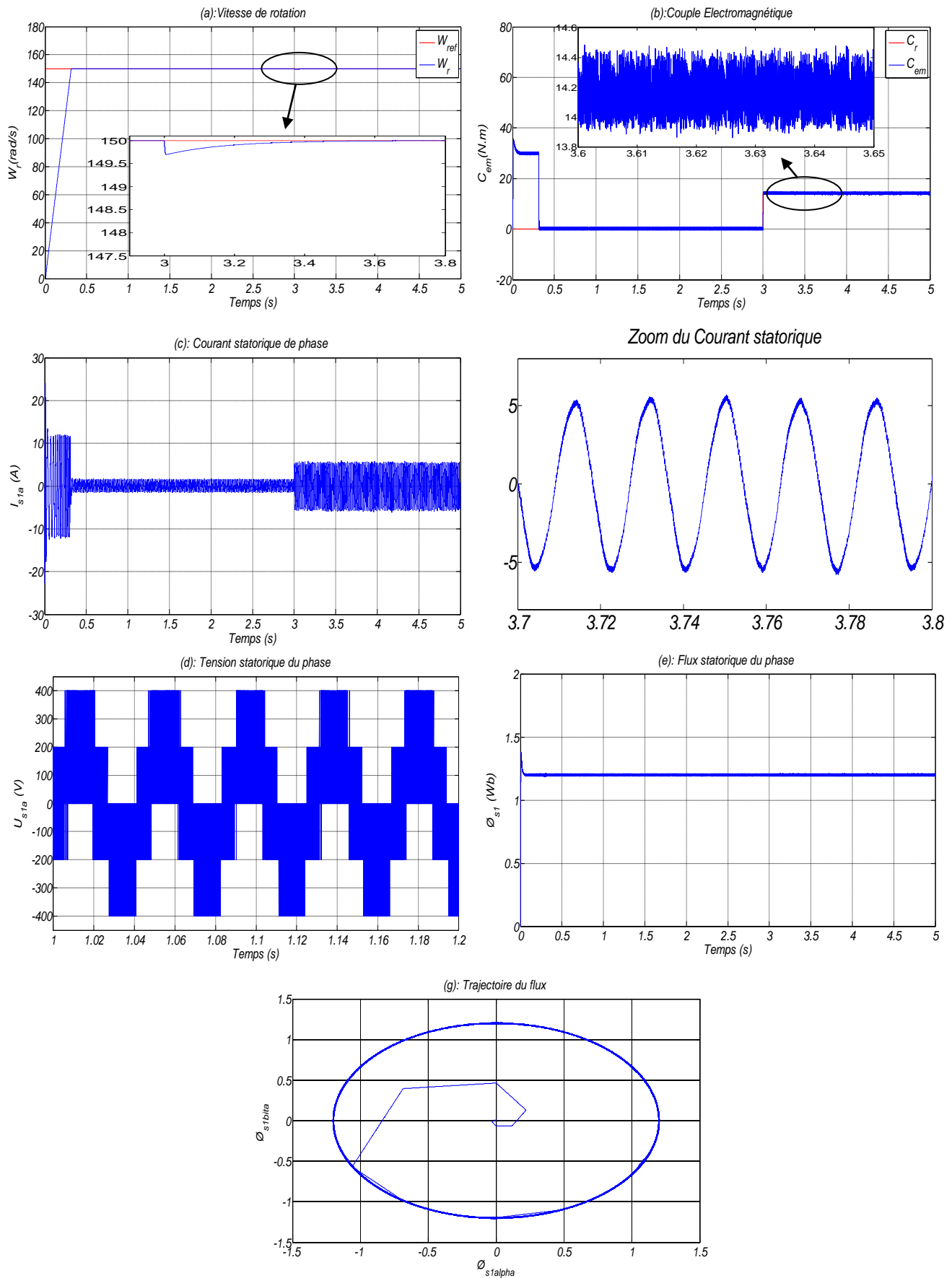


Figure (IV.35): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-SVM-CFT2 en charge de la MASDE

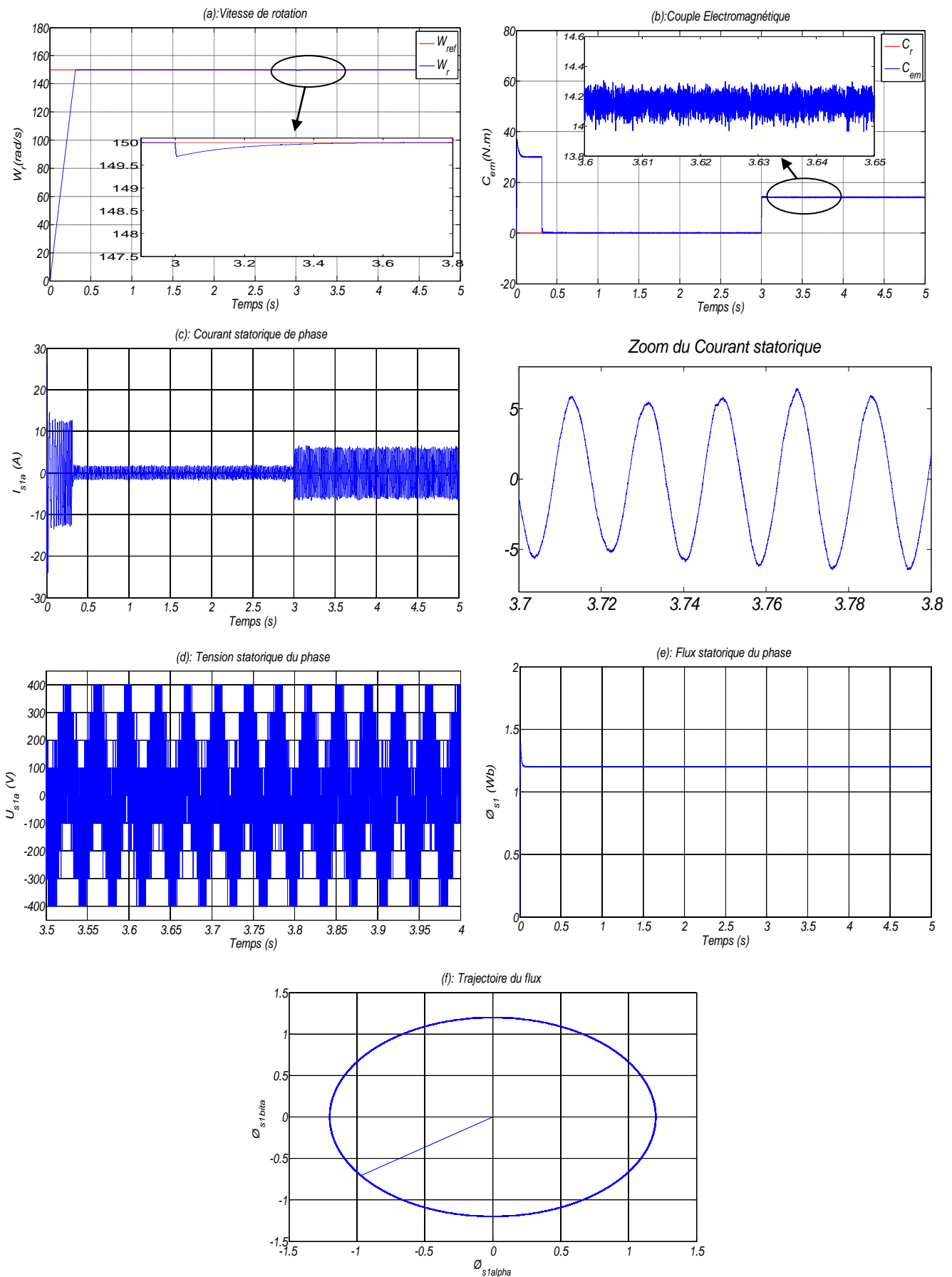


Figure (IV.36): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-SVM multiniveaux avec CFT2 en charge de la MASDE

- **Interprétations des résultats**

- Les mêmes résultats qu'il s'agit de les sont obtenus les trois techniques de commande (la DTC à trois niveau, DTC-SVM et la DTC-SVM multiniveaux) avec contrôleur floue type-2 pour le réglage de vitesse de la MASDE. Néanmoins, une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par les trois techniques de commande avec contrôleur floue type-2, car l'insertion de la charge n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse.
- DTC-SVM multiniveaux avec contrôleur flou type-2 montrent une excellente performance, non seulement en poursuite mais aussi en régulation de la vitesse de rotation avec une erreur statique nulle et un temps de réponse rapide par rapport aux commandes précédentes.

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande par logique floue type-1 et type-2 a été étudiée. Pour cela, nous avons tout d'abord abordé les notions de base de la logique floue type-1 et type-2. Ensuite, nous avons présenté la structure générale d'un contrôleur flou (type-1 et type-2) et la méthodologie de sa conception dont le but est le réglage de la vitesse de la MASDE.

Les résultats de la simulation montrent que le réglage de vitesse de la MASDE par l'utilisation de contrôleur floue type-2 donne des meilleures performances (une bonne dynamique de couple et de flux avec une réduction des ondulations) en toutes les variations considérées (le couple, la vitesse, les résistances et les inductances statoriques (1,2) et le moment d'inertie) par rapport à les autres contrôleurs.

Une autre technique basée sur la commande floue type-1 et type-2 adaptative appliquée à la MASDE sera présentée dans le dernier chapitre.

Chapitre V

Application de la commande floue type- 2 adaptative à la MASDE

V.1 Introduction

Aujourd'hui, la commande adaptative considéré une grande importance dans le domaine de contrôle, comme une solution pour contrôler les processus fonctionnant sous des conditions et environnements variables dans le temps. D'autre part, l'intérêt de la commande adaptative apparait essentiellement au niveau des perturbations paramétriques, c'est-à-dire agissant sur les caractéristiques du processus à commander, les perturbations agissant sur les variables à réguler ou à commander [Laa 12].

Les contrôleurs flous ont la faculté d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire [Wan 94]. Mais l'obtention de ces contrôleurs n'était pas toujours évidente à cause de la variation des paramètres. Pour résoudre ce problème, la commande adaptative a été intégrer dans le contrôleur flou pour construire un contrôleur adaptatif flou qui a été le sujet d'une recherche intensive pendant cette dernière décennie [Moh 03], [Yan 04], [Laa 14].

Dans ce chapitre nous allons essayer d'appliqué la commande floue type-1 et type-2 adaptative pour régler la vitesse de la MASDE.

V.2. Généralité sur la commande adaptative

Dans plusieurs cas de la théorie de commande, le système à contrôler possède des paramètres incertains au début de l'opération de commande. Malgré que l'effet de cette incertitude paramétrique puisse disparaître en temps fini par un certain mécanisme d'ajustement, elle peut causer une instabilité du système. Dans d'autre cas, un phénomène inverse se produit, où on démarre avec des paramètres connus et certains, mais au cours de fonctionnement, ces paramètres perdent leurs valeurs et deviennent incertains. Donc sans une préconception continue du régulateur, le contrôleur initial s'avère inefficace. Généralement, un contrôleur adaptatif diffère d'un contrôleur ordinaire dans le fait que les paramètres du premier sont variables et qu'il existe un certain mécanisme d'ajustement de ces paramètres [Ham 12].

V.2.1. Définitions

La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique en ligne des contrôleurs des boucles de commande afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances, quand les paramètres du procédé à commander sont soit inconnus soit variant dans le temps.

L'adaptation est souhaitable pour deux raisons principales [Lan 98]:

- L'affinement au cours du temps du réglage initial du système de commande
- La prise en compte des variations des paramètres du système à commander.

V.2.2. Commande adaptative floue

Le plus souvent, les contrôleurs flous sont utilisés dans des systèmes qui possèdent des variations inconnues intrinsèques. L'objectif est donc de conserver de bonnes performances du système complet en adaptant le contrôleur en fonction des variations du système. La commande adaptative floue se compose donc d'un contrôleur flou adaptatif (soit unique, soit choisi parmi un groupe de contrôleur en fonction de ses performances). La chose la plus importante qui différencie un contrôleur adaptatif flou d'un contrôleur adaptatif conventionnel est que le premier peut prendre en compte des informations linguistiques. Ceci qui est très important lorsque le système possède des incertitudes que l'opérateur humain a appris à anticiper.

Deux approches ont été essentiellement considérées pour le développement des stratégies de commande adaptative destinées aux procédés à paramètres inconnus et/ou variables dans le temps, la commande adaptative peut être structurée selon les catégories suivantes :

V.2.2.1. Commande adaptative floue indirecte

Dans le premier on approxime d'abord le modèle du processus par des systèmes adaptatifs flous puis on synthétise la loi de commande à partir du modèle approximé [Dou 08].

Le principe de la commande adaptative floue indirecte est schématisé par la figure (V.1).

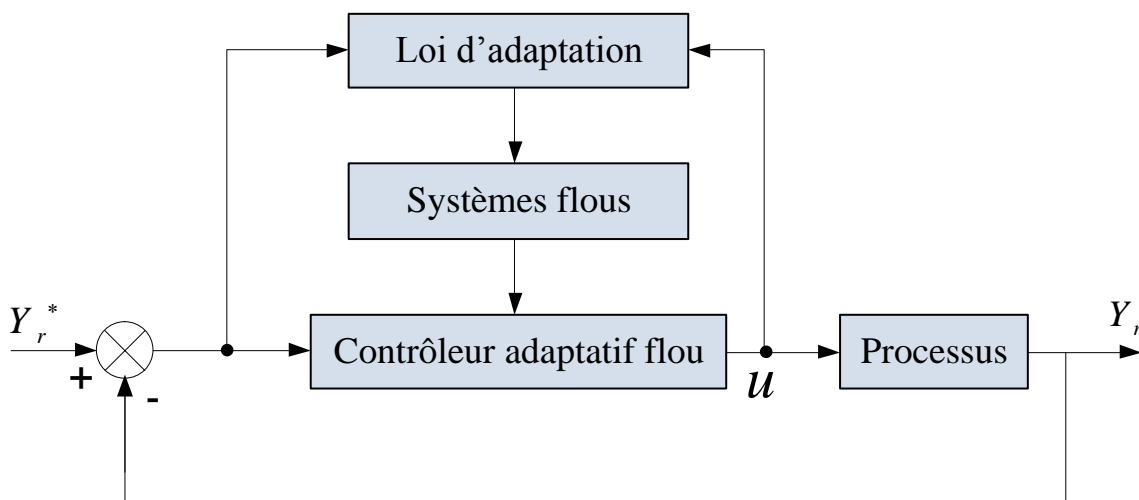


Figure (V.1): Structure d'une commande adaptative floue indirecte

V.2.2.2. Commande adaptative floue directe

Dans le deuxième, la loi de commande est directement approximée par un ou plusieurs systèmes adaptatifs flous [Mih 12]. La figure (V.2) montre la structure de la commande adaptative floue indirecte.

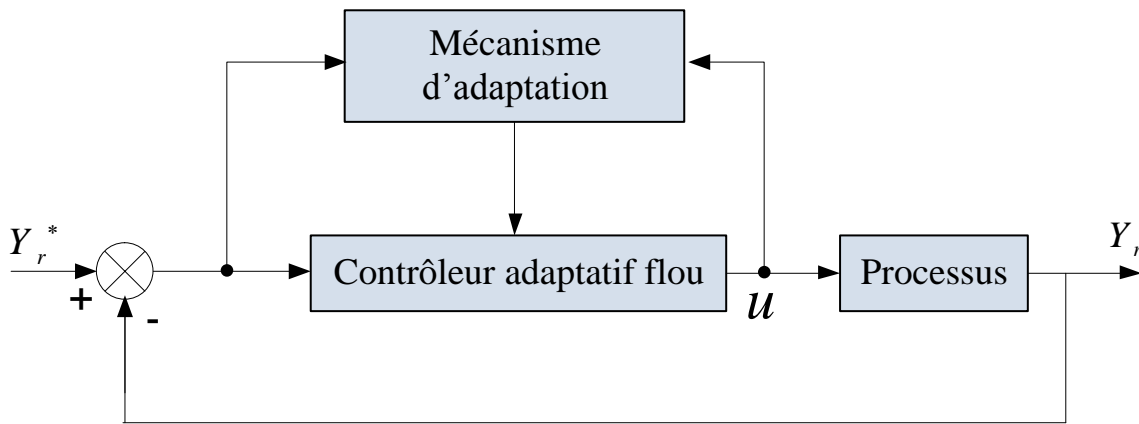


Figure (V.2): Structure d'une commande adaptative floue directe

De cela deux approches de commande adaptative sont les plus répandues:

L'approche avec modèle de référence (MRAC) et l'approche auto-ajustable (self-tuning control) [Bel 11].

V.3. Commande floue type-1 adaptative

De nos jours, il existe un certain nombre d'études sur la commande floue adaptative. Ce sont toutefois des études restrictives à cause de l'inexistence d'outils appropriés. Un contrôleur flou est dit adaptatif si l'un ou plusieurs des ses paramètres qu'on peut ajuster (Gains, fonctions d'appartenances, règles) changent au cours de fonctionnement. Donc, un contrôleur flou adaptatif est un contrôleur dont les paramètres changent au cours du temps.

Nous avons proposé une stratégie de commande floue type-1 adaptative pour déterminer le gain de commande sera adapté en temps réel suivant l'état actuel de la MASDE.

La figure (V.3) illustre le schéma synoptique de la structure de ce contrôleur dans lequel l'adaptation du gain est assurée par un mécanisme d'ajustement du gain. Notre objectif ici est d'adapter seulement le gain de sortie en prenant des gains d'entrées fixes dans le but d'obtenir de meilleures performances en commande.

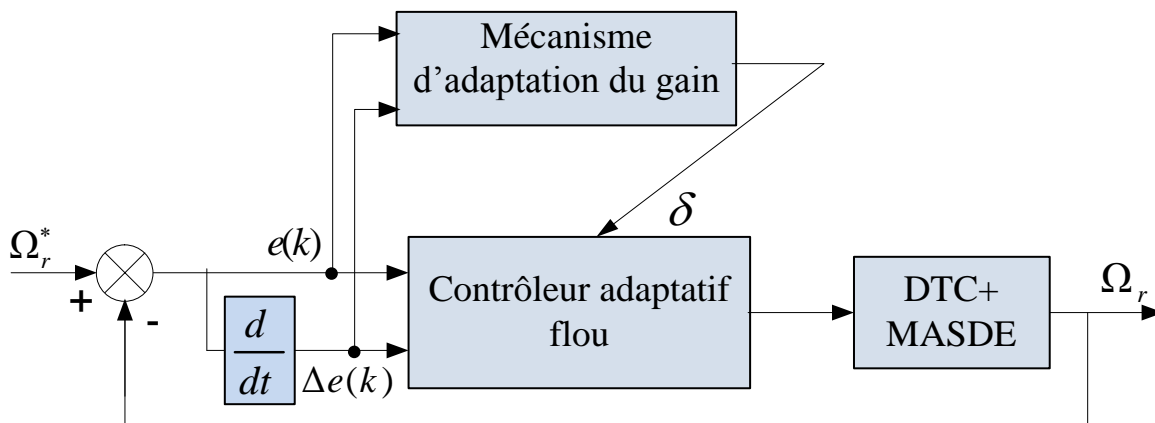


Figure (V.3): Structure d'un contrôleur avec adaptation du gain

Le schéma bloc de la structure du contrôleur adaptatif flou type-1 proposé pour la MASDE est donné dans la figure (V.4) [Elk 2011] [Khe 2011]:

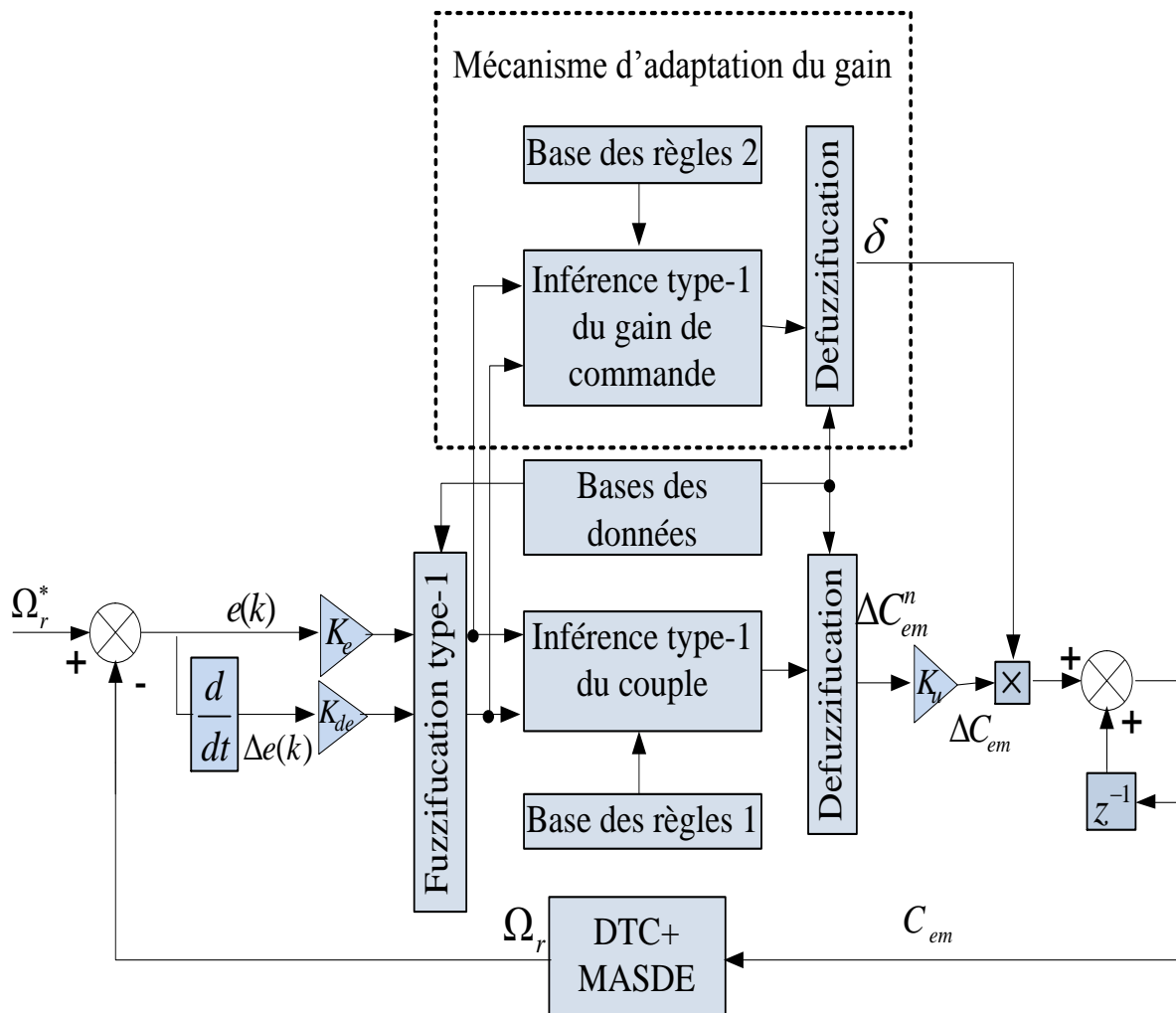


Figure (V.4): Schéma bloc d'un contrôleur flou type-1 à gain adaptatif

V.3.1. Loi de commande

Nous considérons un système non linéaire dont l'équation dynamique de la commande est décrite sous la forme suivante:

$$C_{em}^*(k + 1) = C_{em}^*(k) + (\delta \cdot K_u) \Delta C_{em}^* \quad (4.1)$$

V.3.2. Mécanisme d'ajustement

Le gain de sortie est modifié dans chaque instant par un facteur δ dépendant de l'état de la MASDE, ou ce facteur est calculé par une base des règles floues indépendantes défini par l'erreur de vitesse et sa variation.

La matrice d'inférence est donnée comme suit :

		E						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
Δe	NG	TG	TG	TG	G	PG	P	Z
	NM	TG	TG	G	G	M	P	TP
	NP	TG	M	G	TG	TP	P	TP
	Z	P	PG	M	Z	M	PG	P
	PP	TP	P	TP	TG	G	PG	TG
	PM	TP	P	M	G	G	TG	TG
	PG	Z	P	PG	G	TG	TG	TG

Tableau V.1 : Table des règles du gain adaptatif δ

La figure (V.5) présentées les fonctions d'appartenance du gain de sortie:



Figure (V.5): Fonctions d'appartenance du gain de sortie δ (flou type-1)

avec

TG Très Grand (Very Big)

B Grand (Big)

MB Moyen Grand (Medium Big)

Z Zéro (Zero)

SB Petit Grand (Small Big)

S Petit (Small)

VS Très Petit (Very Small)

La surface générée pour δ est présentée sur la figure V.6.

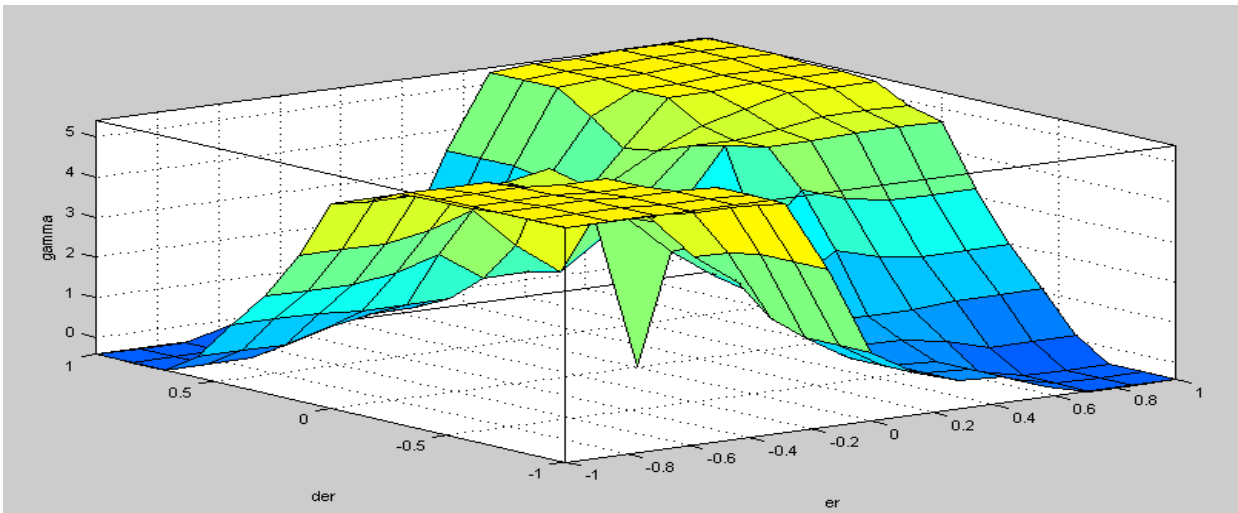
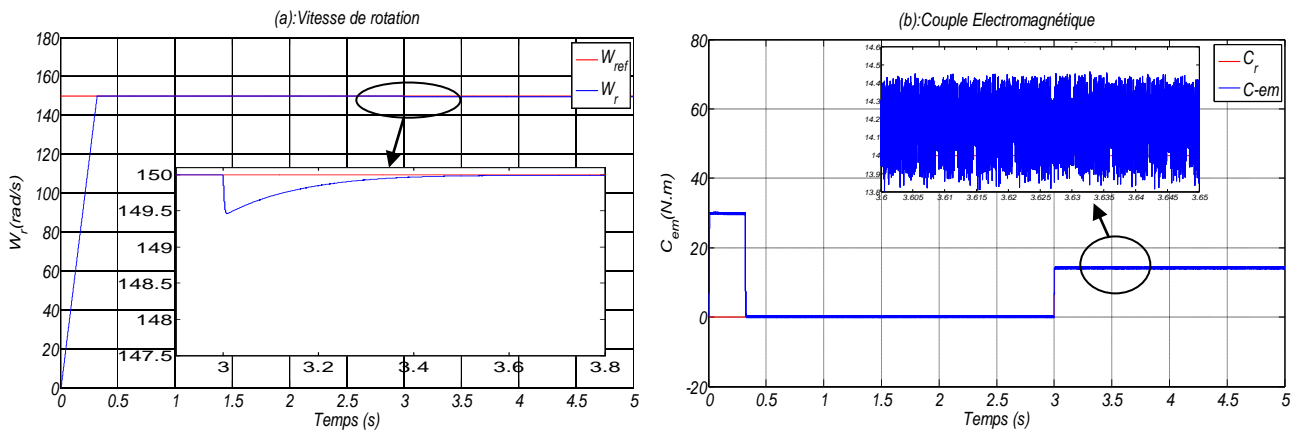


Figure (V.6): Surface caractéristique du gain de sortie δ (flou type-1)

V.3.3. Résultats de simulation

Pour illustrer le comportement d'un contrôleur adaptatif flou type-1 appliquée à la commande directe du couple de la MASDE, nous avons présentent les différentes tests de simulations envisagées sont similaires à celles réalisées précédemment tel que: démarrage à vide et puis d'une application de charge, variation de la charge, le changement du sens de rotation, robustesse vis-à-vis la variation paramétriques.

✓ Démarrage à vide et puis d'une application de charge



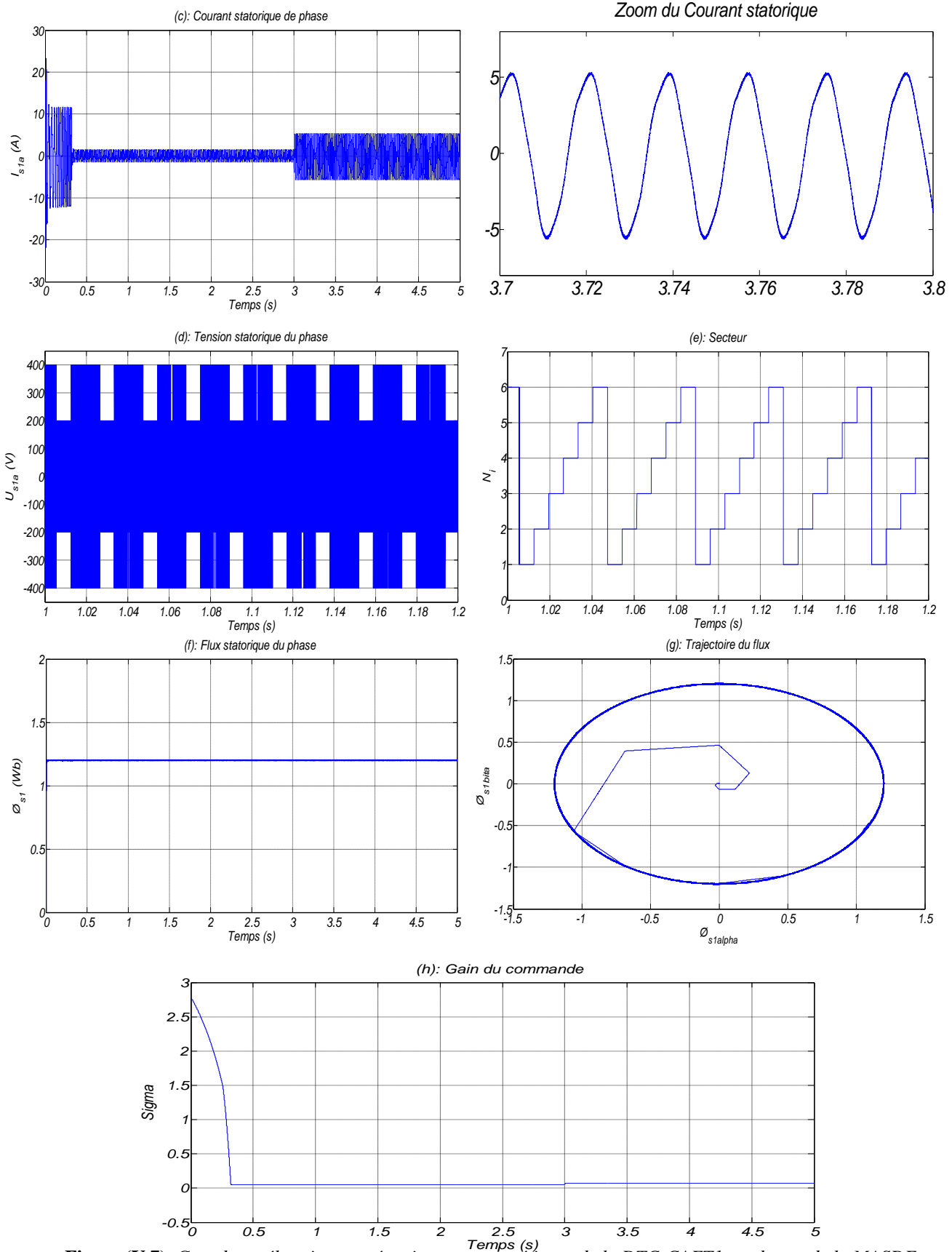


Figure (V.7): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT1 en charge de la MASDE

✓ Test de variation de la charge

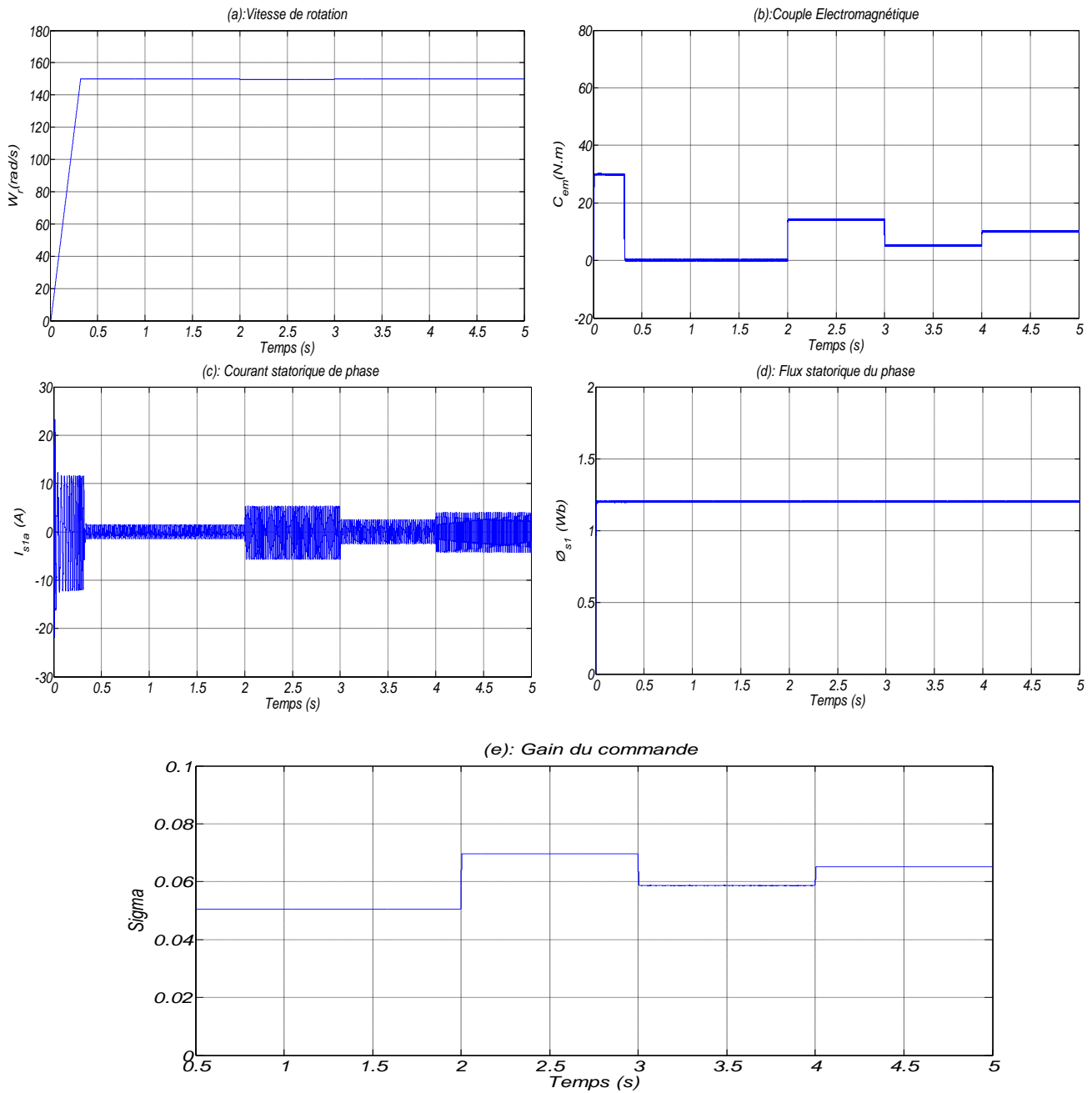


Figure (V.8): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT1 en cas de variation du charge de la MASDE

✓ Test de changement du sens de rotation

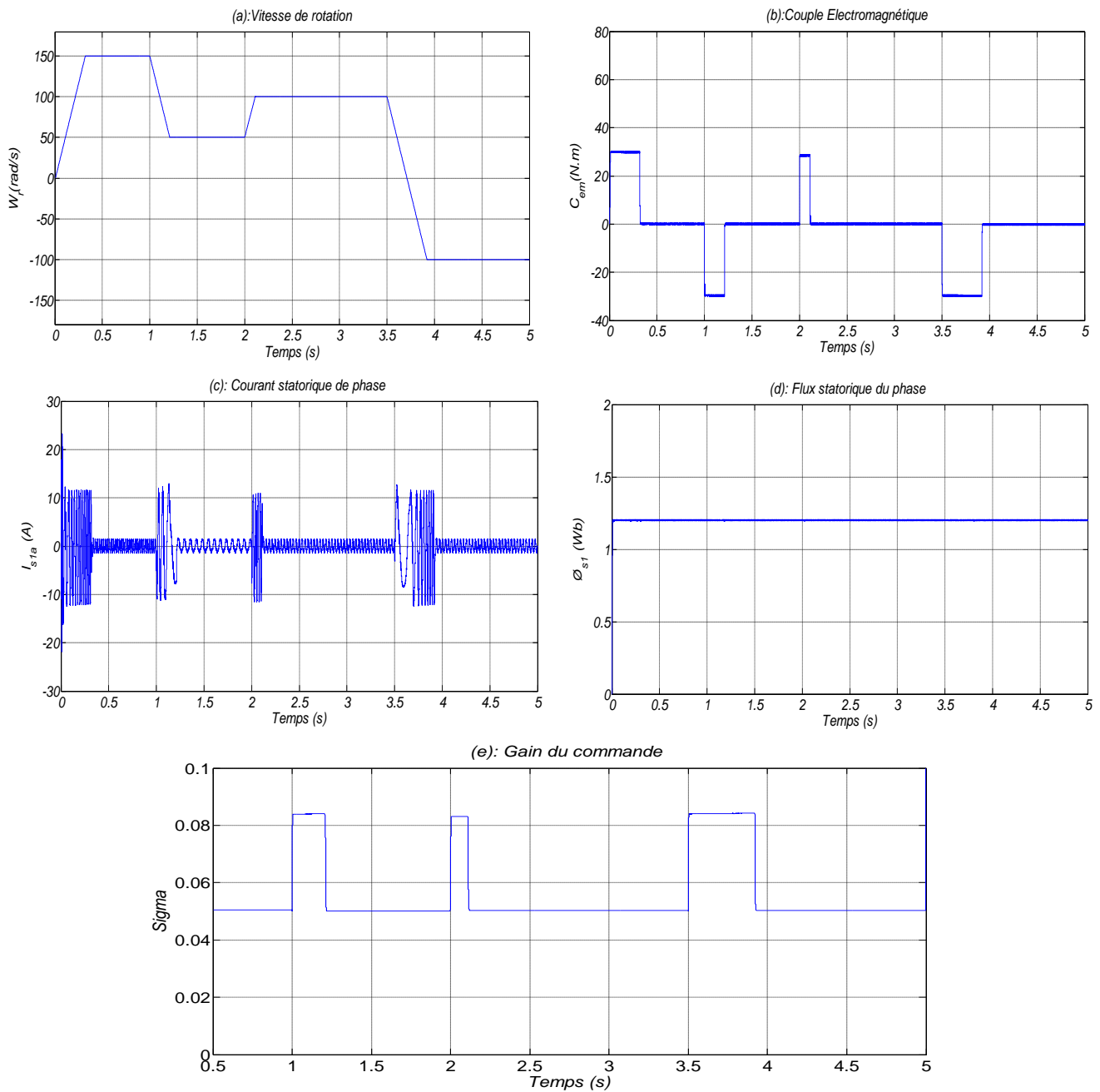
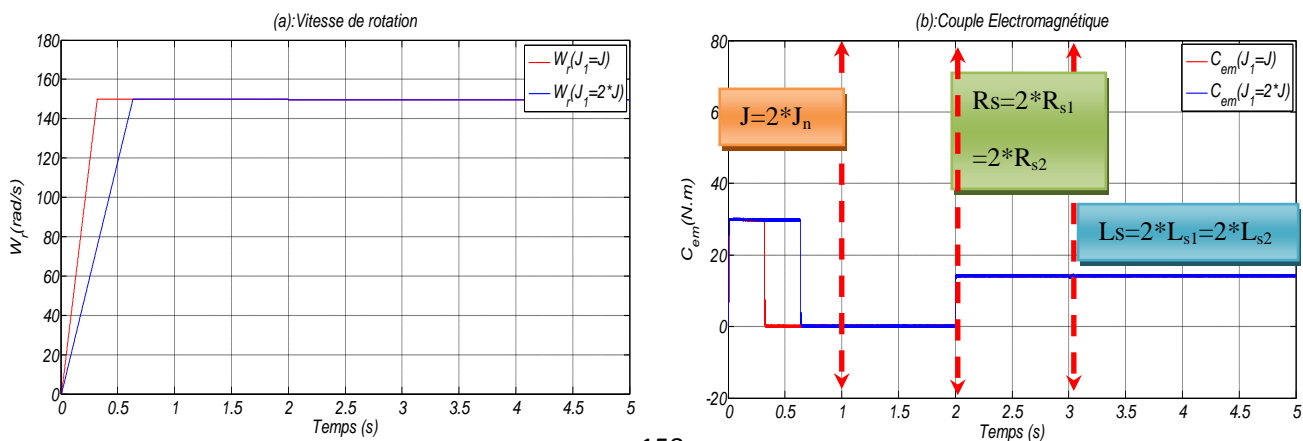


Figure (V.9): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT1 en cas de variation de vitesse de la MASDE

✓ Robustesse vis-à-vis la variation paramétriques



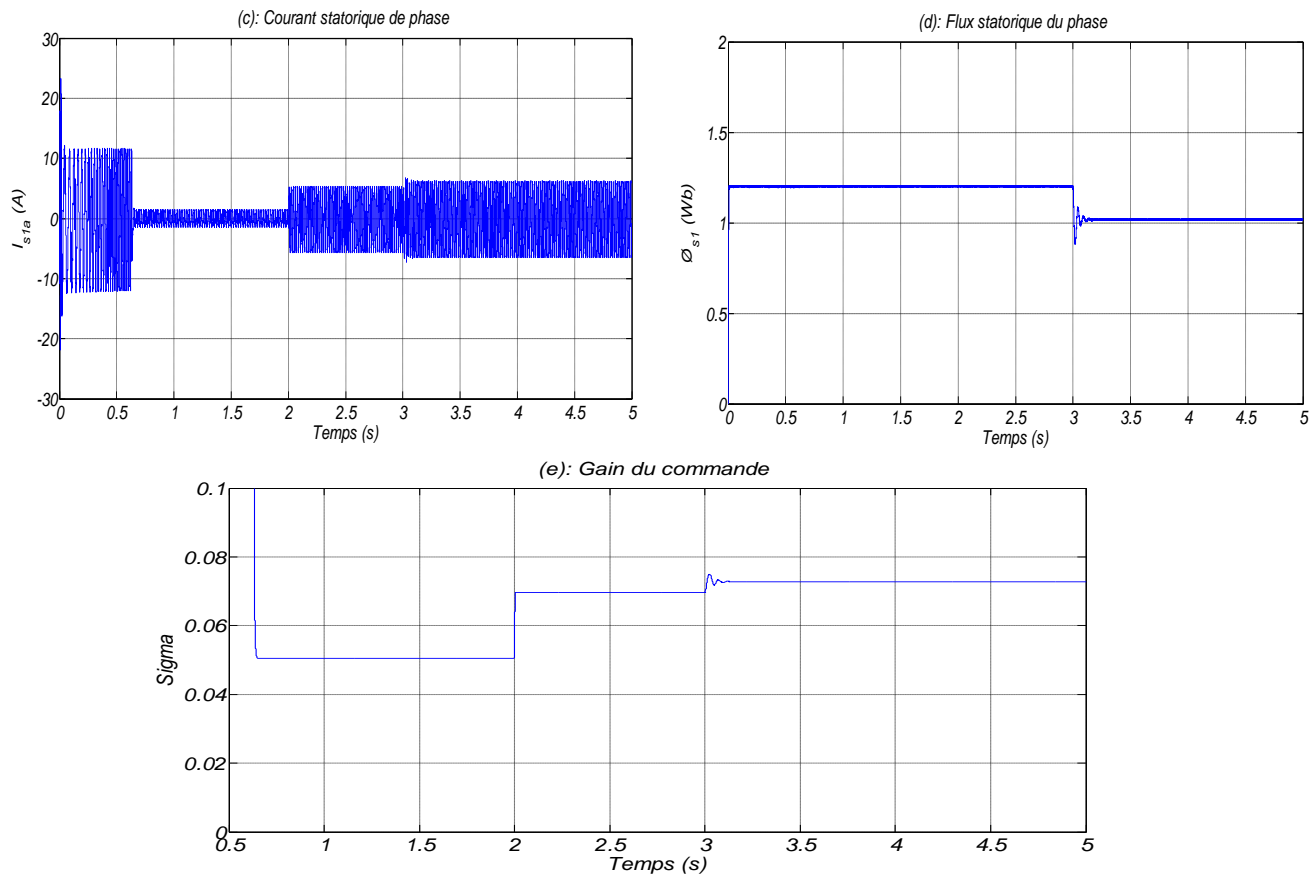


Figure (V.10): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT1 en cas de variation du paramétrique de la MASDE

• Interprétations des résultats

- D'après les résultats obtenus dans la figure (V.7), une bonne poursuite de la vitesse à sa valeur de référence sans dépassement, la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge. Le couple présente une réponse rapide avec une réduction importante de dépassement. La réponse du module du flux est représenté sous forme circulaire, le flux statorique présente des oscillations et se stabilise à sa valeur de référence.

- La figure (V.8) donne les résultats de simulation lors de la variation de la charge. on note que la vitesse suit la vitesse de référence malgré la présence des perturbations de charge avec le temps de réponse de 0.32s avec une dépassement nul. Il ya un appel du courant à l'instant $t=2$ s, et à $t=3$ s. Le flux contient une valeur constante égale à 1.2Wb pendant le test.

- Vu les résultats obtenus lors de changement de consigne de la vitesse (150, 50, 100 et -100 rad/s), on constate que la vitesse suit sa consigne rapidement et sans dépassement. Le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent, ce que montre la robustesse d'un CAFT1 face à des larges variations de la vitesse (figure V.9).

- Les résultats obtenus pour la variation des paramètres de la MASDE (J , R_s et L_s) sont illustré sur la figure (V.10). Cette figures montrent bien que la robustesse de la commande adaptative par la logique floue type-1 est moins conservée pour ces variations, alors on peut dire que l'insensible aux variations paramétriques.

-L'évolution de gain de commande δ est présenté dans les figures (V.7.h; V.8.e; V.9.e et V.10.e), On observe que le gain de commande présente une grande variation en régime transitoire puis se stabilise autour 0,32s. Et la variation de gain de commande aux instants d'insertion et du retrait de la charge et la variation paramétriques.

V.4. Commande floue type-2 adaptative

Dans cette partie, un contrôleur flou type-2 à gain de commande adapté par un mécanisme d'adaptation basé sur la logique flou type-2 dont l'ajustement sera fait en temps réel en fonction des états actuels de la MASDE [Khe 11], [Lou 17].

La figure (V.11) illustré le schéma de principe d'un contrôleur adaptatif flou type-2 (CAFT2).

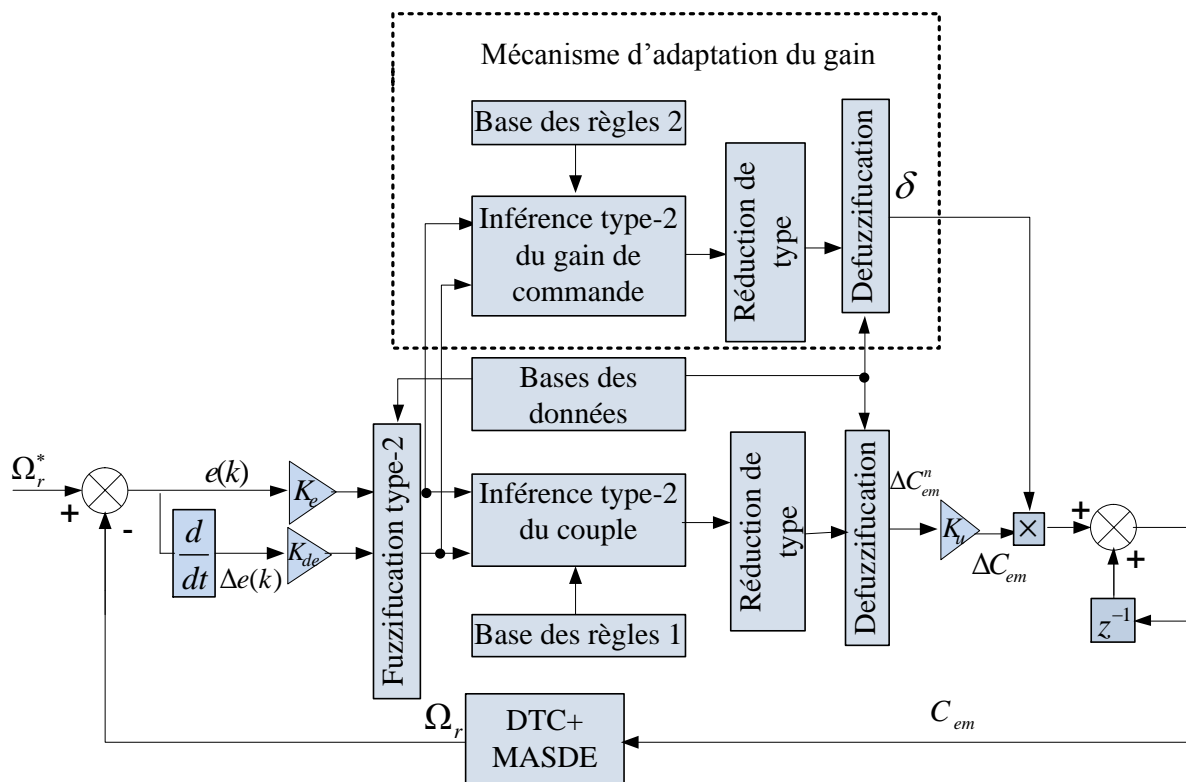


Figure (V.11): Schéma bloc d'un contrôleur flou type-2 à gain adaptatif

La figure (V.12) présenté les fonctions d'appartenance de gain de commande δ .

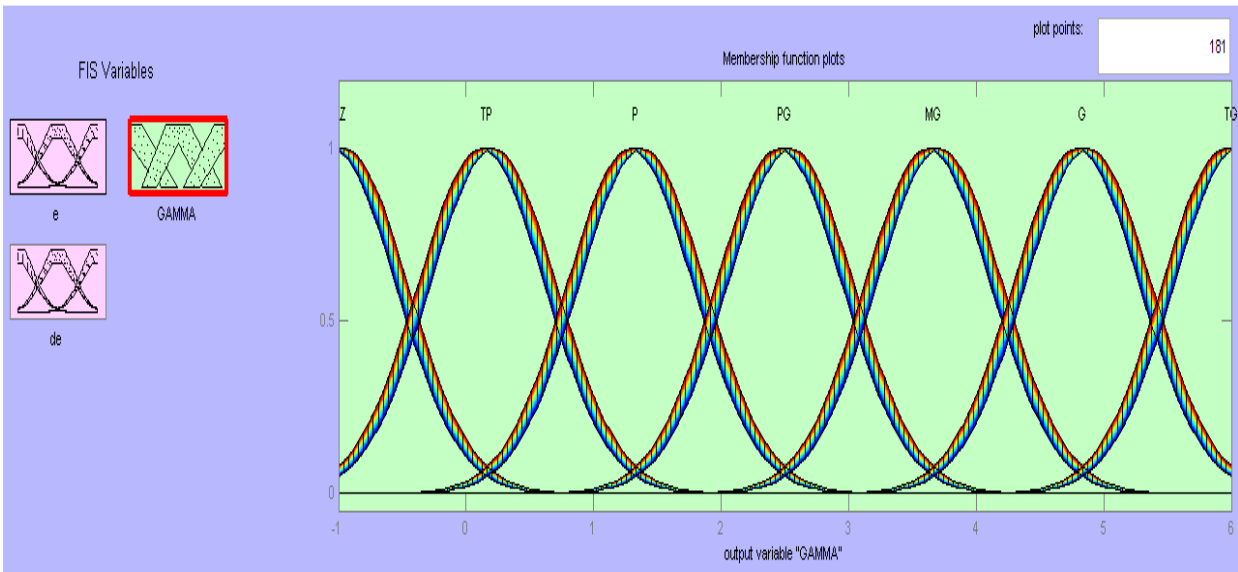


Figure (V.12): Fonctions d'appartenance du gain de sortie δ (flou type-2)

La table des règles dans le cas du type-2 utilisé pour calculer le gain de commande δ est la même que type-1.

La surface générée pour δ est présentée sur la figure V.13.

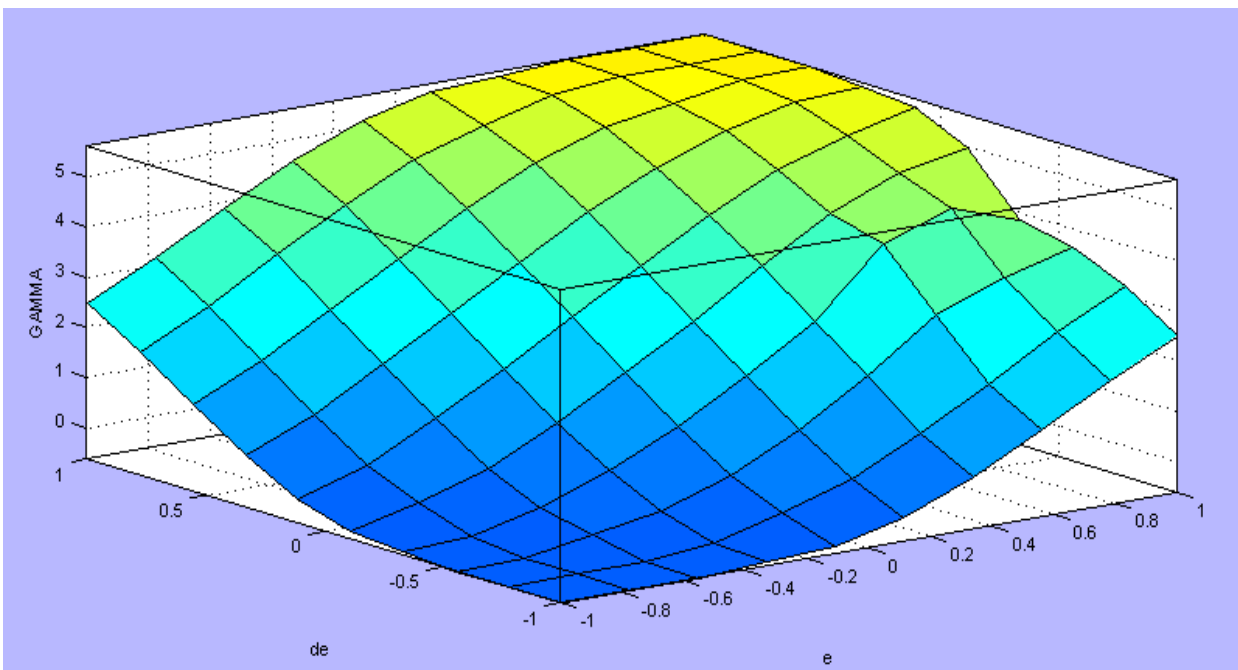
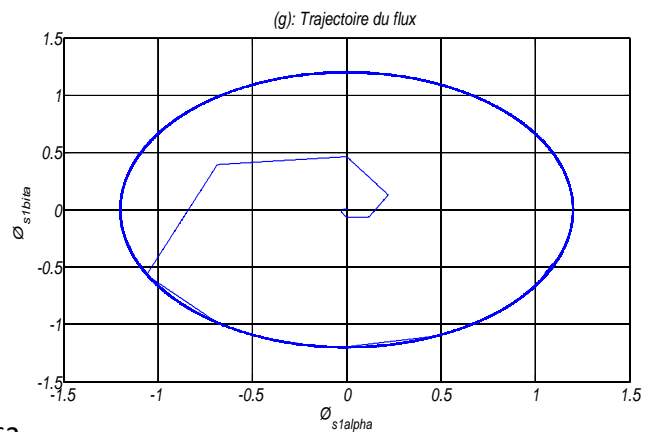
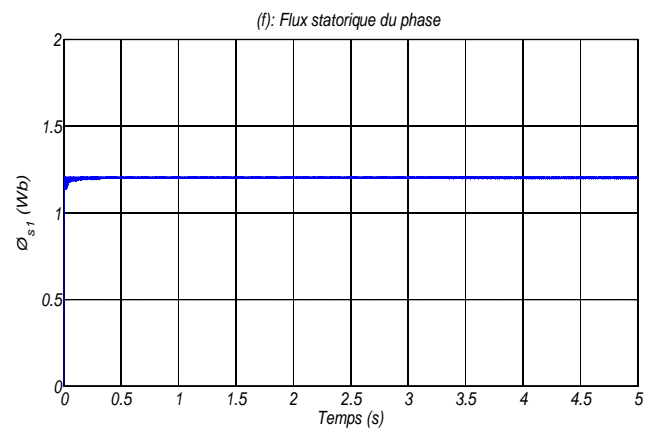
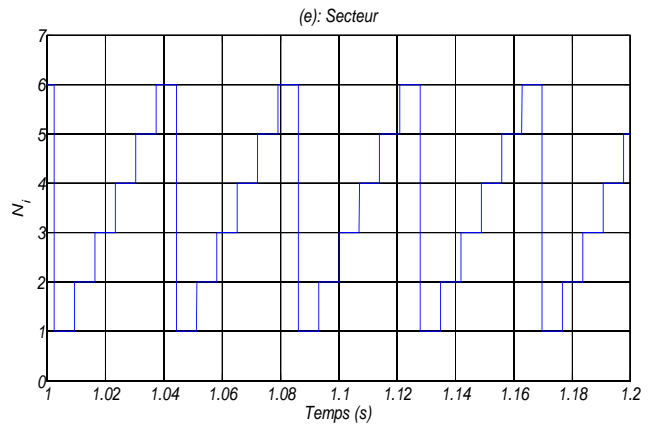
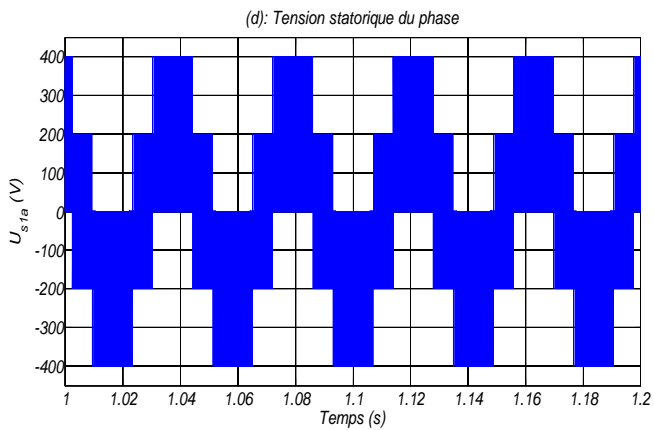
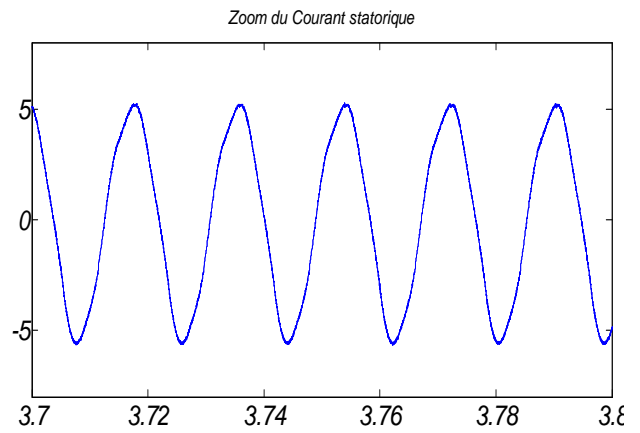
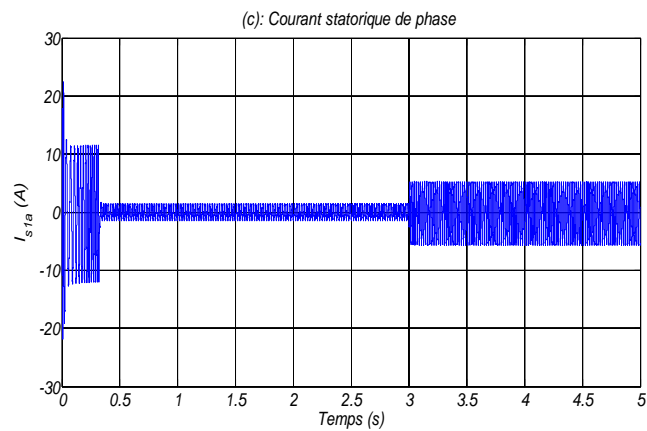
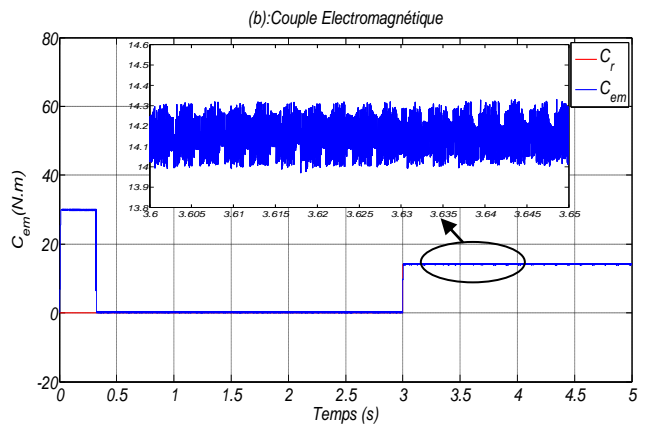
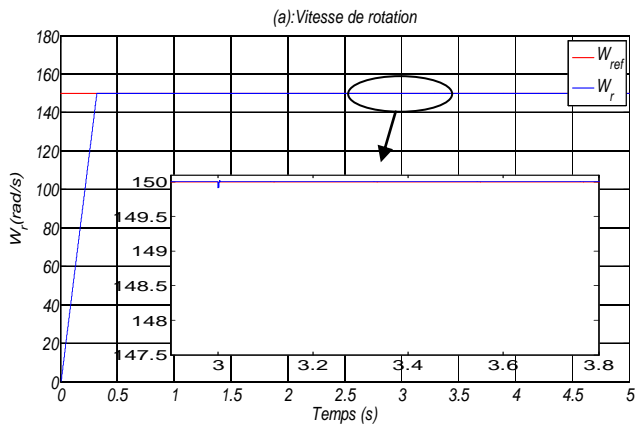


Figure (V.13): Surface caractéristique du gain de sortie δ (flou type-2)

V.4.1. Résultats de simulation

Pour bien juger la commande directe du couple avec un réglage de la vitesse par un contrôleur adaptatif flou type-2. Pour cela, nous avons présentés les mêmes essais de simulation effectués précédemment (les chapitres III, IV, V). Les résultats obtenus sont présentés dans les figures ((V.14), (V.15), (V.16) et (V.17)).

✓ Démarrage à vide et puis d'une application de charge



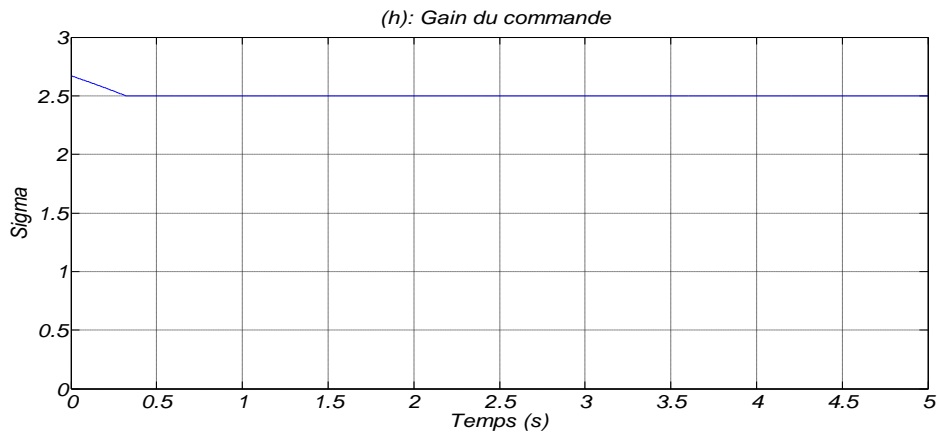


Figure (V.14): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT2 en charge de la MASDE

✓ Test de variation de la charge

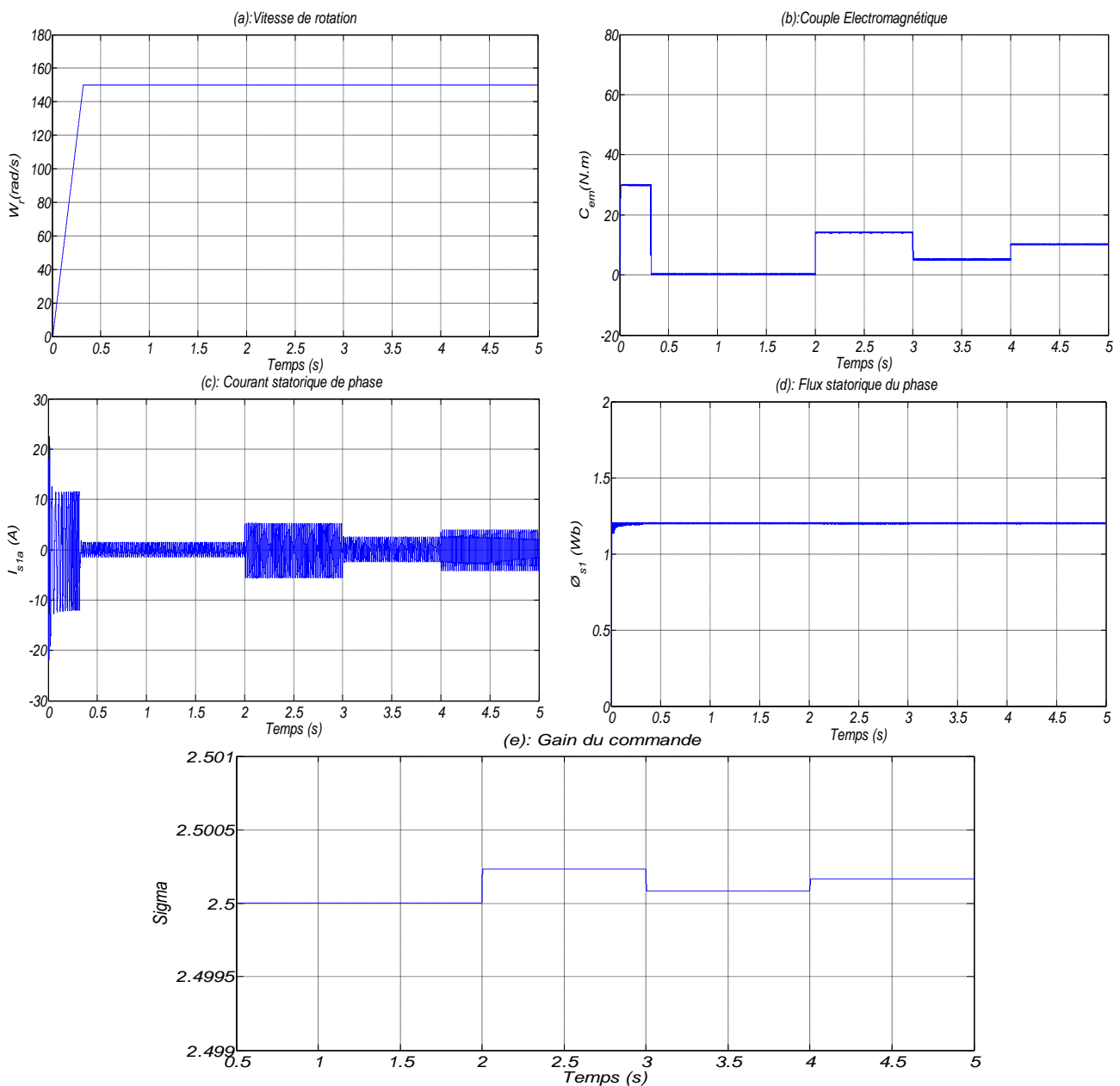


Figure (V.15): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT2 en cas de variation du charge de la MASDE

✓ Test de changement du sens de rotation

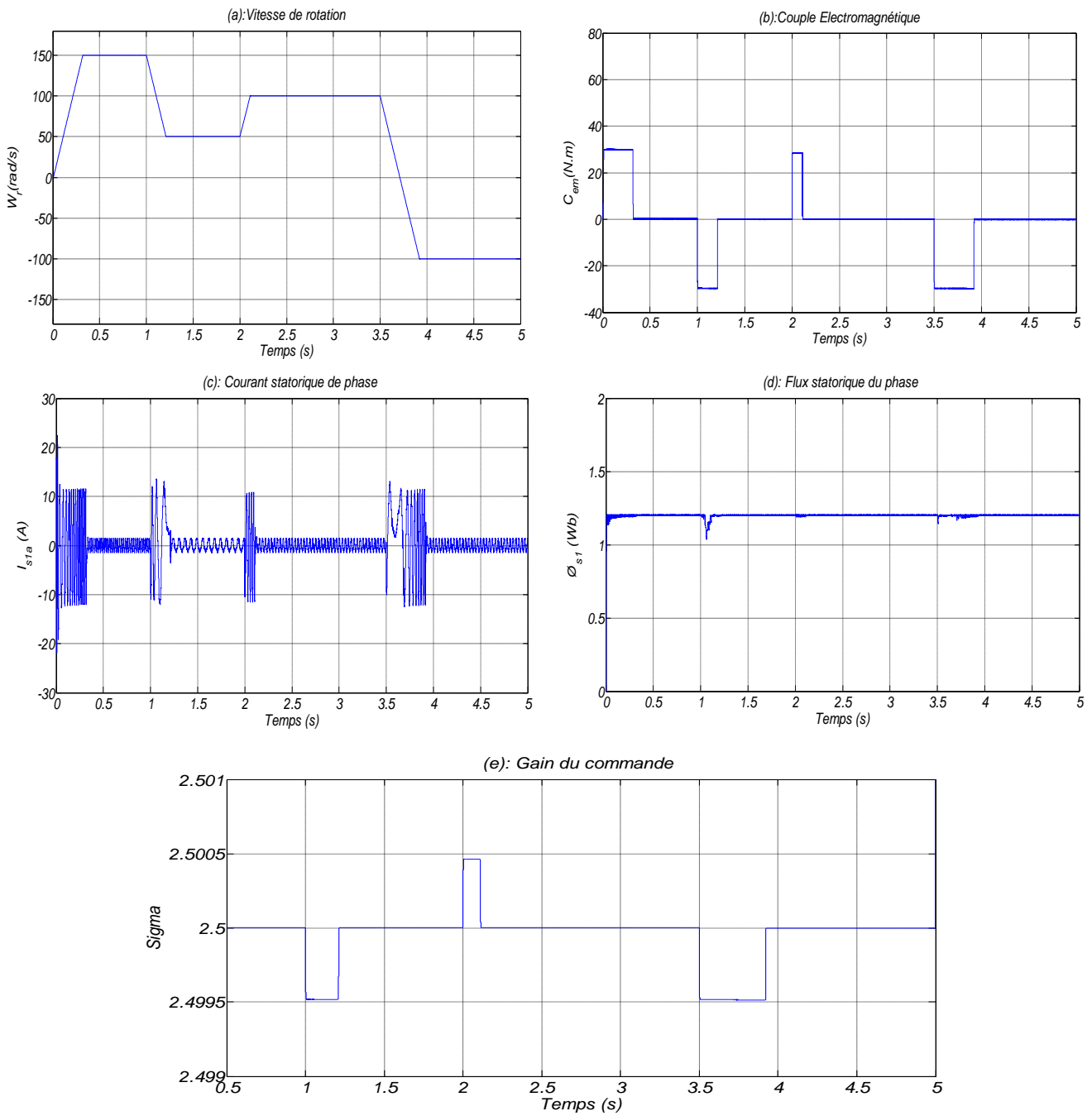


Figure (V.16): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT2 en cas de variation de vitesse de la MASDE

✓ Robustesse vis-à-vis la variation paramétriques

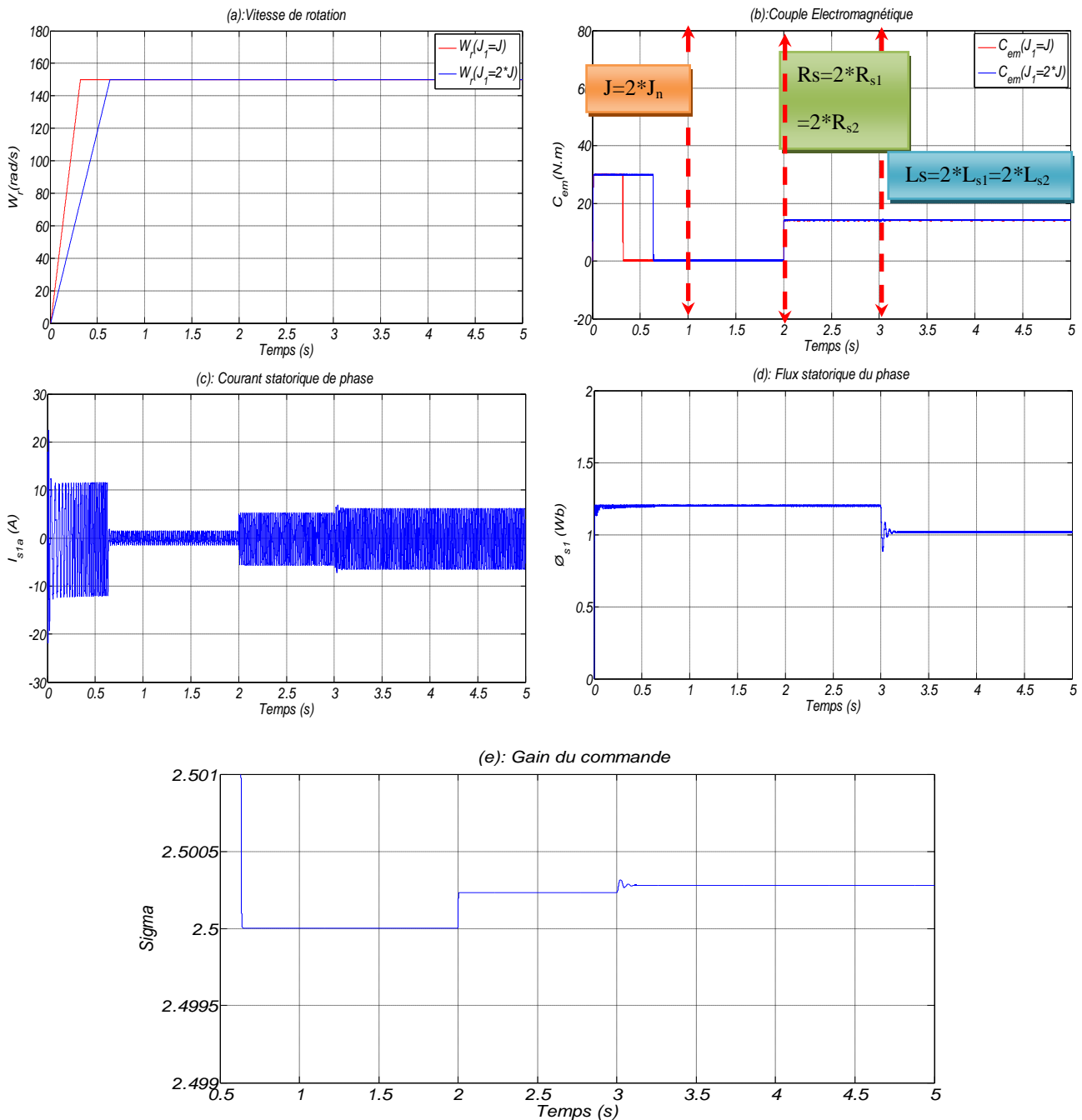


Figure (V.17): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CAFT2 en cas de variation du paramétrique de la MASDE

• Interprétations des résultats

D'après les résultats obtenus pour les différents tests de simulation:

On constate que une nette amélioration des performances statiques et dynamiques de la MASDE. Cette amélioration se manifeste au niveau de la qualité du signal de vitesse (largeur de

bande plus réduite) (figure (V.14)), ainsi qu'au niveau du rejet quasi-total de la perturbation (couple de charge) (figure (V.16)) et robuste aux variations paramétriques (figure (V.17)).

Le CAFT2 présente une bonne poursuite avec faible oscillations et très bonne robustesse contrairement à les autres contrôleurs.

L'évolution du gain de commande δ est illustré dans les figures (V.14.h; V.15.e; V.16.e; et V.17.e). Nous constatons que l'intervention de ce gain aux moments critiques, ce qui montre le besoin de faire changer ce gain au cours de fonctionnement de la MASDE.

V.5. Etude comparative

Les systèmes de contrôle complexes modernes sont habituellement évalués par les critères de comparaison: la comparaison qualitative et la comparaison quantitative. Pour cela, dans le but d'évaluer les différents contrôleurs de vitesse de la MASDE vues dans cette thèse, nous allons présenter une étude comparative entre les performances des différents contrôleurs basé sur quatre tests effectués dans la simulation à savoir:

- Le premier test concerne a simulé un démarrage à vide, puis une mise en charge.
- La deuxième test on a introduit d'un échelon de vitesse de référence 150rd/s, et 50rad/s à $t=1s$, puis à l'instant $t=2s$ on augmente la vitesse jusqu'à 100rad/s et à l'instant 3.5s on fait inverser le sens de rotation à la valeur de -100rad/s.
- Dans le troisième test on a simulé le comportement de la MASDE lors la présence de la perturbation (bruit) interne qui traduit par la variation des paramètres électriques.
- Dans le quatrième test on a simulé le comportement de la MASDE lors la présence de la perturbation externe par l'injection du bruit de mesure.

V.5.1. Comparaison qualitative

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulations obtenus par la commande DTC de la MASDE utilisant cinq types de réglage de la vitesse, à savoir; le réglage par le contrôleur PI classique, le réglage par le contrôleur floue type-1(CFT1), le réglage par le contrôleur floue type-2 (CFT2), le réglage par le contrôleur adaptatif flou type-1(CAFT1) et le réglage par le contrôleur adaptatif flou type-2 (CAFT2).

Pour connaître les performances de chaque type de réglage nous avons appliqué les différents tests proposés. Les tests (1,2 et 3) est présentées dans les chapitres précédentes et dans cette section nous allons présente la quatrième teste.

Dans la quatrième teste, nous avons réalisé la simulation de la MASDE lors de la DTC avec contrôle de la vitesse par les cinq types de contrôleurs en présence du bruit externe (la figure V.20). Le bruit est présenté dans la chaîne de mesure de la vitesse mécanique comme illustre dans la figure (V.18).

Dans la simulation le bruit est choisi comme un bruit blanc, gaussien de moyenne nulle d'une variance de 1 et ajoutés à l'entrée de contrôleur de vitesse. L'évolution de bruit externe est donnée par la figure (V.19).

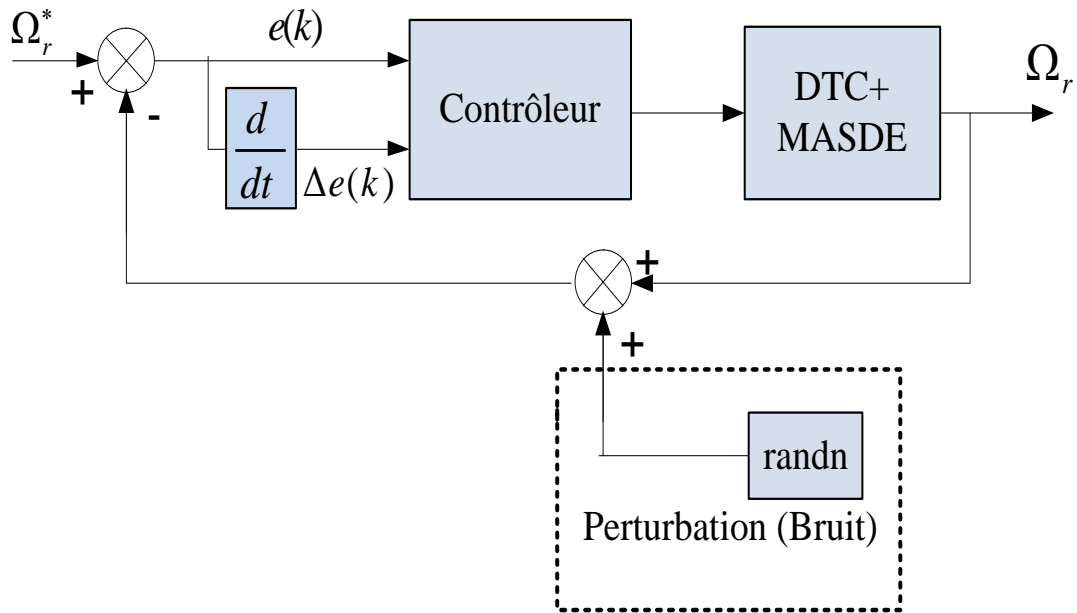


Figure (V.18): Schéma bloc d'un contrôleur avec perturbation [Yaz 12]

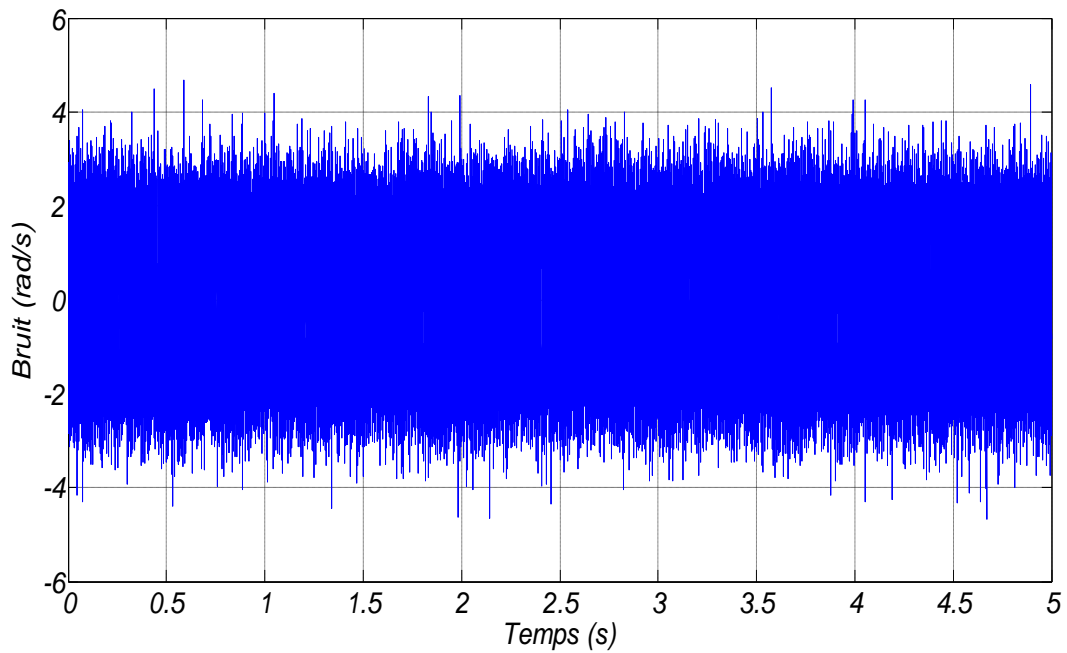


Figure (V.19): Simulation de bruit de la mesure

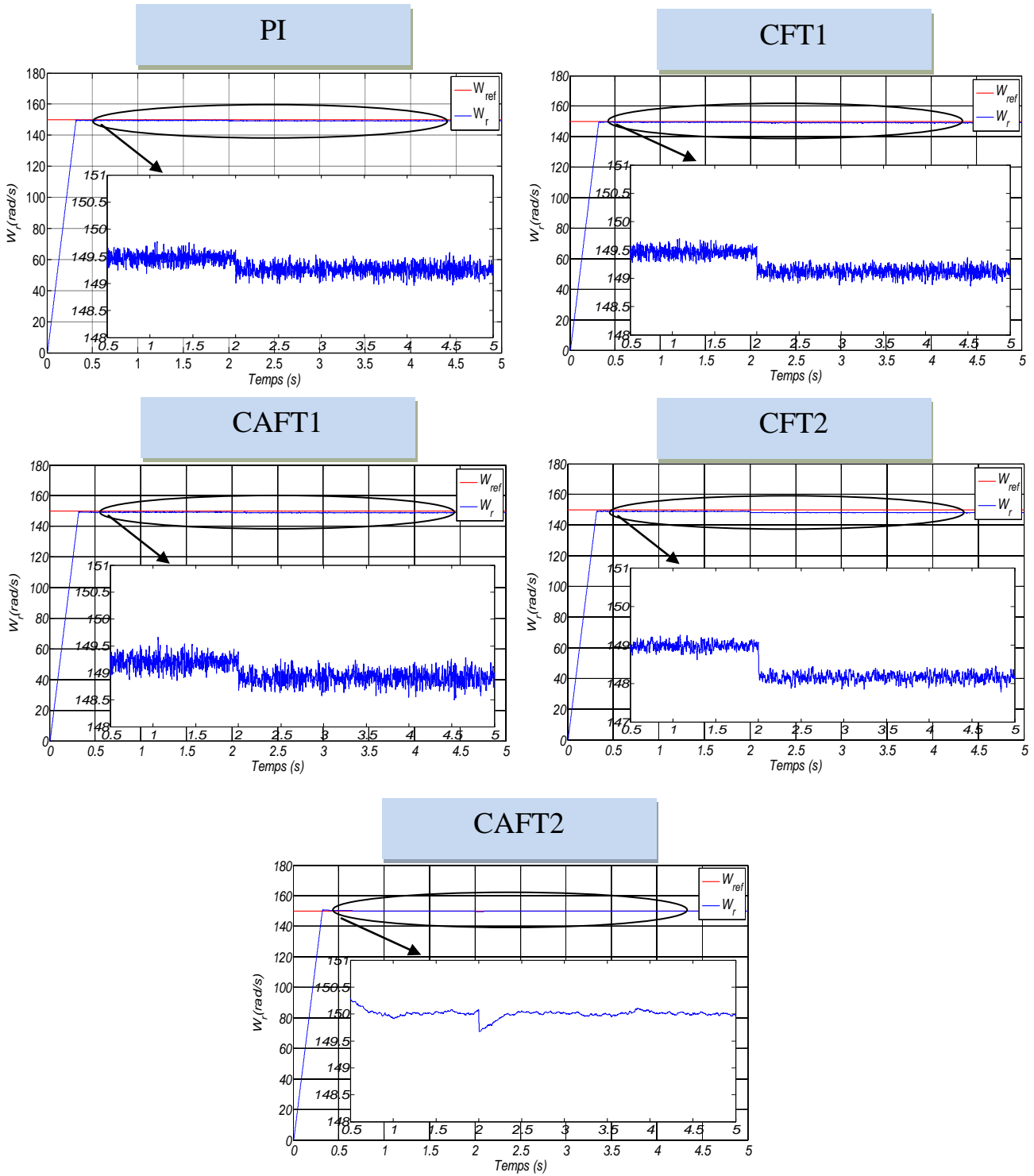


Figure (V.20): Vitesse de rotation pour les cinq contrôleurs en cas de perturbation externe

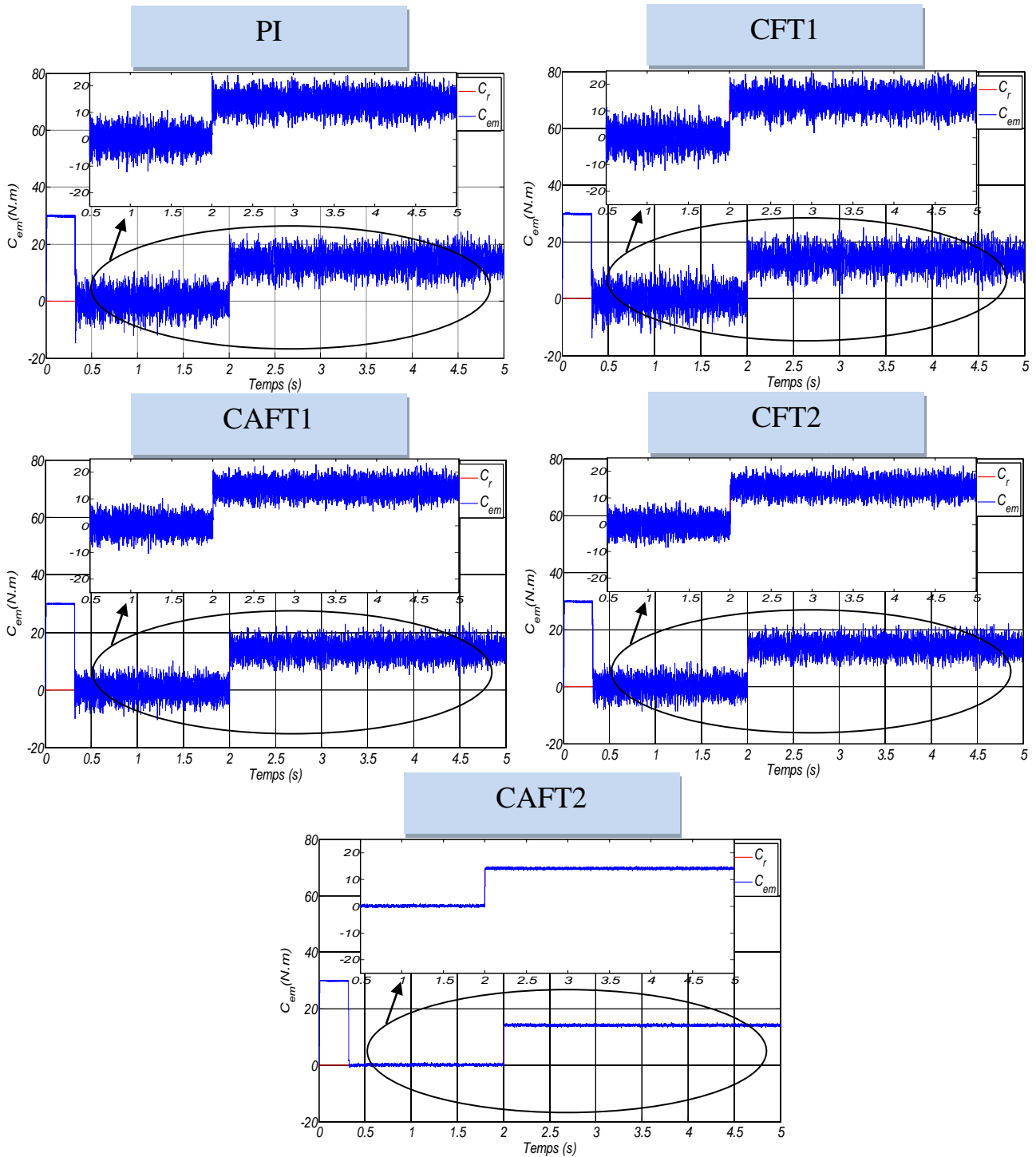
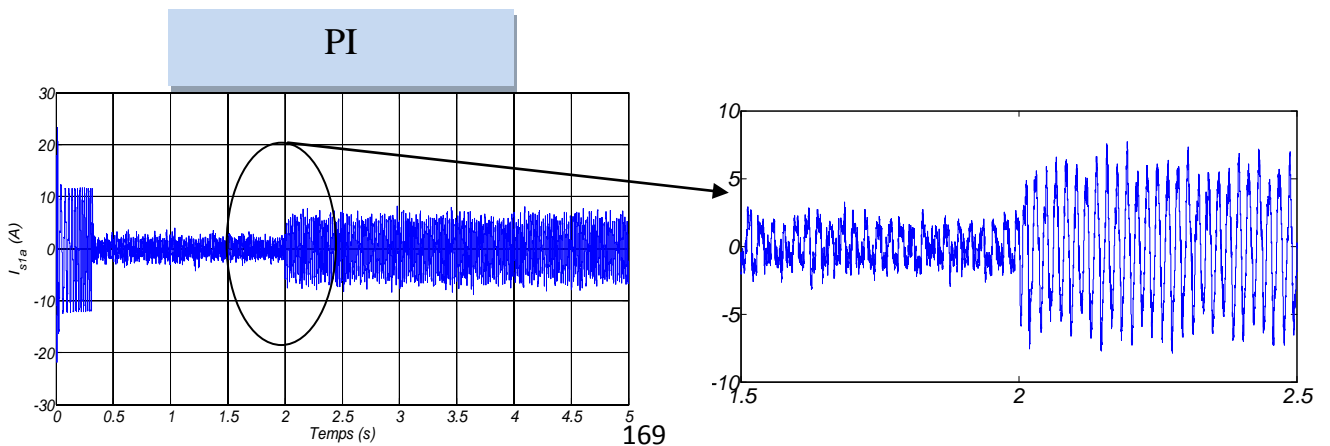


Figure (V.21): Couple électromagnétique pour les cinq contrôleurs en cas de perturbation externe



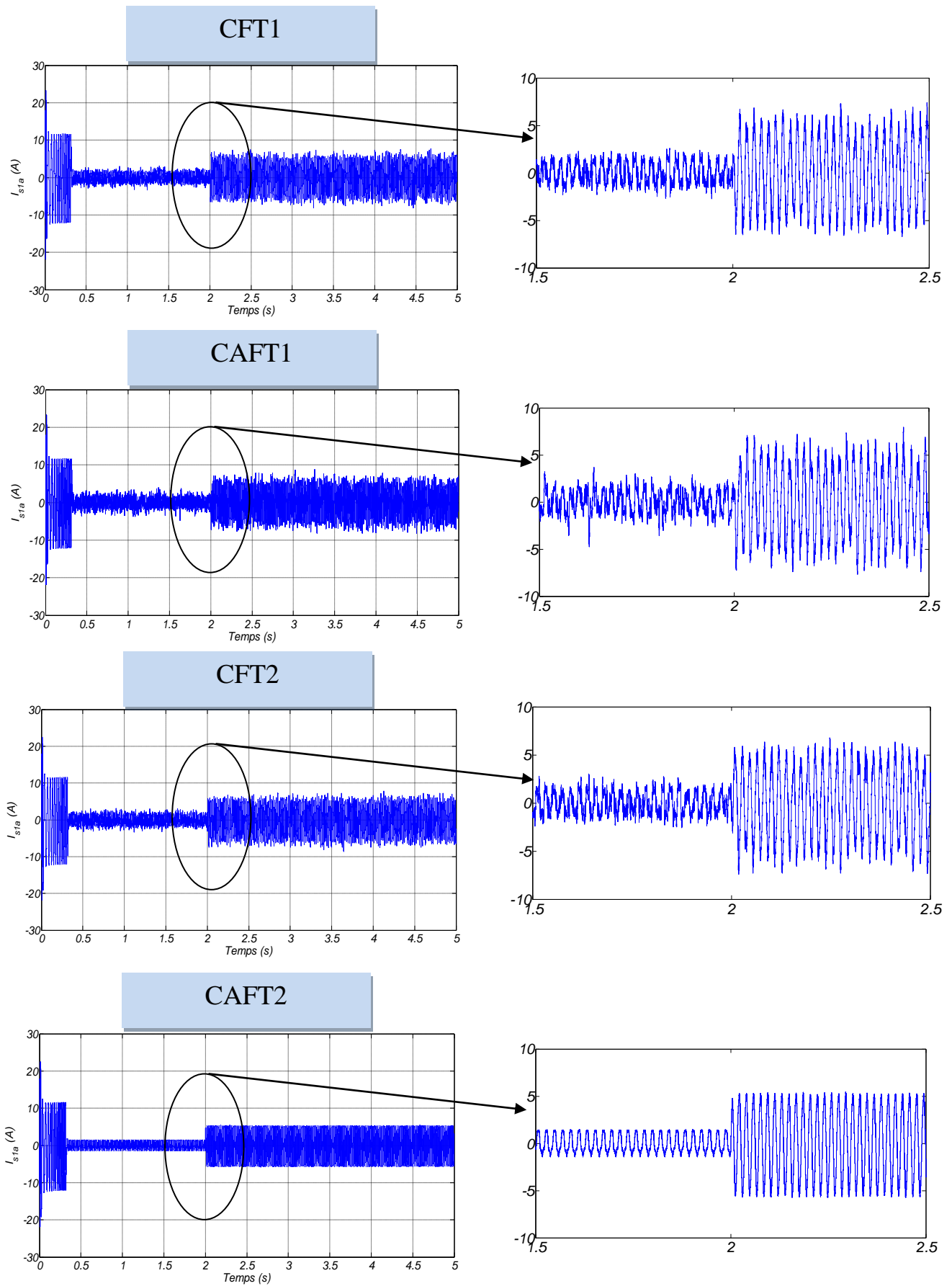


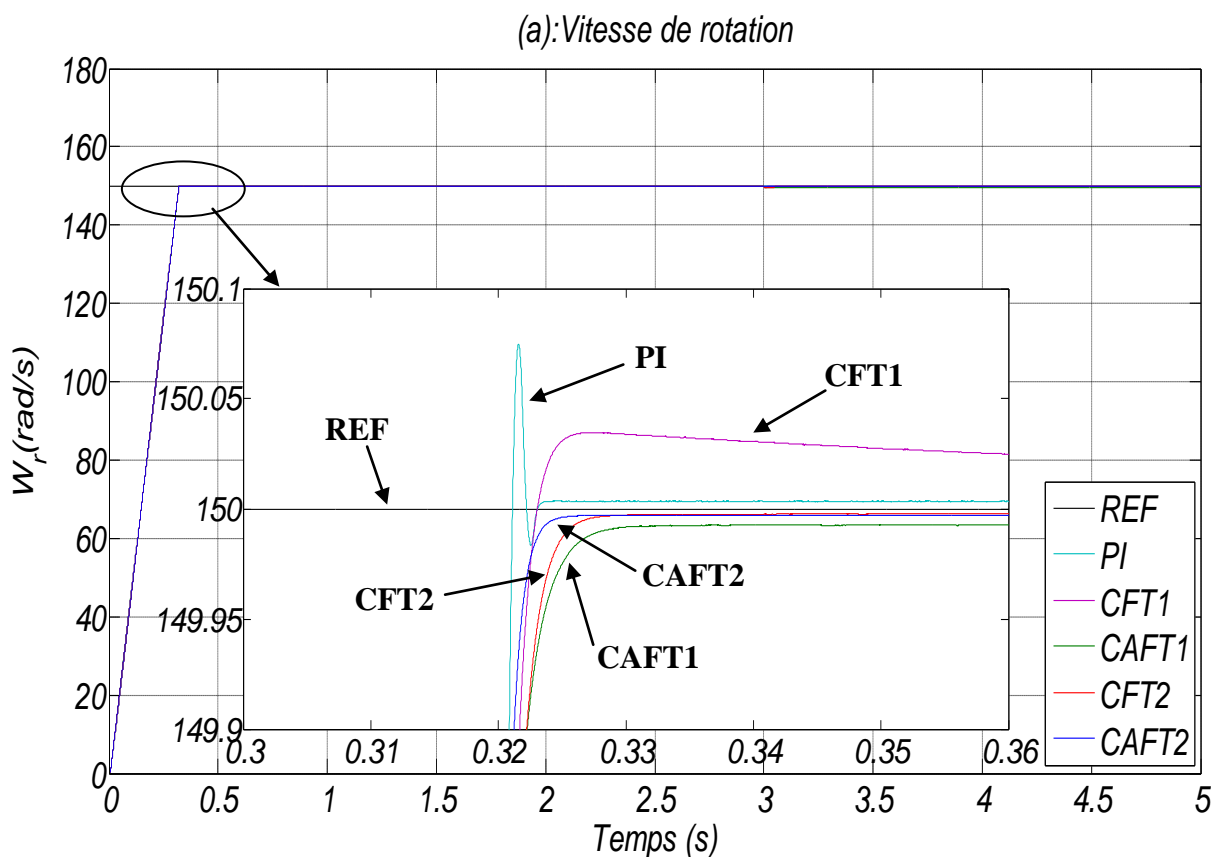
Figure (V.22): Courant statorique du phase pour les cinq contrôleurs en cas de perturbation externe

Les résultats de simulations avec une perturbation externe au niveau de la vitesse de rotation lors de la commande directe du couple utilisé les cinq contrôleurs sont présentés dans les figures (V.20, V.21 et V.22) avec l'introduction de la charge de 14N.m à l'instant $t=2s$.

On note que la vitesse suit sa valeur de référence avec ondulations dans les types de réglage présentée, mais la réponse de la commande par CAFT2 moins ondulé par rapport les autres contrôleurs (figure V.20). Et le contrôleur PI classique présente des pics au niveau du couple électromagnétique et des fluctuations remarquable pour les contrôleurs (CFT1, CAFT1, CFT2), par contre le contrôleur CAFT2 donne très bonne réponse (figure V.21) (figure V.21). Le courant statorique de la phase produit par la commande par CAFT2 est moins fluctué et purement sinusoïdale par rapport les autres contrôleurs (figure V.22).

Dans cette partie, on procède les résultats obtenus par la DTC de la MASDE utilisant les contrôleurs (PI, CFT1, CFT2, CAFT1, CAFT2) lors le fonctionnement de premier test.

Les résultats de simulation montrent bien les bonnes performances de la commande par CAFT2 (rapidité, stabilité et précision) (figure V.23.a), ainsi que les améliorations apportées par CAFT2 par rapport à les autres types de commandes en terme de réduction de l'effet fluctuations du couple et de courant statorique et du rejet de perturbation (figure V.23.b et c).



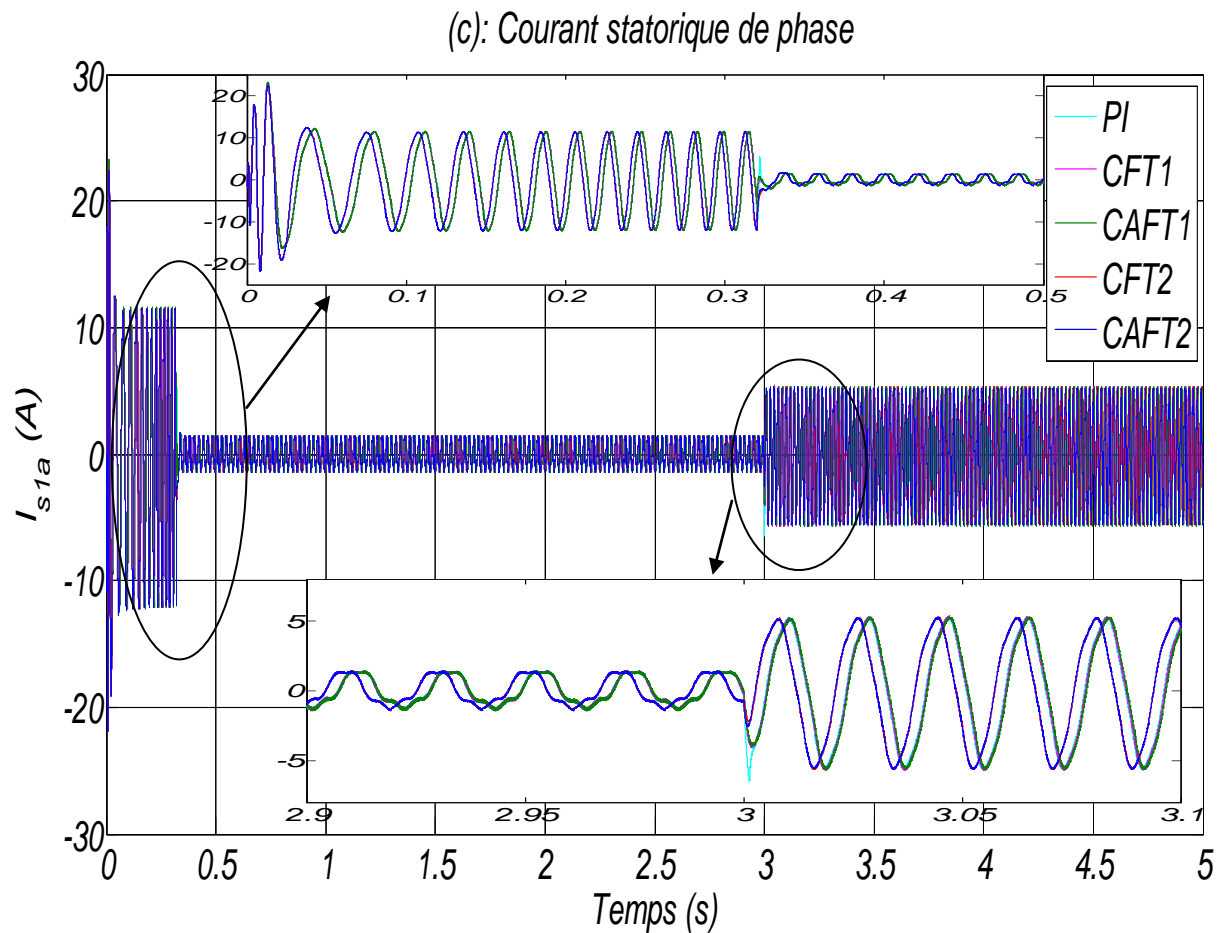
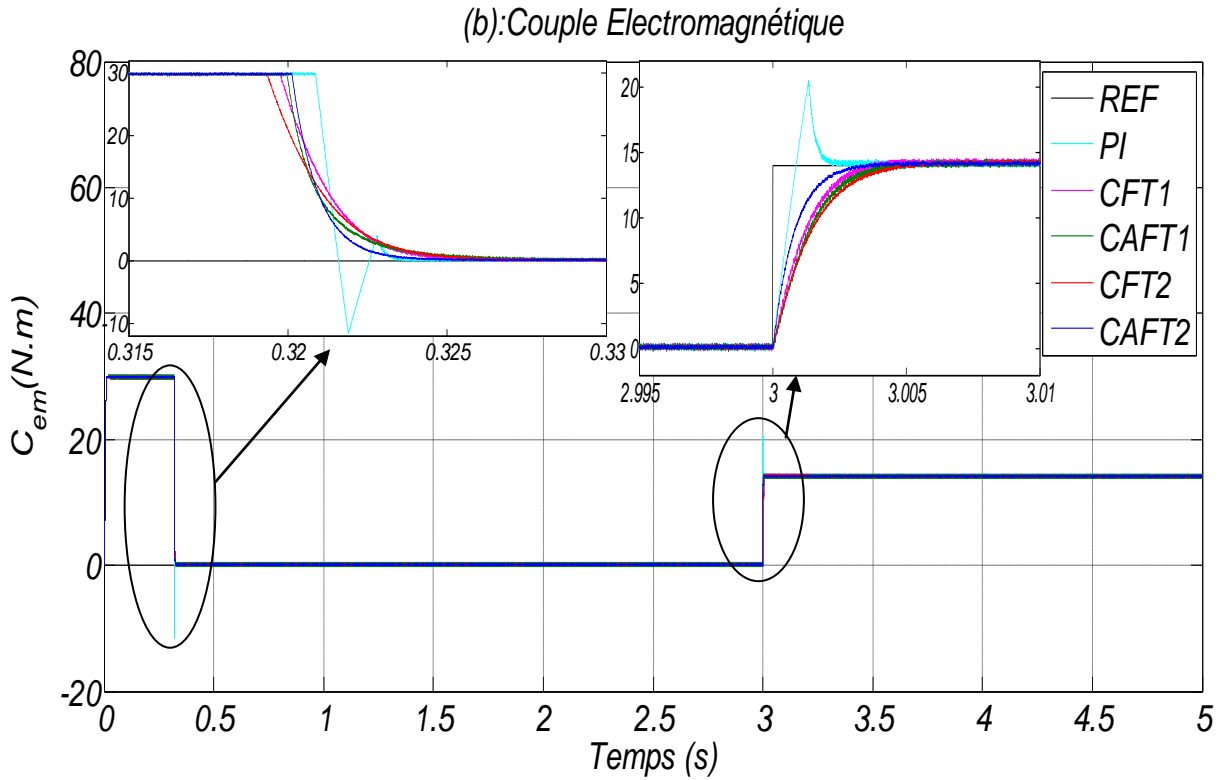
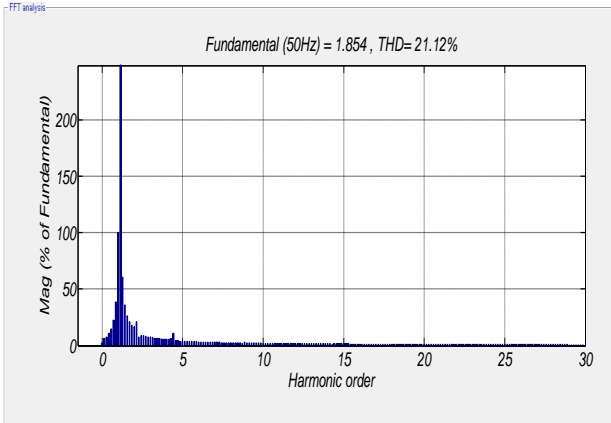
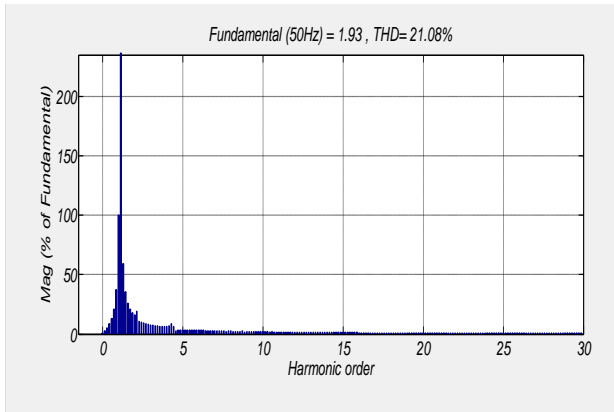


Figure (V.23): Vitesse, Couple, Courant statorique de la phase pour les cinq contrôleurs en cas de première test

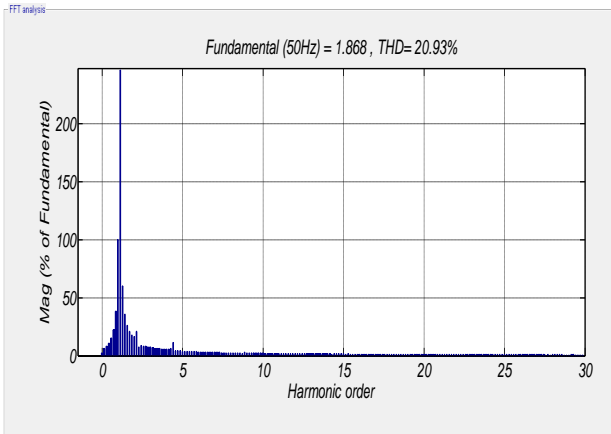
PI



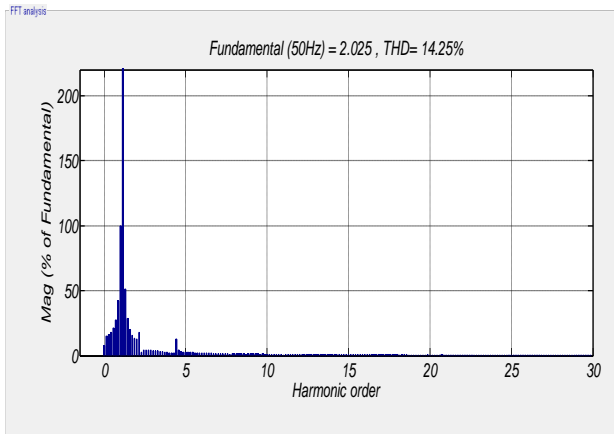
CFT1



CAFT1



CFT2



CAFT2

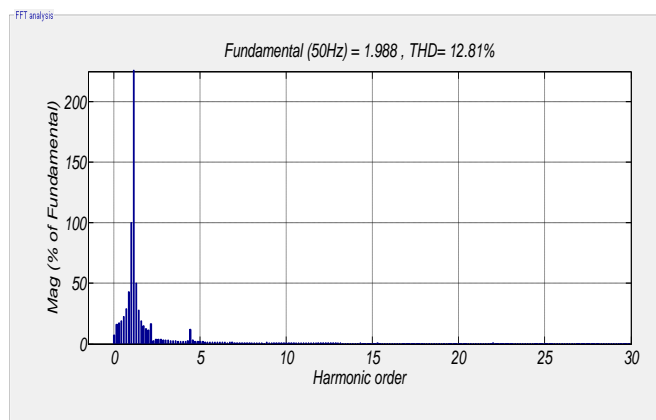


Figure (V.24): THD de courant statorique de la phase pour les cinq contrôleurs en cas de première test

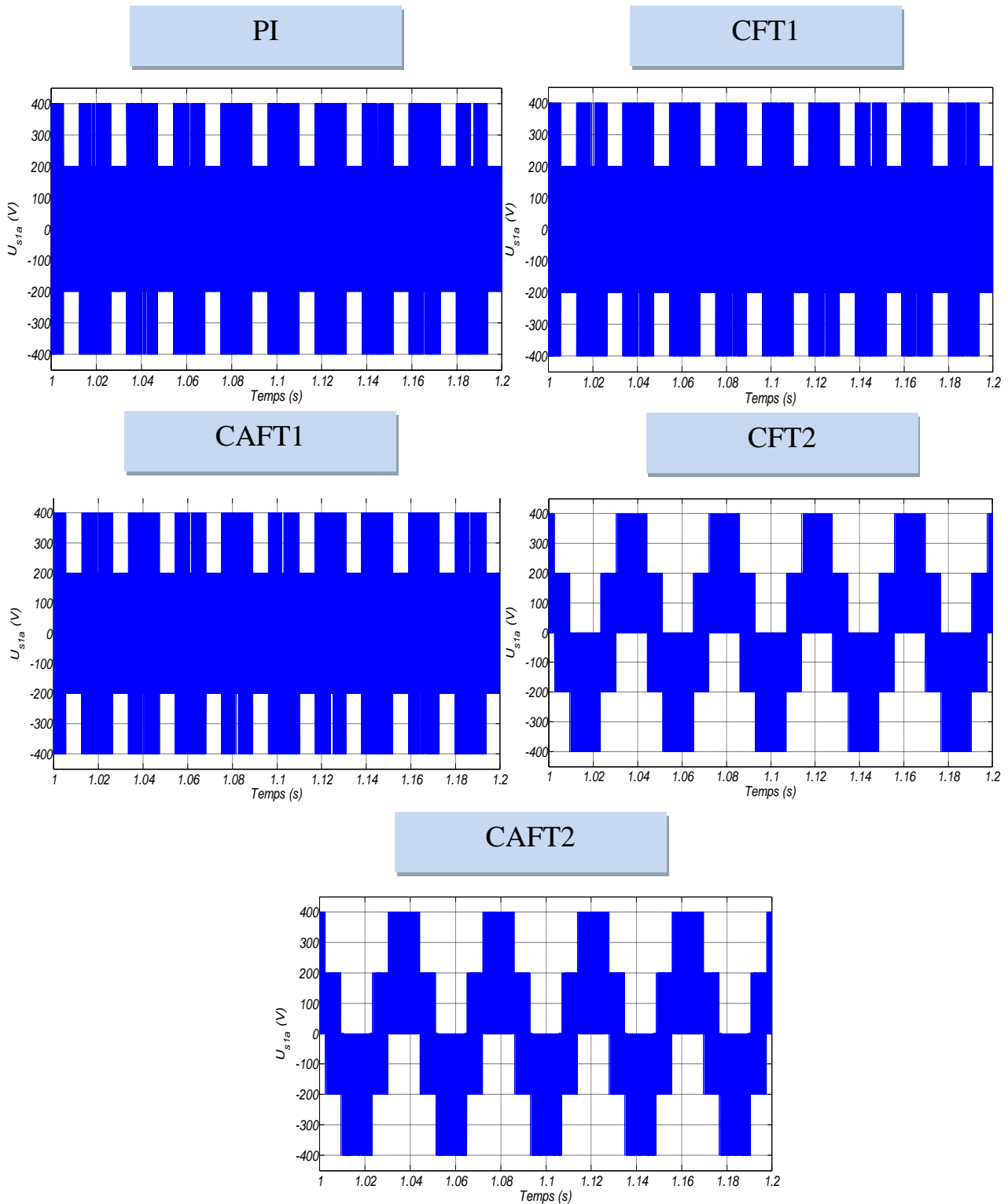


Figure (V.25): Tension de bus continu pour les cinq contrôleurs en cas de première test

V.5.2. Comparaison quantitative

L'objectif visé dans cette partie est la comparaison entre les différents contrôleurs de vitesse de la MASDE contrôlé par la quantitativement (en chiffres). Par conséquent, l'erreur et le temps sont des facteurs très importants qui doivent être considérés simultanément. En plus, la notion d'un indice de performance est très importante dans le domaine du contrôle de procédé et la conception du contrôleur.

Le choix du critère à utiliser dépend du type de la réponse désirée et l'erreur contribue différemment dans chaque critère.

Pour quantifier les erreurs, nous utilisons trois critères de performance, à savoir : l'intégral de l'erreur au carré (ISE), l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE) et l'intégral du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE) [Akk 18], [Hel 18a].

Mathématiquement ces critères sont définis par :

- Intégral de l'Erreur au Carré (ISE)

$$ISE = \int_0^{+\infty} e^2 dt \quad (4.2)$$

Le critère ISE est important dans le cas des réponses avec des dépassements minimums lorsque la charge varie. Par conséquent, ce critère est relativement peu sensible aux faibles erreurs par rapport aux fortes. Il conduit souvent à une réponse avec peu de dépassement mais avec une déstabilisation assez longue.

- Intégral de la valeur Absolue de l'Erreur (IAE)

$$IAE = \int_0^{+\infty} |e| dt \quad (4.3)$$

Le critère IAE donne plus de poids aux faibles erreurs.

- Intégral du Tempe multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE)

$$ITAE = \int_0^{+\infty} t|e| dt \quad (4.4)$$

Le critère ITAE privilégie une faible erreur statique au prix d'un dépassement initial qui peut être important puisqu'il a lieu pour des faibles valeurs de t.

Les valeurs des indices de performance obtenus pour les cinq types de contrôleurs vus dans cette thèse (PI, CFT1, CFT2, CAFT1 et CAFT2) des quatre tests sont résumées dans le tableau (V.2):

Teste	Indice	Type de Contrôleurs				
		PI	CFT1	CFT2	CAFT1	CAFT2
1	ISE	2503	2503	2503	2503	2503
	IAE	24.65	24.60	24.16	25.28	24.02
	ITAE	5.027	4.121	2.808	3.015	2.795
2	ISE	8855	8855	8851	8855	8851
	IAE	79.38	79.12	77.88	78.53	77.27
	ITAE	171.1	170.53	168.74	170.25	168.31
3	ISE	4856	4856	4854	4856	4854
	IAE	49.90	49.71	48.18	49.24	48.14
	ITAE	13.68	12.43	10.37	11.7	10.34
4	ISE	2508	2508	2505	2505	2503
	IAE	31.78	29.15	27.67	28.08	24.81
	ITAE	23.92	15.64	11.49	12.93	3.061

Tableau V.2 : Comparaison quantitative entre les différents contrôleurs.

Selon le tableau V.2 relative aux quatre tests proposé, on remarque que la logique floue type-2 est très efficace dans les cas où les incertitudes (interne et externe) et présentent des bonnes performants en comparaison par rapport à les autres contrôleurs. En plus, les critères ISE, IAE et ITAE prennent des valeurs le plus faible lorsque le contrôleur CAFT2 par rapport à les contrôleurs (PI, CFT1, CFT2, CAFT1).

La table de comparaison montre que la DTC avec un contrôleur adaptatif flou type-2 (CAFT2) est supérieure à la DTC basé sur les contrôleurs (PI, CFT1, CFT2, CAFT1) du point de vue performance globale.

V.6 Conclusion

Ce chapitre a été scindé en trois parties, dans la première partie nous avons présenté les concepts de la commande adaptative floue, et nous avons également donné le principe de la commande adaptative floue directe (auto-ajustable) et indirecte (par mode référence). Dans la deuxième partie, nous avons développé des contrôleurs adaptatifs flous type-1 et type-2 pour le réglage de vitesse de la MASDE. Les résultats obtenus par les différents tests ont confirmé

que les contrôleurs flous type-2 présentent des excellentes performances en fonctionnement normal (pas de changement paramétrique) et lors des conditions de fonctionnement sévères (avec changements paramétriques).

La troisième partie, on procédera par une étude comparative entre les cinq contrôleurs proposée dans cette thèse. Par l'utilisation de deux approches fondamentales qualitative et quantitative.

Les résultats obtenus montrent bien que la supériorité des contrôleurs floue type-2 par rapport à les autres contrôleurs vis-à-vis les perturbations internes et externes.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse est l'alimentation, la commande et le réglage robuste de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile. Pour cela, nous avons appliqué des techniques de commande rapprochées (PWM, SVM) pour le pilotage des onduleurs à deux niveaux et multiniveaux. On a appliqué également des stratégies de commande classiques (FOC, DTC) en se basant sur des algorithmes de réglage robuste tels que: la logique floue type-1, la logique floue type-2, la commande adaptative floue type-1 et la commande adaptative floue type-2, pour le but de la contribution à la commande de ce genre des machines, qui -différentes aux machines asynchrones conventionnelles- possèdent six phases.

Les principaux volets de ce travail sont résumés comme suit:

Dans la première phase, nous avons présenté en premier lieu, des généralités sur les machines polyphasées et les différentes techniques de commande utilisées. Puis nous avons présenté les différents travaux développés pour l'amélioration de la DTC. En second lieu, un rappel théorique sur la modélisation de la MASDE a été présenté, en se basant sur le modèle équivalent de Park, en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

L'alimentation de la MASDE a été assurée par des onduleurs de tension (deux niveaux et trois niveaux) contrôlés par MLI sinus triangulaire et MLI vectorielle, alimentés à travers l'ensemble: réseau électrique-redresseur-filtre RLC. Des simulations ont été effectuées sur le modèle obtenu qui traduit facilement le fonctionnement de la MASDE.

La deuxième phase de cette thèse a été composée par trois parties. Dans la première partie, la commande par orientation de flux rotoriques a été présentée. Les résultats obtenus montrent bien la validité de ce type de commande. Par ailleurs, la sensibilité aux variations paramétriques de la machine présente l'inconvénient majeur de technique de commande. En effet, une alternative s'impose d'utiliser d'autres techniques telles que la commande directe du couple (DTC). Dans la deuxième partie, une étude théorique sur le principe de la commande directe du couple (DTC) a été présentée, cette technique possède plusieurs avantages par rapport à la commande par orientation de flux (un découplage naturel, l'absence du bloc MLI, réponse excellente du couple, ...etc). Elle ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Les résultats de simulations obtenus ont permis de juger la qualité de la DTC qui est caractérisée par l'absence de dépassement et la rapidité de réponse, elle présente également une bonne robustesse vis-à-vis les variations paramétriques de la MASDE. Cependant, deux inconvénients

majeurs caractérisent cette stratégie de commande: La fréquence de commutation variable et les oscillations du couple et de flux. Les résultats de simulation montrent bien ces inconvénients.

La troisième partie de cette phase avait pour objectif d'améliorer les performances de la DTC par des méthodes dites classiques (multiplier le nombre des secteurs, utiliser des onduleurs multiniveaux). Ces méthodes n'introduisent pas des modifications notables sur la DTC (la fréquence de commutation reste variable). La DTC-SVM et la DTC-SVM multiniveaux, portent des améliorations remarquables par rapport aux méthodes classiques, ils nous ont permis de travailler avec une fréquence de commutation constante avec une réduction notable des fluctuations du couple et de flux, ainsi que le taux de distorsion harmonique.

Toutes les techniques étudiées dans ce travail utilisant des régulateurs PI classiques, qui 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, la troisième phase de cette thèse était consacrée à l'amélioration de la robustesse de différentes stratégies de commandes, nous avons proposé des techniques de réglage modernes basées sur l'intelligence artificielle à savoir: la logique floue type-1, la logique floue type-2 et la commande adaptative floue type-1 et type-2.

Les résultats de simulation obtenus présentent la supériorité des contrôleurs flous type-2 par rapport aux contrôleurs flous type-1 et PI classiques, surtout en présence des incertitudes (internes et externes), et montrent bien les bonnes performances, qui ont été traduites par une réduction des ondulations du couple et du flux, ainsi que le dépassement. Une étude comparative a été présentée par la suite on se basant sur les critères (ISE, IAE, ITAE). Les résultats de simulation obtenus par les cinq contrôleurs (PI, CFT1, CFT2, CAFT1, CAFT2) montrent que le réglage de la vitesse par la commande adaptative basée sur la logique floue type-2 donne des excellentes performances.

Pour la continuité de la recherche relative à ce travail, nous proposons comme perspectives:

- Validation expérimentale afin de confirmer les résultats obtenus par les différentes stratégies de contrôle proposées dans cette thèse.

- Application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la commande prédictive, la commande par mode glissant d'ordre 2, commande hybride (mode glissant d'ordre 2 et flou type 2).

- Utilisation des onduleurs multi-niveaux, les convertisseurs matriciels et les convertisseurs multicellulaires pour améliorer de plus les performances du courant et la tension, afin

d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.

- L'étude de cette machine en fonctionnement génératrice, et son intégration dans un système de production d'énergie.

- Ajuster les fonctions d'appartenance floues type-2 des prémisses. Dans ce cas nous proposons d'adapter les paramètres suivants: centres, largeurs, amplitudes des fonctions d'appartenances inférieures par des algorithmes évolutifs (algorithme génétique, PSO,...).

- Etudier la machine en régime dégradé.

Annexe

Annexe A

Paramètres de la machine asynchrone double étoile [Elk 13]:

Puissance nominale : $P_n = 4.5$ kW;

Tension nominale : $V_n = 220/380$ V;

Courant nominal : $I_n = 6.5$ A;

Résistance statorique en étoile 1 : $R_{s1} = 3.72$ Ω ;

Résistance statorique en étoile 2 : $R_{s2} = 3.72$ Ω

Résistance rotorique : $R_r = 2.12$ Ω ;

Inductance statorique en étoile 1 : $L_{s1} = 0.022$ H ;

Inductance statorique en étoile 2 : $L_{s2} = 0.022$ H ;

Inductance rotorique : $L_r = 0.006$ H ;

Inductance Mutuelle : $L_m = 0.3672$ H ;

Nombre de paires de pôles : $p = 1$;

Coefficient de frottement : $K_f = 0.001$ N.m/rd/s ;

Angle de décalage : $\alpha = 30$ Degrés ;

Inertie du moteur : $J = 0.0625$ Kg. m² ;

Annexe B

Calcul des régulateurs

Nous avons vu que le découplage entre les axes d et q nous permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple. Le calcul des régulateurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles [Zha 96], [Elk 08], [Mel 14].

B.1. Régulateurs de courants

Pour le système de réglage, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

D'après le système (3.16) on a :

$$\begin{cases} V_{s1d} = (R_{s1} + L_{s1}S)I_{s1d} \\ V_{s2d} = (R_{s2} + L_{s2}S)I_{s2d} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Donc:

$$\begin{cases} I_{s1d} = \frac{V_{s1d}}{(R_{s1} + L_{s1}S)} \\ I_{s2d} = \frac{V_{s2d}}{(R_{s2} + L_{s2}S)} \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Les boucles de régulation des courants i_{ds1} et i_{ds2} sont représenté par la figure B.1 suivante :

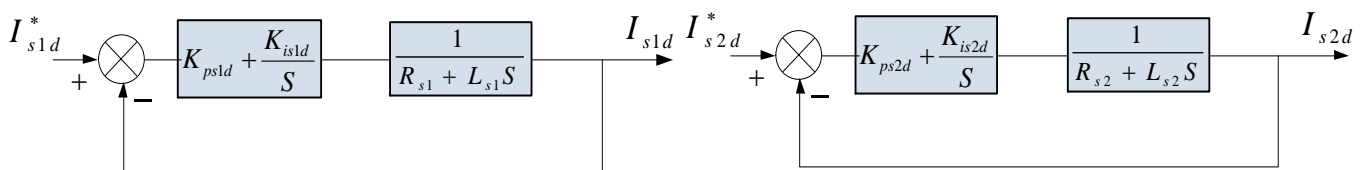


Figure (B.1): Schéma fonctionnel des régulateurs des courants I_{s1d} et I_{s2d}

Les fonctions de transfert d'un régulateur PI est :

$$\begin{cases} C_{s1d}(S) = K_{ps1d} + \frac{K_{is1d}}{S} \\ C_{s2d}(S) = K_{ps2d} + \frac{K_{is2d}}{S} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

On a donc:

$$\begin{cases} V_{s1d} = \left(K_{ps1d} + \frac{K_{is1d}}{S} \right) (I_{s1d}^* - I_{s1d}) \\ V_{s2d} = \left(K_{ps2d} + \frac{K_{is2d}}{S} \right) (I_{s2d}^* - I_{s2d}) \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

Les fonctions de transfères en boucle fermée sont:

$$\begin{cases} \frac{I_{s1d}}{I_{s1d}^*} = \frac{\frac{K_{ps1d}S + K_{is1d}}{L_{s1}}}{S^2 + \frac{R_{s1} + K_{ps1d}}{L_{s1}}S + \frac{K_{is1d}}{L_{s1}}} \\ \frac{I_{s2d}}{I_{s2d}^*} = \frac{\frac{K_{ps2d}S + K_{is2d}}{L_{s2}}}{S^2 + \frac{R_{s2} + K_{ps2d}}{L_{s2}}S + \frac{K_{is2d}}{L_{s2}}} \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

Le dimensionnement des régulateurs est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (B.5) est du deuxième ordre, nous imposant deux pôles à partie réelle négative.

Le dénominateur de la fonction de transfère de chaque régulateur est de la forme:

$$D(S) = S^2 + 2\xi\omega_0 S + \omega_0^2 \quad (\text{B.6})$$

Donc, nous obtenons les paramètres des régulateurs, en fonction de l'amortissement ξ et de la pulsation propre ω_0 .

Pour une erreur statique de 5%, le temps de réponse t_r d'un système est exprimé en fonction de ξ et ω_0 par:

$$T_{r-5\%} = \frac{5}{\xi\omega_0} \quad (\text{B.7})$$

L'amortissement est en générale choisie comme amortissement critique c'est-à-dire $\xi = 1$. Par identification entre les équations (B.5) et (B.6), nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI (Les mêmes calculs effectués pour les régulateurs I_{s2d} , I_{s1q} et I_{s2q}):

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{ps1d} = 2\xi\omega_0 L_{s1} - R_{s1} \\ K_{is1d} = \omega_0^2 L_{s1} \\ K_{ps2d} = 2\xi\omega_0 L_{s2} - R_{s2} \\ K_{is2d} = \omega_0^2 L_{s2} \\ K_{ps1q} = 2\xi\omega_0 L_{s1} - R_{s1} \\ K_{is1q} = \omega_0^2 L_{s1} \\ K_{ps2q} = 2\xi\omega_0 L_{s2} - R_{s2} \\ K_{is2q} = \omega_0^2 L_{s2} \end{array} \right. \quad (\text{B.8})$$

B.2. Régulateur de flux

Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale. On a:

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1 + T_r S} 2I_{s1d} \quad (\text{B.9})$$

Donc:

$$\frac{\Phi_r}{2I_{s1d}} = \frac{L_m}{1 + T_r S} \quad (\text{B.10})$$

Comme la dynamique du courant est plus rapide que la dynamique du flux, les courants I_{s1d}, I_{s2d} sont supposés déjà arrivés à ses valeurs de références I_{s1d}^*, I_{s2d}^* . D'où le schéma-bloc de la régulation du flux rotorique (Figure B.2):

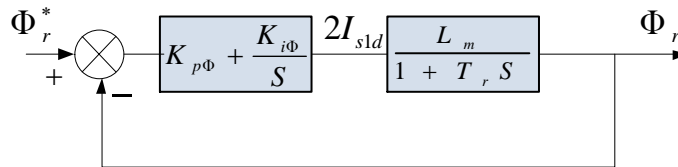


Figure (B.2): Schéma fonctionnel du régulateur de flux Φ_r

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{K_{p\Phi} S + K_{i\Phi} \frac{L_m}{T_r}}{S^2 + \frac{1}{T_r} (1 + L_m K_{p\Phi}) S + \frac{L_m K_{i\Phi}}{T_r}} \quad (\text{B.11})$$

De la même manière, pour dimensionner le régulateur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du régulateur seront:

$$\begin{cases} K_{p\Phi_r} = \frac{(2\xi\omega_0 T_r - 1)}{L_m} \\ K_{i\Phi_r} = \frac{\omega_0^2 T_r}{L_m} \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

B.3. Régulateur de vitesse

D'après l'équation mécanique, nous avons:

$$\frac{\Omega_m}{C_{em}} = \frac{K_m}{1 + T_m S} \quad (\text{B.13})$$

Avec :

$$K_m = \frac{1}{K_f} \quad \text{Et} \quad T_m = \frac{J}{K_f}$$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse:

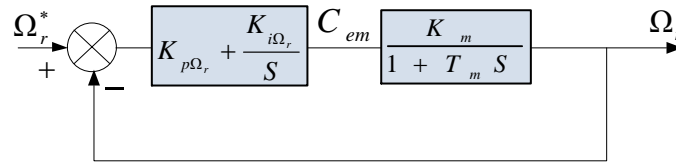


Figure (B.3): Schéma fonctionnel du régulateur de la vitesse Ω_r

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe (boucle de vitesse) seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles internes (boucles de flux et des courants).

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega_m}{\Omega_r^*} = \frac{\frac{K_m}{T_m} (K_{p\Omega_m} S + K_{i\Omega_m})}{S^2 + \frac{(1 + K_m K_{p\Omega_m})}{T_m} S + \frac{K_m K_{i\Omega_m}}{T_m}} \quad (\text{B.14})$$

Par imposition des pôles en boucles fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI:

$$\begin{cases} K_{p\Omega_m} = \frac{(2\xi\omega_0 T_m - 1)}{K_m} \\ K_{i\Omega_m} = \frac{\omega_0^2 T_m}{K_m} \end{cases} \quad (\text{B.15})$$

Annexe C

Les gains des contrôleurs flous

C.1. Contrôleur flou type-1

Gain de la variation d'erreur $k_{de}=0.0347$;

Gain de la variation de commande $k_{dce}=200.24$;

Gain de l'erreur $k_e=0.00526$;

C.1. Contrôleur flou type-2

Gain de la variation d'erreur $k_{de}=0.0233$;

Gain de la variation de commande $k_{dce}=250.3$;

Gain de l'erreur $k_e=0.00478$;

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [Abd 97] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj**, "Modélisation des machines électriques", Presses de l'université de Batna, Algérie, 1997.
- [Abd 16] **B. Abdelmalik, S. Salah, B. Fouad**, "Comparative study of the multilevel inverters controlled by space vector pulse width modulation", *The Mediterranean Journal of Electronics and Communications*, Vol 12, No 2, pp 88-99, 2016.
- [Abd 18] **B. Abdelmalik**, "Commande par MLI vectorielle d'un onduleur multi-niveaux", Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, Algérie, 2018.
- [Abi 09] **M. Abid**, "Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI", Thèse de Doctorat, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2009.
- [Ahm 16] **A. Ahmed, D. Ziane, T. Rekioua, A. Tounzi**, "robustness of the direct torque control of double star induction motor in fault condition", *Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg.* Vol. 61, No. 2, pp.147–152, 2016.
- [Akk 14] **N. Akkari, A. Chaghi, R. Abdessemed**, "Speed control of doubly star induction motor using direct torque dtc based to on model reference adaptive control (MRAC)", *International Journal of Hybrid Information Technology*, Vol 7, No. 2, pp 19- 28, 2014.
- [Akk 18] **A. Akka**, "Commande par l'utilisation des techniques du soft computing et leurs optimisations: Application à la commande d'un quadruple réservoir" Thèse de Doctorat, université d'Oran, Algérie, 2018.
- [Ami 12] **H. Amimeur**, "Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile", Thèse de doctorat, université de Batna, Algérie, 2012.
- [Ann 99] **M. Anne, M A. Hissel**, "Contrôle direct du couple électromagnétique de machines asynchrones de grande puissance", Thèse Doctorat ENSEEIHT, France, Toulouse 1999.
- [Ann 11] **M. M. Annane**, "Analyse de stabilité et synthèse des systèmes flous de type-2", Mémoire de Magister, université de Sétif, Algérie, 2011.
- [Ard 06] **S.A. Ardjoun**, "Commande en vitesse par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation" Mémoire de Magister, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2006.
- [Baa 10] **K. Baazouzi**, "Technique de la passivité dans le domaine de la commande des systèmes d'électrotechnique", Mémoire de Magister, université de Batna, Algérie, 2010.
- [Bag 99] **L. Baghli**, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat, université henri poincaré de Nancy I, France, 1999.
- [Bel 01] **D. Belhadj**, "Commande directe en couple d'une machine asynchrone structures d'observation et Application aux systèmes multi machines multi convertisseurs", Thèse de Doctorat, université el-manar, Tunis, 2001.
- [Bel 11] **S. Belkacem**, "A contribution à la commande directe du couple de la machine à induction", Thèse Doctorat, université de Batna, Algérie, 2011.
- [Ben 10] **L. Benalia**, "Commande en tension des moteurs a induction double alimentes", Thèse de Doctorat, université de Batna, Algérie, 2010.
- [Ben 13] **L. Benalia, A. Chaghi, R. Abdessemed**, "A Robust DTC applied to the doubly stator asynchronous motor based on RST regulator", *Journal of Electrical and Control Engineering*, Vol 3, Issue 3, pp 27- 32, 2013.

- [Ben 16] **O. F. Benaouda, A. Bendiabdellah, B. Cherif**, "Contribution to reconfigured multi-level inverter fed double stator induction machine DTC-SVM control", *International Review on Modelling and Simulations*, Vol 9, No. 5, pp 1- 12, 2016.
- [Ber 16a] **F. Berrabah, S. Salah, A. Chebabhi** "SVM technique based on DTC sensorless control optimized by ann applied to a double stator asynchronous machine fed by threelevel six-phase inverter", *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol 12, Issue 2, pp 571- 579, 2016a.
- [Ber 16b] **L. Berrabah**, "Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone ", Thèse de Doctorat, université d'Annaba, Algérie, 2016b.
- [Bla 72] **F. Blaschke**, "The principle of the field-orientation as applied to the new 'transvekor' closed-loop control system for rotating-field machines", *siemens review*. Vol.34. pp. 217-220, 1972.
- [Boj 05] **R. Bojoi, F. Farina, G. Griva, G. Profumo, A. Tenconi**, "Direct torque control for dual three-phase induction motor drives", *Industry Applications*, *IEEE Transactions on* Vol. 41, No. 6, pp 1627- 1636, 2005.
- [Bon 98] **P Borne, J. Roziner, J.Y dieulot, L .Dubois**, "Introduction à la commande floue " Edition Technip, paris, 1998.
- [Bou 05] **O. Bouakaz**, "Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux fonctionnement symétrique et asymétrique", *Mémoire de Magister*, université de Batna, Algérie, 2005.
- [Bou 10] **B. Boussiala**, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux. Application sur la machine héptaphasée", *Mémoire de Magister*, l'école nationale polytechnique, Algérie, 2010.
- [Bou 13] **S. Bouhafna**, " Commande par DTC d'un moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones", *Mémoire de Magistère*, université de Batna, Algérie, 2013.
- [Bou 16] **A. Bouzidi**, " Diagnostic et controle des systemes de conditionnement de l'energie Photovoltaïque. cas d'un systeme connecte au reseau electrique ", *Mémoire de Magistère*, université de Batna, Algérie, 2016.
- [Bout 08] **T. Boutabba**, "Commande vectorielle en temps discret d'une machine asynchrone" *Mémoire de magister*, université de Batna, 2008.
- [Buh 94] **H. Buhler**, "Réglage par logique floue ", *Presses polytechniques romandes*, 1994.
- [Cai 10] **B-J Cai, J-L Zhu**, "A Novel DTC-SVM method for induction motor fed by matrix converter", *I.J. Intelligent Systems and Applications*, Vol 1, No 11, pp 15-22, 2010.
- [Can 00] **W. Canudas**, "Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones", *hermes science europe Ltd*, Vol. 1, pp. 183-213, 2000.
- [Car 00] **A. M. Carlos**, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée" *Thèse de Doctorat*, ENSEEIHT Toulouse, 2000.
- [Cas 02] **D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani**, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control" *Power electronics*, *IEEE Transactions*, Vol 17, No. 5, pp. 779 – 787, 2002.
- [Cas 08] **O. Castillo, P. Melin**, "Type-2 fuzzy logic: theory and applications", *Springer*, 2008.
- [Cha 96] **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.
- [Cha 07] **K. Chafaa, L. Saidi, M. Ghanai, K. Benmahammed**, "Indirect adaptive interval type-2 fuzzy control for nonlinear systems", *International Journal of Modelling, Identification and Control*, Vol.2, No.2, pp. 106–119, 2007.
- [Chi 08] **A. Chikhi**, "Commande directe du couple du moteur asynchrone-apport de la logique floue", *Mémoire de Magister, université de Batna, Algérie*, 2008.
- [Cir 02] **M. Cirstea, A. Dinu, J. Khor, M. McCormick**, "Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems", *Newnes, An imprint of Elsevier Science*, pp 412, 2002.
- [Cor 03] **M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, C. R. da Silva, A M N. Lima**, "Vector modulation for six phase voltage source inverters", *Proc. European Power Electronics and Applications Conf. EPE, Paper 1084, Toulouse, France*, 2003.
- [Dep 88] **M. Depenbrock**, "Direct self – control (DSC) of inverter – fed induction machine", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.3, No.4, pp.420-829, 1988.
- [Dis 10] **A. Dissa** "Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire", *Mémoire de Magister, université de Batna, Algérie*, 2010.
- [Dja 16] **L. Djaghdali**, "Contribution a la commande prédictive directe du couple de la machine à induction", *Thèse de Doctorat, université de Batna, Algérie*, 2016.
- [Dje 05] **H. Djeghloud, H. Benalla**. "Space vector pulse width modulation applied to the three-level voltage inverter", *5^{ème} Conférence internationale sur la technologie et l'automatisation ICTA'05, Institut d'éducation technologique alexander de thessalonique, Grèce, 15-16 octobre 2005*.
- [Dje 15] **Y. Djeriri**, "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle", *Thèse de Doctorat, université de Sidi Bel Abbes, Algérie*, 2015.
- [Dou 08] **S. Doudou**, "Approche floue pour la commande des systèmes non linéaires non affines", *Mémoire de Magistère, université de Sétif*, 2008.
- [Duj 07] **D. Dujic, E. Levi, M. Jones, G. Grandi, G. Serra, A. Tani**, "Continuous PWM techniques for sinusoidal voltage generation with seven-phase voltage source inverters", *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC, Orlando, FL, pp.47–52, 2007*.
- [Ela 11] **B. Y. Elakhdar** "Commande d'un moteur synchrone double étoile (commande vectorielle et commande directe du couple)", *Mémoire de Magister, université de Sidi Bel Abbes, Algérie*, 2011.
- [Elk 08] **M. Elkhyre**, "Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile", *Mémoire de Magister, université de Batna, Algérie*, 2008.
- [Elk 11] **M. Elkhyre, H. Amimeur, F. Hamoudi, R. Abdessemed**, "Self tuning fuzzy logic controller for a dual star induction machine" *Journal of Electrical Engineering and Technology*, Vol. 6, No. 1, pp. 133-138, 2011.
- [Elk 13] **M. Elkhyre**, "Amélioration des performances de régulation d'une machine double étoile par les techniques de l'Intelligence artificielle", *Thèse de Doctorat, université de Batna, Algérie*, 2013.
- [Eyo 18] **I. J. Eyoh**, "Interval Type-2 atanassov-intuitionistic fuzzy logic for uncertainty modelling", *Thèse de Doctorat, université de Nottingham*, 2018.
- [Fet 13] **O. B. Fethi**, "Contrôle direct application des techniques de l'intelligence artificielle (If-rn) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multiniveaux", *Mémoire de Magister, université des sciences et de la technologie d'Oran, Algérie*, 2013.
- [Gab 08] **G. Gabriele, S. Giovanni, T. Angelo**, "Space vector modulation of a six-phase

- VSI based on three-phase decomposition" International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp 674- 697, 2008.
- [Gha 10] **B. Ghalem, A. Bendiabdellah**, "Six-Phase matrix converter fed double star induction motor", Acta Polytechnica Hungarica, Vol 7, No 3, 2010.
- [Gom 05] **C. Gombert**, "Simulation temps-réel des dispositifs d'électronique de puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique", Mémoire de magister, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.
- [Gra 06] **G. Grandi, G. Serra, A. Tani**, "Space vector modulation of a seven-phase voltage source inverter", Proc. Int. Symposium on Power Electronics, Electric Drives, Automation and Motion SPEEDAM, Taormina, Italy, pp. 6-8, 2006.
- [Gre 00] **G. Grellet, G. Clerc**, "Actionneurs Electriques, Principe/ Modèle/ Commande", Eyrolles, Deuxième Edition 2000.
- [Had 01] **D. Hadiouche**, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure", Thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2001.
- [Had 06] **D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug**, "Space-vector PWM techniques for dual threephase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation", IEEE Trans on Indus Appl., Vol. 42, No. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006.
- [Ham 12] **A. Hamizi**, "Commande adaptative floue type-2 d'un bras manipulateur" Mémoire de Magistère, université de Batna, Algérie, 2012.
- [Hec 14] **M. Hechelef, A. Meroufel, R. Sadouni**, "Contribution to the fuzzy direct control of torque application utilizing double stars induction motor " International Journal of Control, Energy and Electrical Engineering (CEEE), Vol. 1, pp 10-16, 2014.
- [Hec 15] **M. Hechelef, A. Meroufel**, "Contribution to the artificial neural network speed estimator in a degraded mode for sensor-less fuzzy direct control of torque application using dual stars induction machine" International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), Vol 5, No. 4, pp 729- 741, 2015.
- [Hec 17] **M. Hechelef**, "Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle" Thèse de Doctorat, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2017.
- [Hel 16] **L. Hellali**, " diagnostique des defaults dans l'association convertisseur machine a induction", Mémoire de Magistère, université de Batna, Algérie, 2016.
- [Hel 18a] **L. Hellali, S. Belhamdi**, "Speed control of doubly star induction motor (DSIM) using direct field oriented control (DFOC) based on fuzzy logic controller (FLC)" Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 73, No. 4, pp. 128-136, 2018.
- [Hel 18b] **L. Hellali, S. Belhamdi, B. Loutfi, R. Hassen**, "Direct torque control of doubly star induction machine fed by voltage source inverter using type-2 fuzzy logic speed controller", Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 73, No. 4, pp. 202-207, 2018.
- [Hel 18c] **L. Hellali, S. Belhamdi**, "Direct torque control of doubly star induction motor using fuzzy logic speed controller", IAES International Journal of Artificial Intelligence (IJ-AI), Vol. 7, No. 1, pp-42-53. 2018.
- [Hel 19] **L. Hellali, S. Belhamdi, B. Loutfi**, "DTC-SVM based on interval type-2 fuzzy logic controller of double stator induction machine fed by six-phase inverter" I.J. Image, Graphics and Signal Processing, No.7, pp. 48-57, 2019.
- [Hus 03] **R. Husson**, "Méthode de commande des machines électrique", Lavoisier 2003
- [Jur 06] **J. Juri, M. Maksimcev**, "Modelling of 15-Phase induction motor drive for

- electric ship propulsion system", Proceedings of the 3rd WSEAS/IASME Int. Conf. on Electrosience & Technology For Naval Engineering, Greece, pp.17-22, 2006
- [Kar 99] **N. N. Karnik, J. M. Mendel**, "Type-2 fuzzy logic systems", IEEE transactions on fuzzy systems, Vol. 7, No. 6, 1999.
- [Kau 12] **A. Kaufmann**, "Introduction à la logique flou", Techniques de l'Ingénieur, 2012.
- [Kha 08] **K. S. Khan**, "Comparative analysis of multiphase machines", Chalmers University of Technologie, Göteborg, Sweden 2008.
- [Khe 10] **A. Khedher, M F. Mimouni**, "Sensorless adaptive DTC of double star Induction motor", Energy Conversion and Management, Elsevier, Vol.51, No.1, pp 1-15, 2010.
- [Khe 06] **C. Kheireddine**, "Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues", Thèse de Doctorat, université de Batna, Algérie, 2006.
- [Khe 07] **A. Kheldoun**, "Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté", Thèse de Doctorat, université de Boumerdès, Algérie, 2007.
- [Khe 11] **A. Khemis**, "Application du logique flou type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone", Mémoire de Magister, université de Biskra, Algérie, 2011.
- [Kho 11] **H. Khouidmi, A. Massoum A, A. Meroufel**, "Dual star induction motor drive: Modeling, supplying and control", International Journal of Electrical and Power Engineering, Vol 5, No 1, pp 28-34, 2011.
- [Kum 08] **Y. Kumsuwan, S. Premru, H. A. Toliyat** "Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux" Chiang Mai University, 50200, Thailand, Texas A&M University, College Station, pp. 77843-3128, USA. Elsevier, 2008.
- [Laa 12] **T. Laamayad, F. Nacéri, R. Abdessemed**, "Fuzzy adaptive controller based on the Lyapunov theory for control the dual star induction machine", Journal of Electrical Engineering, Vol 12, No7, pp 39-47, Romania, 2012.
- [Laa 14] **T. Laamayad**, "Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant. Apport de la logique floue", Thèse de Doctorat, université de Batna, Algérie, 2014.
- [Lab 98] **F. Labrique, G. Seguier et R. Bausiere**, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Editions Lavoisier. 1998.
- [Lal 09] **Dj. Lalili**, "MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Algérie, 2009.
- [Lan 98] **I. D. Landau, R. Lozano et M. M'Saad**, "Adaptive Control", Springer, 1998.
- [Lar 01] **A. Larabi**, "Contribution à l'étude de la commande vectorielle discret de la machine asynchrone" Thèse de Doctorat, ENP. Alger, 2001.
- [Lar 18] **B. Larafi, R. Abdessemed, A. Kessal, E. Merabet**, "Control neuro-fuzzy of a dual star induction machine (DSIM) supplied by five-level inverter", Journal of Power Technologies, Vol. 1, pp. 70–79, 2018.
- [Laz 18] **M H Lazreg, A. Bentaallah**, "Sensorless fuzzy sliding-mode control of the double-star induction motor using a sliding-mode observer" Elektrotehniski Vestnik/ Electrotechnical Review, Vol 85, No. 4, pp 169- 176, 2018.
- [Laz 19] **M H Lazreg, A. Bentaallah**, "Sensorless speed control of double star induction machine with five level DTC exploiting neural network and extended kalman

- filter motor" Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering (IJEED), Vol.15, No.1, pp 142- 150, 2019.
- [Lek 13] **S. Lekhchine, T. Bahi, Y. Soufi**, "Direct torque control (DTC) of dual star Induction Machine" International journal of energy, Vol. 3, No.1, pp 122- 125, 2013.
- [Lev 07] **E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, S. Williamson**, "Multiphase induction motor drives- A technology status review", IET Electr. Power Appl., Vol. 1, No. 4, pp. 489–516, 2007.
- [Lou 04] **J. Louis**, "Modélisation des machines électrique en vue de leur commande", Lavoisier, 2004.
- [Lou 17] **K. Loukal**, "Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux machine asynchrone", Thèse de Doctorat, université de M'sila, Algérie, 2017.
- [Mar 08] **K. Marouani, L. Baghli, D. Hadiouche, A. Kheloui, A. Rezzoug**, "A new PWM strategy based on 24-sector vector space decomposition for a six-phase VSI-Fed dual stator induction motor" IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 5, No. 5, pp. 1910-1920, May 2008.
- [Mel 14] **B. Meliani**, "Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel", Thèse de Doctorat, université de Sidi Bel Abbes, 2014.
- [Men 01] **J.M. Mendel**, "Uncertain rule-based fuzzy logic systems: introduction and new directions", Prentice-Hall, 2001.
- [Men 04] **J. M. Mendel**, "Computing derivatives in interval type-2 fuzzy logic systems", IEEE transactions on fuzzy systems, Vol. 12, No. 1, 2004.
- [Mer 04] **A. Meroufel**, "Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique", Thèse de doctorat, université de Sidi Bel Abbas, Algérie, 2004.
- [Mer 17] **A. Meroufel, S. Massoum, A. Bentaallah, P. Wira, F Z Belaimeche, A. Massoum**, " Double star induction motor direct torque control with fuzzy sliding mode speed controller" Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg., Vol 62, No. 1, pp 31- 35, 2017.
- [Mic 99] **M. Pinard**, "Commande électriques des moteurs électriques "Edition 1999.
- [Mih 02] **Y. Mihoub**, "Commande Neuro-Floue d'une machine asynchrone ", Mémoire de Magister, USTO, Algérie, 2002.
- [Mih 12] **Y. Mihoub**, "Commande floue adaptative de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, université d'Oran, Algérie, 2012.
- [Mil 06] **A. Miloudi**, "Etude et conception de régulateurs robuste dans différentes stratégies de commande d'un moteurs asynchrone", Thèse de doctorat, U.S.T. Oran, Algérie, 2006.
- [Min 97] **T. C. MINH**, "Commande numérique de machines asynchrones par logique floue", Thèse de Doctorat, université Laval QUÉBEC, Canada, 1997.
- [Moh 03] **R. C. Mohamed, J. C. Lopez, E. A. Rubira, L. R. Martinez**, "Fuzzy adaptive control of an induction motor drive", Automatika, Vol. 44, pp 113-122,2003.
- [Mokh 04] **B. Mokhtari**, "Implantation de la DTFC par des techniques de l'intelligence artificielle neuronale et floue : application à la machine asynchrone alimentée par des onduleurs de tension à deux et trois niveaux", Mémoire de Magister, université de Batna, Algérie, 2004.
- [Pas 98] **K.M. Passino, S. Yurkovich**, " Fuzzy control," Addison-wesley, longman Inc, 1998.
- [Per 03] **C. Pereram, F. Blaabjerg, J. Pedersen**, "A Sensorless, stable V/F control method for permanent magnet synchronous motor drives", IEEE Trans. On

- industry applications, Vol. 39, No. 3, 2003.
- [Raa 16] **F. H. Raaed, S. R. Mahmood**, "high performance of induction motor based on new DTC-SVM", International Journal of Scientific & Engineering Research, Vol. 7, No.11, 2016.
- [Rab 07] **Z. Rabah**, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multiniveaux", Thèse de Doctorat, l'EMP, Algérie, 2007.
- [Ram 93] **L. Rambault**, "Conception d'une commande floue pour une boucle de régulation", Thèse de Doctorat, université de Poitiers, 1993.
- [Sad 10] **R. Sadouni**, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Mémoire de Magister, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010.
- [Sad 13] **R. Sadouni, A. Meroufel, S. Djriou** " Study and simulation of direct torque control (DTC) for a six phase induction machine (SPIM)" International journal of energy, Vol 7, Issue 2, pp 31- 37, 2013.
- [Sad 17] **R. Sadouni**, "Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à deux onduleurs multiniveaux en cascade avec un redresseur à MLI piloté par DPC", Thèse de Doctorat, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2017.
- [San 08] **D. Santana, E.S. Bim, E. Amaral**, "A Predictive algorithm for controlling speed and rotor flux of induction motor", IEEE Trans. on Ind. Elect., Vol. 55, No. 12, Dec. 2008, pp. 4398-4407.
- [Sed 09] **A. Seddiki**, "Contribution au contrôle direct du couple(DTC) d'une machine Asynchrone à cage Alimentée par un onduleur multiniveaux", Mémoire de Magister, université de Boumerdes, Algérie, 2009.
- [Seg 84] **G. Segurier**, "Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V1 : la Conversion Alternative- Continue", Technique et documentation lavoisier (Paris), 1984.
- [Seo 02] **H. J. Seok, H. Jeon, K. H. Kwang, J. Y. Choi**, "Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 3, 2002.
- [Shu 05] **S. Lu, K. Corzine**, "Multilevel Multi-Phase propulsion drives", Proceedings of the IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2005, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), Jul 2005.
- [Tak 86] **I. Takahashi, T. Noguchi**, "A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor", IEEE Trans. Ind. Electron., IE-22, 1986.
- [Tak 89] **I. Takahashi, Y. Ohmori**, "High-Performance direct torque control of an induction motor", Industry Applications, IEEE Transactions, Vol. 25, No. 2, pp 257-264, 1989.
- [Tir 16] **Tir Z, Soufi Y, MN. Hashemnia, OP. Malik, K. Marouani**, "Fuzzy logic field oriented control of double star induction motor drive", Electrical Engineering, PP 1-9, 2016.
- [Ton 95] **J. R. Tong –Tong**, "La logique floue", Edition Hermes, paris ,1995.
- [Tou 07] **R. Toufouti, S. Meziane, H. Benalla**, "Direct torque control for induction motor using intelligent techniques", Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 3, No. 3, pp. 35-44. 2007.
- [Tou 08] **R. Toufouti**, "Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, université de Constantine, Algérie, 2008.
- [Wan 94] **L.X. Wang**, "Adaptive fuzzy systems and control", Englewood Cliff, NJ: Prentice-Hall, 1994.
- [Wu 02] **H. Wu, J.M. Mendel**, "Uncertainty bounds and their use in the design of interval type-2 fuzzy logic systems", Fuzzy Systems, IEEE Transactions on,

- Vol. 10, No. 5, pp. 622–639, 2002.
- [Xav 05] **T. G. Xavier, A. Arias, M. G. Jayne, P. A. Witting, V. M. Sala**, "New DTC control scheme for induction motors fed with a three-level inverter", *Automatika*, Vol. 45, No. 1-2, pp. 73-81, 2005.
- [Yan 04] **L. Yannis, L. Karnavas, P. P. Demetrios**, "Excitation control of asynchronous machine using polynomial neural networks", *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 55, No. 7-8, pp. 169-179, 2004.
- [Yaz 12] **M. Yazmin, O. Castillo**, "Genetic design of an interval type-2 fuzzy controller for velocity regulation in a DC motor" *Int J Adv Robotic Sy*, Vol. 9, pp. 204, 2012.
- [You 04] **L. Yong, Z. Ziqiang, H. David**, "Simplified EKF Based sensorless direct torque control of permanent magnet brushless AC drives", *International Journal of Automation and Computing* No. 01, pp 35-41, 2004.
- [You 14] **M. Yousfi**, "Synthèse des contrôleurs par backstepping de la machine asynchrone", *Mémoire de Magister, université de Batna, Algérie*, 2014.
- [Zad 75] **L. A. Zadeh**, "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning-1 ", *Information sciences*, Vol. 8, pp. 199 – 249, 1975.
- [Zai 07] **R. Zaimeddine, E.M. Berkouk**, "A Novel DTC Scheme of a Double-Star Induction Motors Using Three-level Voltage source inverter" *Journal of Engineering and Applied Sciences*, Vol 2, No.1, pp 136- 142, 2007.
- [Zek 10] **A. Zekkour**, "Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associé à un Observateur Adaptatif " *Mémoire de Magister, université de Batna, Algérie*, 2010.
- [Zem 10] **H. B. Zemamouche**, "Application de la MLI vectorielle aux onduleurs multiniveaux à base de GTO et d'IGBT", *Mémoire de Magister, université d'Annaba, Algérie*, 2010.
- [Zha 96] **Y. Zhao, T. A. Lipo**, "Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. Part I: Machine modeling and multi-dimensional current regulation", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 11, No. 3, pp. 570-577, 1996.
- [Zhi 06] **M. Zhiwen, T. Zheng, L. Fei** "Stability improvement of V/Hz controlled PWM inverter-fed induction drives", *Industrial Electronics and Applications*, 1ST IEEE Conference, pp.1-4. May 2006.
- [Zho 95] **Y. Zhao, T. A. Lipo**, "Space Vector PWM control of dual thrtrx phase induction machine using vector space decomposition", *IEEE Trunsilctions on InLhrslrv Applications*. Vol. 31, No. 5, pp 100-109, 1995.
- [Zho 99] **L. Zhong L, M F. Rahman, W Y. Hu, K M. Lim, M A. Rahman**, "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives " *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 3, pp 637, 1999.
- [Zia 13] **D A A. Ziane, N. Taib, T. Rekioua**, "Study and design of the direct torque control of double star induction motor" *journal Electrical systems*, Vol 9, No. 1, pp 114- 124, 2013.
- [Zol 96] **M. R. Zolghadri, C. Pelissou, D. Roye**, "Start up of a global direct torque control system", *Power Electronics Specialists Conference*, 27th Annual IEEE, pp. 370 - 374, 1996.

ملخص: تمثل المحركات ذات السرعة المتغيرة حقلاً متعدد التخصصات في الهندسة الكهربائية حيث يجمع العديد من القطاعات: كالألات الكهربائية والإلكترونية وكذا نظريات التحكم. تستخدم الآلات متعددة الطور بشكل واسع في التطبيقات عالية الطاقة. العمل المنجز في هذه الرسالة مكرس لتحسين التحكم المباشر في عزم الدوران في آلة ذات النوع غير المتزامن ذو النجم المزدوج (MASDE) من خلال استخدام المنطق الغامض من النوع 1 و النوع 2، لذلك، وكمرحلة أولية قدمنا طرحاً للأبحاث التي تتناول موضوع الآلات ذات النوع غير المتزامن ذو النجم المزدوج مع عدة طرق التحكم المطبقة، بعد ذلك نمذجة للآلة والتي يتم تغذيتها من خلال نوعين من المحولات (ذات مستويين و ذات ثلاثة مستويات) يتحكم فيهما التعديل العرضي للنبضة (MLI) الجيبية و كذا التوجيهية. كمرحلة ثانية، فإن طرق التحكم المطبقة على MASDE هي كالتالي: FOC، DTC، DTC ذات ثلاثة مستويات، DTC-SVM و DTC-SVM متعدد المستويات. كما نعلم أن أجهزة الضبط (PI) التقليدية لها عيوب تتمثل في الحساسية ضد الاضطرابات الداخلية والخارجية، ولتحسين أداء النظام المراد التحكم فيه، قمنا بتطبيق تقنيات ضبط قوية، ألا وهي: المنطق الغامض من النوع 1 والمنطق الغامض من النوع 2 والتحكم بالتكيف الغامض من النوع 1 / النوع 2. أظهرت النتائج أن DTC المزودة بأدوات تحكم غامض من النوع 2 أكثر كفاءة وتعطي نتائج أفضل مقارنة بعناصر التحكم الأخرى.

الكلمات المفتاحية: الآلة اللا متزامنة ثنائية النجمة، موج متعدد المستويات، التعديل الشعاعي متعدد المستويات، التحكم المباشر في العزم، التحكم الكيفي الغامض من النوع 2.

Résumé: Les systèmes d'entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en électrotechnique qui regroupe les connaissances dans plusieurs secteurs tels que, les machines électriques/électroniques de puissance et la théorie de la commande. Les machines polyphasées destinées à être plus utilisées dans des applications de puissances élevées. Le travail réalisé dans cette thèse est consacré à l'amélioration de la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile (MASDE) en utilisant de la logique floue type-1 et type-2. Pour cela, en premier lieu nous avons présenté les recherches dédiées à la MASDE avec différents commandes, puis la modélisation de la MASDE alimentée à travers deux types d'onduleurs (deux niveaux et trois niveaux) commandée par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) sinusoïdale et MLI vectorielle. En second lieu, les approches appliquées sur la MASDE, sont: commande vectorielle (FOC), la DTC, la DTC à trois niveau, DTC-SVM et la DTC-SVM multi niveaux. Nous savons que, les régulateurs PI classiques présentent certains inconvénients tels que la sensibilité contre les perturbations interne et externe. Pour améliorer les performances du système nous avons appliqué des techniques de réglage robustes à savoir : la logique floue type-1, la logique floue type-2 et la commande adaptative floue type-1/ type-2. Les résultats montrent que la DTC avec les contrôleurs flous type-2 est plus performante et donne des meilleurs résultats par rapport aux autres contrôleurs.

Mots clés : MASDE, Onduleur multiniveaux, MLI vectorielle multiniveaux, DTC, CFT1, CFT2, Commande adaptative floue type-2.

Abstract: Variable Speed Drives represent a multidisciplinary field in Electrical Engineering that brings together knowledge in several sectors: electrical machines, power electronics and control theory, in particular, multiphase machines intended to be utilized more widely in high power applications. This work is carried out in this thesis is devoted to the improvement of the direct torque control of the dual star asynchronous machine (DSIM) by the use of type-1 and type-2 fuzzy logic control. For this, Firstly, we present the research dedicated to the MASDE with different commands, then the modeling of the MASDE fed through two types of inverters (two levels and three levels) controlled by Pulse Width Modulation (PWM) and space vector modulation (SVM). Secondly, the approaches applied on the DSIM are as follow: Field oriented control (FOC), DTC, three-level DTC, DTC-SVM and multilevel DTC-SVM. The conventional PI regulators have certain disadvantages such as sensitivity against internal and external disturbances. To improve the performance of the controlled system, we applied robust tuning techniques such as: Type-1 fuzzy logic, Type-2 fuzzy logic and type-1 / type-2 fuzzy adaptive control. The results show that the DTC with type-2 fuzzy controllers is more efficient and gives better results compared to other controls.

Key words : DSIM, Multilevel Inverter, Multilevel SVM, DTC, CFT1, CFT2, Type-2 fuzzy adaptive control.