

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES

Faculté de Génie électrique

Département d'Electrotechnique



Thèse présentée par :

HECHELEF MOHAMMED

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en science

Spécialité : Electrotechnique

Option : Commande des machines électriques

Intitulé de la thèse :

Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle.

Présentée devant le jury composé de :

M ^r Massoum Ahmed	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Président
M ^r Meroufel Abdelkader	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Rapporteur
M ^r Zerikat Mokhtar	Professeur (E.N.P Oran)	Examineur
M ^r Taleb Rachid	M.C.A (U. Chlef)	Examineur
M ^r Bachir Ghalem	M.C.A (U.S.T.M.B Oran)	Examineur
M ^r Bentaallah Abderrahim.	M.C.A (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Examineur

Soutenue le :05/10/2017

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*A mes parents,
à ma femme et mes enfants,
à mon frère et mes sœurs,
à toute la famille,
à tous mes amis.*

Avant-Propos

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein du laboratoire ICEPS (Intelligent Control and Electrical Power Systems) de l'Université Djillali LIABES de Sidi Bel Abbès.

J'exprime mes sincères remerciements au Professeur Ahmed MASSOUM, de l'Université Djillali LIABES de Sidi Bel Abbès, qui a accepté de présider le jury de ma thèse et pour la confiance et la considération qu'il réserve à mes travaux.

A cet effet, je tiens aussi et en premier lieu à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance au Professeur Abedelkader MEROUFEL de l'Université Djillali LIABES de Sidi Bel Abbès, d'avoir supervisé mes travaux et de m'avoir soutenu durant ces années de préparation et d'élaboration de ces recherches. Je lui signifie, également, mes sincères remerciements pour tout son appui précieux, ses conseils et ses orientations ainsi que pour son savoir et sa longue expérience, qui m'ont éclairé tout le long de mes recherches et m'ont permis de concrétiser ces travaux.

Mes remerciements au Professeur Mokhtar ZERIKAT de l'Ecole National Polytechnique d'Oran, avec qui j'ai initié mon premier pas dans la recherche, dans le cadre de mon magister, je lui exprime mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en acceptant de les évaluer.

Je remercie Monsieur Taleb RACHID Maître de conférences à l'Université de Chlef qui m'a honoré par sa participation à l'évaluation de ces travaux.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur Bachir GHALEM Maître de conférences à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF, ainsi qu'à Monsieur Abderrahim BENTAALLAH Maître de conférences à l'Université Djillali LIABES de Sidi Bel Abbès pour l'intérêt qu'il a manifesté à l'égard de ce travail en acceptant de faire partie du jury de cette thèse.

Production scientifique

En 2016

Contribution to the direct control of torque utilizing dual starts induction motor to meet with rescue mode requirements

Journal of Electrical Engineering.

http://www.jee.ro/view_art.php?art=WO1457382770W56dde5729d0c6

Auteurs: Hechelef Mohammed , Meroufel Abdelkader

En 2015

1- Contribution to the Neural network speed estimator for sensor-less fuzzy direct control of torque application using double stars induction machine.

<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=7077064&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fstamp%2Fstamp.jsp%3Ftp%3D%26arnumber%3D7077064>

Auteurs: Hechelef Mohammed , Meroufel Abdelkader

En 2014

1- A new Fuzzy Direct Control of Torque Application Utilizing DSIM, International Journal of Control, Energy and Electrical Engineering (CEEE)

Auteurs: Hechelef Mohammed , Meroufel Abdelkader

2- A new Artificial Neural Network Direct Control of Torque Application Utilizing Double Stars Induction Motor. International Journal of Neural Networks and Advanced Applications(NAUN)

<http://www.naun.org/main/NAUN/neural/2014/a082016-092.pdf>

Auteurs: Hechelef Mohammed , Meroufel Abdelkader , Abdelrahman Guebli

3- Contribution to the Artificial Neural Network Direct Control of Torque Application Utilizing Double Stars Induction Motor. Australian Journal of Basic and Applied Sciences (AJBAS)

Auteurs: Hechelef Mohammed , Meroufel Abdelkader, Omar Ouledali

En 2013

1- Contribution to the Fuzzy Direct Control of Torque Application Utilizing Double Stars Induction Motor.PET13

Auteurs: Hechelef Mohammed , Meroufel Abdelkader,

En 2008

Speed Regulation For Induction Motor Associated with Field-Oriented Control IJ-STA _ CEM.(volume02 PP516-531) <http://ij.sta-tn.com/>

Auteurs : Mechernane Abdelkader, Zerikat Mokhtar, Hechelef Mohammed

En 2007

1- Régulation Floue de la Vitesse d'un Moteur Asynchrone dans une Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique, Proceeding de la 8eme Conférence Internationale des Sciences et Techniques de l'Automatique – STA'07, RME-192

Auteurs : Mechernane Abdelkader, Zerikat Mokhtar, Hechelef Mohammed

2- Control High Performances by Direct Controller for Speed Control-Sensorless of an Asynchronous Motor », International Conference on Modeling and Simulation (MS'07 Algiers), July 02-04 2007, Alger. , Monastir-Tunisie, 05/07-11-2007.

Auteurs : Hechelef Mohammed, Zerikat Mokhtar, Omar Ouledali, Mechernane Abdelkader,

Table des matières

Liste des figures	09
Liste des tableaux.....	14
Principales notations	15
Introduction Générale	17
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone double étoile et son alimentation	
I.1 Introduction	21
I.1.1. Caractéristiques des machines multiphasées	22
<i>I.1.1.1. Cas d'un nombre de phase multiple de trois</i>	22
<i>I.1.1.2. Cas nombre de phase impair</i>	24
<i>I.1.1.3. Avantage et inconvénients de la machine multiphasée</i>	25
I.2. Machine asynchrone double étoiles.....	25
I.2.1. Modélisation de la machine asynchrone double étoiles.....	26
I.2.2. Introduction	26
I.2.3. Hypothèses simplificatrices	27
I.2.4. Modèle Triphasée de la machine asynchrone double étoile	27
<i>I.2.4.1. Equations électriques</i>	27
<i>I.2.4.2. Equation de tension</i>	28
<i>I.2.4.3. Equations magnétiques</i>	29
I.2.5. Energie magnétique	29
I.2.6. Couple électromagnétique	30
I.2.7. Equation mécanique	30
I.2.8. Modélisation de la MASDE dans le repère biphasé	30
<i>I.2.8.1. Objectifs des transformations matricielles</i>	30
<i>I.2.8.2. Les Transformations usuelles</i>	31
<i>I.2.8.2.1. Transformation de Clarke</i>	31
<i>I.2.8.2.2. Transformation de Concordia</i>	32
<i>I.2.8.2.3. Transformation de Park</i>	32
I.2.9. Choix de référence.....	34
<i>I.2.9.1. Référentiel lié au stator</i>	34

I.2.9.2. Référentiel lié au rotor.....	34
I.2.9.3. Référentiel lié au champ tournant	34
I.2.10. Modèle de la machine asynchrone double étoile	35
I.2.10.1. Application de la transformation de Park	35
I.2.10.2. Les transformations des tensions	35
I.2.10.3. Les transformations des courants	35
I.2.10.4. Les transformations des flux.....	35
I.2.10.5. Les équations des tensions.....	36
I.2.10.6. Les équations des flux.....	37
I.2.10.7. Equation mécanique	38
I.2.10.8. Couple électromagnétique	39
I.2.11. Deuxième modèle de la MASDE.....	39
I.2.12 Passage du Système (A, B, C) au système ((A, B), (X, Y), (O1, O2)).....	40
I.2.13 Mise sous forme d'équation d'état	40
I.2.14 Simulation de la machine asynchrone double étoile.....	41
I.2.15 Résultats des simulations.....	42
I.2.15.1 Discussion des résultats des simulations	45
I.3. Modélisation de l'alimentation de la machine	46
I.3.1. Introduction	46
I.3.2. Onduleur de tension à deux niveaux.....	46
I.3.3. La commande à modulation de largeur d'impulsion.....	49
I.3.3.1. Principe de la MLI Sinus – triangle.....	49
I.3.3.2. Caractéristiques de la MLI sinus – triangle	51
I.3.3.3. Modèle triphasé de la MLI sinus – triangle.....	52
I.3.3.4. Simulation de l'association MASDE et son alimentation et MASDE	54
I.3.4. Résultats de Simulation	54
I.3.4.1. Démarrage à vide	54
I.3.4.2. Démarrage en charge suivi d'un relâchement	55
I.3.4.4. Démarrage à vide suivi d'une application d'une charge	55
I.3.5. Interprétation des résultats des simulations	57
I.3.5.1. Démarrage à vide	57
I.3.5.2. Démarrage en charge suivi d'un relâchement	58
I.3.5.3. Démarrage à vide suivi d'une application d'une charge	58

I.4. Conclusion.....	58
Chapitre II : Commande directe du couple classique de la MASDE	
II.1. Introduction	60
II.2. Commande vectorielle de la machine asynchrone	60
II.2.1. Principe de la commande par orientation du flux.....	60
II.2.1.1. Structure de la commande vectorielle à flux rotorique oriente	61
II.2.1.2. Choix d'orientation du flux	62
II.2.2. Différentes méthodes de la commande vectorielle	62
II.2.2.1. commande vectorielle directe.....	63
II.2.2.2. commande vectorielle indirecte.....	63
II.2.2.2.1. commande vectorielle indirecte sans réglage de de vitesse	63
II.3. La commande directe du couple.....	67
II.3.1 Principe.....	67
II.3.2. Contrôle du flux statorique.....	68
II.3.3. Contrôle du couple électromagnétique.....	69
II.3.4. Sélection du vecteurs de tensions.....	71
II.3.5. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique.....	72
II.3.6. Elaboration du correcteur de flux [Mil 06].....	73
II.3.7. Elaboration du correcteur de couple [Mil 06]	74
II.3.8. Elaboration de la table de commutation de la commande	74
II.4. Modélisation de la commande directe du couple	75
II.4.1. Modèle Simulink de la machine asynchrone.....	75
II.4.2. Modèle Simulink de l' estimation du flux.....	75
II.4.3. Modèle Simulink de l' estimation du couple.....	76
II.4.4. Modèle Simulink du détection de secteur	76
II.4.5. Modèle Simulink de la commande des interrupteurs	76
II.4.6. Modèle Simulink de l'onduleur.....	77
II.4.7. Comparateur à hystérésis pour le flux statorique	77
II.4.8. Comparateur à hystérésis pour le couple électromagnétique	78
II.5. Résultats des simulations.....	78
II.5.1. Essai à vide.....	78
II.5.2. Essai en charge	79
II.5.3. Essai de désaccouplement	80

II.6. Conclusion.....	81
Chapitre III : Commande DTC neuronale et floue de la MASDE	
III.1. Introduction.....	82
III.1.1. Commande floue directe du couple de la MASDE.....	82
III.1.2. Principe fondamental de la logique floue.....	83
III.1.3. Théorie des ensembles flous	83
III.1.3.1. Univers de discours.....	83
III.1.3.2. Variables linguistiques.....	84
III.1.3.3. Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	84
III.1.3.3.1. Fonction triangulaire	84
III.1.3.3.2. Fonction trapézoïdale	85
III.1.3.3.3. Fonction sigmoïdale.....	85
III.1.3.3.4. Fonction gaussienne	85
III.1.3.3.5. Fonction en forme de cloche.....	85
III.1.3.3.6. Fonction trigonométrique	86
III.1.3.4. Opération en logique floue	86
III.1.3.4.1. Complément d'un ensemble (fonction négation).....	87
III.1.3.4.2. Intersection de deux ensembles (fonction «Et»).....	87
III.1.3.4.3. Union de deux ensembles (fonction « Ou »)	87
III.1.3.4.4. Le Produit cartésien.....	88
III.1.3.5. Relation floue	88
III.1.3.6. Implication floue	88
III.1.3.7. Inférence floue	88
III.1.3.8. Modus ponens généralisé.....	88
III.1.3.9. Modus tollens généralisé	89
III.1.4. Réglage et commande par la logique floue	89
III.1.4.1. La structure d'un régulateur flou.....	89
III.1.4.1.1. La fuzzification.....	90
III.1.4.1.2. Base de règle	91
III.1.4.1.3. Jeux des règles	91
III.1.4.2. Inférence floue	92
III.1.4.2.1. Méthode d'inférence max-min.....	92
III.1.4.2.2. Méthode d'inférence max-produit.....	92

III.1.4.2.3. Méthode d'inférence som-produit	93
III.1.4.2.4. Méthode de sugeno.....	93
III.1.4.3. Défuzzification.....	94
III.1.4.3.1. Méthode du maximum	94
III.1.4.3.2. Méthode de la moyenne des maxima.....	94
III.1.4.3.4. Méthode du centre de gravité.....	94
III.1.4.3.5 Méthode des hauteurs pondérées	94
III.1.5. Commande directe du couple par logique flou	95
III.1.5.1. Variable d'états foule.....	95
III.1.5.2. Table des règles de sélection floue des vecteurs des tensions.....	97
III.1.5.3. Simulation de la commande FDTC	97
III.1.5.4. Surface de caractéristique	98
III.1.5.5. Résultats des simulations	99
III.1.5.5.1. Résultats des simulations à vide.....	99
III.1.5.5.2. Résultats des simulations en charge	100
III.2. Commande neuronal directe du couple de la MASDE	101
III.2.1. Chronologie.....	101
III.2.2. Neurone biologique.....	103
III.2.3. Neurone formel	103
III.2.4. Structures d'interconnexion des réseaux de neurones	105
III.2.5. Les réseaux non boucles et réseaux boucles	105
III.2.6. L'apprentissage	105
III.2.6.1. Apprentissage supervisé.....	106
III.2.6.2. Apprentissage non supervisé.....	106
III.2.6.3. Apprentissage par renforcement	106
III.2.7. Procédure d'apprentissage	106
III.3. Commande DTC par réseaux de neurones.....	107
III.3.1. Introduction.....	107
III.3.2. Structure de réseau de neurone	107
III.3.3. Commande DTC à base du RAN	108
III.3.3.1. La table de sélection neuronale	109
III.3.3.2. Résultats des simulations	110
III.3.3.2.1. Essai à vide	110

III.3.3.2.2. <i>Essai en charge</i>	111
III.4. Conclusion	112
Chapitre IV : Commande DTC sans capteur mécanique de la MASDE par l'utilisation des réseaux de neurones	
IV. Introduction.....	114
IV.1. Commande sans capteur mécanique	115
IV.1.1. Estimation de vitesse avec la méthode MRAS	116
IV.1.1.1. <i>Modèle ajustable (adaptatif)</i>	116
IV.1.1.2. <i>Modèle de référence</i>	116
IV.1.1.3. <i>Loi d'adaptation</i>	117
IV.1.1.4. <i>Simulation de la méthode MRAS utilisée dans La DTC</i>	118
IV.1.1.4.1. <i>Modèle de référence</i>	118
IV.1.1.4.2. <i>Modèle adaptatif</i>	118
IV.1.1.4.3. <i>Loi d'adaptation</i>	118
IV.1.1.4.4. <i>Commande DTC sans capteur mécanique</i>	119
IV.1.1.5. <i>Résultats de simulation</i>	119
IV.1.1.5.1. <i>Essai à vide</i>	119
IV.1.1.5.2. <i>Essai en charge</i>	119
IV.1.1.5.3. <i>Essai d'inversion de sens de rotation</i>	120
IV.1.1.6. <i>Interprétation des résultats</i>	120
IV.1.1.7. <i>Amélioration d'estimation de la vitesse de la méthode MRAS</i>	120
IV.1.2. Estimation de vitesse rotorique à base de RNA.....	121
IV.1.2.1. <i>Classification des méthodes d'estimation par les réseaux de neurones</i>	121
IV.1.2.1.1. <i>La première méthode</i>	121
IV.1.2.1.2. <i>La deuxième méthode</i>	121
IV.1.2.1.3. <i>La troisième méthode</i>	121
IV.1.2.2. <i>Avantage de l'estimation de vitesse par RAN</i>	121
IV.1.2.3. <i>Inconvénients des estimateurs par RAN</i>	122
IV.1.2.4. <i>Modélisation de l'estimateur neuronale de la vitesse rotorique</i>	122
IV.1.2.5. <i>Méthode de validation de l'estimateur à base de RNA</i>	123
IV.1.2.6. <i>Préparation des données d'apprentissage</i>	123
IV.1.2.7. <i>Architecture du réseau de neurone utilisée</i>	123
IV.1.2.8. <i>Choix de l'algorithme d'apprentissage</i>	124

IV.1.2.9. Validation des résultats	124
IV.1.2.10. Résultats des simulations	125
IV.1.2.10.1. Essai à vide.....	125
IV.1.2.10.2. Essai de changement de sens de rotation	125
IV.1.2.10.3. Changement de consigne de la vitesse	126
IV.1.2.10.4. Erreur de la vitesse estimée.....	127
IV.1.2.10.5. Essai avec augmentation de 25% de R_s	127
IV.1.2.1.1. Interprétation des résultats	127
IV.2. Réglage de la vitesse.....	128
IV.2.1. Régulateur PI classique.....	129
IV.2.1.1. Critères typique de synthèse.....	129
IV.2.1.1.1. Méthode de Ziegler-Nichols temporelle	129
IV.2.1.1.2. Méthode des essais successifs	130
IV.2.1.2. Implantation du régulateur PI.....	130
IV.2.2. Régulateur de vitesse IP	131
IV.2.3. Structure des régulateurs de vitesse PI flou	131
IV.2.3.1. Contrôleur flou à trois sous-ensembles	132
IV.2.3.1.1. Univers de discours	132
IV.2.3.1.2. Base de règles et matrice d'inférence	133
IV.2.3.1.3. Traitement numérique des Inférences	133
IV.2.3.1.4. Défuzzification.....	133
IV.2.3.1.5. Surface caractéristique	133
IV.2.3.2. Contrôleur Flou à cinq sous-ensembles	134
IV.2.3.2.1. Fuzzification	134
IV.2.3.2.2. Univers de discours	135
IV.2.3.2.3. Base des règles et matrice d'inférence.....	135
IV.2.3.2.4. Traitement numérique des inférences.....	136
IV.2.3.2.5. Défuzzification.....	136
IV.2.3.2.6. Surface caractéristique	136
IV.2.5. Validation des résultats	136
IV.2.6. Résultats des simulations	137
IV.2.6.1. Régulateur IP classique	137
IV.2.6.1.1. Essai à vide et en charge.....	137

IV.2.6.1.2. Essai de changement de sens de rotation	138
IV.2.6.2. Régulateur PI flou	139
IV.2.6.2.1. Essai à vide et en charge	139
IV.2.6.2.3. Essai de changement de sens de rotation avec application et puis relâchement de charge	140
IV.2.7. Interprétation des résultats	141
IV.3. Tests de robustesse	141
IV.4. Fonctionnement en mode dégradé	145
IV.4.1. Définition du fonctionnement en mode dégradé.....	145
IV.4.2. Définition d'un défaut.....	145
IV.4.3. Comportement de la machine asynchrone double étoile en mode dégradé	145
IV.4.4. Processus d'adaptation	146
IV.4.5. Simulation des défauts	147
IV. 4.5.1. Essai avec une phase en circuit ouvert	147
IV. 4.5.2. Essai avec deux phases en circuit ouvert	149
IV. 4.5.3. Essai avec une phase en court-circuit.....	150
IV. 4.5.4. Essai avec deux phases en court-circuit.....	152
IV.4.6. Interprétation des résultats	154
IV.5. Conclusion	154
Conclusion générale.....	157
Bibliographie.....	160
Annexes	167

Table des figures

I.1	Présentation du moteur électrique dans une chaîne de traction ferroviaire.....	21
I.2	Présentation des enroulements de la MASDE.....	26
I.3	Principe de la transformation de Clarke exemple d'une seule étoile.....	31
I.4	Présentation des passages dans le principe de la transformation de Park.....	33
I.5	Présentation du modèle Simulink de la machine asynchrone double étoile.....	41
I.6	Présentation des performances de la MASDE à vide alimentée par deux sources de tension.....	43
I.7	Présentation des performances de la MASDE en charge alimentée par deux sources de tension.....	44
I.8	Présentation des harmoniques du courant statorique.....	45
I.9	Présentation d'une alimentation d'un moteur à courant alternatif avec un onduleur de tension.....	46
I.10	Structure d'un onduleur triphasé.....	47
I.11	Modèle Simulink de l'onduleur triphasé.....	49
I.12	Schéma de principe de la commande «sinus -triangle».....	50
I.13	Chronogramme d'une commande MLI «sinus -triangle» monophasée.....	50
I.14	Schéma de principe d'une commande «sinus -triangle» triphasée.....	51
I.15	Exemple de chronogramme d'une commande MLI «sinus -triangle».....	51
I.16	Modèle de la commande MLI triphasée sinus-triangle.....	53
I.17	Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI Sinus_Triangle.....	53
I.18	Performances de la MASDE à vide alimentée par un onduleur MLI sinus triangle).....	54
I.19	Performances de la MASDE en charge suivit d'un relâchement alimentée par un onduleur (MLI sinus triangle).....	55
I.20	Performances de la MASDE à vide suivit d'une application de charge Alimenté par un onduleur (MLI sinus triangle).....	56
I.21	Présentation des analyses des harmoniques de la tension de l'onduleur.....	56
I.22	Présentation des analyses des harmoniques du courant statorique.....	57
II.1	Commande d'une MCC et commande vectorielle d'une machine à induction.....	61

II.2	Orientation du flux rotorique sur l'axe direct.....	61
II.3	Schéma bloc de la commande à flux oriente.....	64
II.4	Découplage par compensation.....	66
II.5	Présentation du schéma block de la commande vectorielle indirecte.....	66
II.6	Présentation de la locomotive MAK DE502 équipé par le système de traction ABB.....	67
II.7	Présentation du schéma block de la commande directe du couple.....	68
II.8	Exemple de l'évolution de l'extrémité de flux pour $\vec{V}_s = \vec{V}_3$	69
II.9	Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'extrémité du flux statorique.....	72
II.10	Modèle simulink de l'estimateur du flux.....	76
II.11	Modèle simulink de l'estimateur du couple.....	76
II.12	Modèle simulink du détecteur de secteur.....	76
II.13	Fonction matlab de sélection du secteur adéquat.....	77
II.14	Modèle simulink de l'onduleur à deux niveaux de tensions.....	77
II.15	Comparateur à hystérésis à deux niveaux utilisés pour la commande du flux..	77
II.16	Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour la commande du couple.....	78
II.18	Présentation des résultats de performances de la commande DTC à vide.....	79
II.19	Présentation des résultats des performances de la commande DTC en charge.	80
II.20	Présentation des harmoniques du courant statorique.....	81
III.1	Classification selon la logique classique.....	83
III.2	Classification selon la logique floue.....	83
III.3	Représentations de la fonction triangulaire.....	84
III.4	Représentation de la fonction trapézoïdal.....	85
III.5	Représentation de la fonction gaussienne.....	85
III.6	Représentation de la fonction sigmoïdale.....	85
III.7	Représentation de la fonction cloche.....	86
III.8	Représentation de la fonction trigonométrique.....	86
III.9	Fonction d'appartenance de l'opérateur non.....	87
III.10	Fonction d'appartenance de l'opérateur « et ».....	87
III.11	Fonction d'appartenance de l'opérateur « ou ».....	87
III.12	Structure d'une commande utilise la logique floue.....	90
III.13	Fonction d'appartenance avec sept classes.....	90
III.14	Ecriture des jeux des règles grâce à une analyse temporelle.....	92
III.15	Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée.....	93

III.16	Fonctions d'appartenance avec trois sous-ensembles flous pour l'erreur du flux.....	96
III.17	Fonctions d'appartenance avec cinq sous-ensembles flous pour l'erreur du couple.....	96
III.18	Fonctions d'appartenance pour la position du flux statorique	96
III.19	Fonctions d'appartenance avec six sous-ensembles pour les vecteurs de tensions	97
III.20	Modèle de la table de la commande directe du couple floue	98
III.21	Surface caractéristique de la table floue de sélection.....	98
III.23	Performances des résultats de simulation de la DTCF à vide de la MASDE...	99
III.24	Performance des résultats des simulations de DTCF en charge de MASDE...	100
III.25	Présentation des harmoniques du courant statorique.....	101
III.26	Présentation d'un réseau de neurones biologiques humain.....	103
III.27	Présentation d'un réseau de neurones formel.....	104
III.28	Présentation des fonctions d'activation les plus utilisées.....	105
III.29	Présentation de l'architecture d'un réseau de neurones.....	105
III.30	Présentation du réseau de neurone proposée.....	108
III.32	Table de sélection à base du réseau de neurone.....	108
III.33	Présentation du modèle simulink de la DTC à base des RAN de la MASDE...	109
III.34	Performances des résultats de la commande DTCN à vide de la MASDE.....	110
III.35	Performances des résultats de la commande DCTN en charge de la MASDE.....	111
III.36	Présentation des harmoniques du courant statorique.....	112
IV.1	Présentation d'un capture de vitesse avec ses accessoires.....	114
IV.2	Présentation de la structure de l'estimateur type MRAS de vitesse.....	115
IV.3	Présentation du modèle simulink de l'estimateur de type MRAS.....	118
IV.5	Performance des résultats à vide de l'estimateur type MRAS de la vitesse rotorique de la MASDE.....	119
IV.6	Performance des résultats en charge de l'estimateur MRAS de la vitesse rotorique de la MASDE.....	119
IV.7	Performance des résultats à vide de l'estimateur type MRAS de la vitesse rotorique de la MASDE (cas d'inversion de sens de rotation).....	120
IV.8	Structure de l'estimateur adaptatif neuronal.....	123
IV.9	Présentation de l'architecture du RNA utilisée dans l'estimateur de vitesse...	124
IV.11	Performance des résultats de l'estimateur MRAS neuronale à vide de la vitesse rotorique de la MASDE.....	125

IV.12	Performance des résultats de l'estimateur MRASN de la vitesse rotorique de la MASDE (cas de changement de sens de rotation).....	125
IV.13	Performance des résultats de l'estimateur neuronale de la vitesse de la MASDE (cas d'un créneau de consigne avec changement de sens de rotation).....	126
IV.14	Erreur entre la vitesse estimée avec estimateur neuronale et la vitesse mesurée.....	127
IV.15	Performance des résultats de l'estimateur MRASN vis à vis un changement des paramètres de la MASDE.....	127
IV.16	Schéma fonctionnel d'un régulateur de vitesse dans la DTC.....	128
IV.17	Schéma synoptique général d'une boucle de régulation.....	129
IV.18	Réponse indicielle du système en boucle ouverte.....	130
IV.19	Structure du régulateur PI.....	130
IV.20	Structure du régulateur IP.....	131
IV.21	Schéma bloc d'un régulateur flou.....	131
IV.22	Formes des fonctions d'appartenance pour (E) et (de) (valeurs normalisées)..	132
IV.23	Forme de la fonction d'appartenance pour ($D_{ci_{qs}}$) (valeur normalisée).....	132
IV.24	Surface caractéristique du contrôleur flou RLF_3.....	134
IV.25	Forme des fonctions d'appartenance pour (E).....	134
IV.26	Forme des fonctions d'appartenance pour (de).....	135
IV.27	Formes des fonctions d'appartenance pour (du).....	135
IV.28	Surface caractéristique du contrôleur flou Rlf_5.....	136
IV.30	Performance des résultats du régulateur IP classique à vide et en charge de la MASDE.....	137
IV.31	Performance des résultats du régulateur IP classique en charge avec changement de sens de rotation de vitesse de la MASDE.....	138
IV.32	Performance des résultats du régulateur PI flou à vide et en charge de la vitesse de la MASDE.....	139
IV.33	Performance des résultats de l'estimateur neuronale de la vitesse en charge suivi d'un relâchement de charge.....	140
IV.34	Présentation de la vitesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique $R_s = 2 * R_s$ nominale.....	142
IV.35	Présentation du courant statorique vis-à-vis la variation de la résistance statorique $R_s = 2 * R_s$ nominale.....	143
IV.36	Présentation du couple électromagnétique statorique vis-à-vis la variation de la résistance statorique $R_s = 2 * R_s$ nominale.....	143
IV.37	Présentation de la vitesse rotorique vis-à-vis la variation du moment d'inertie $J = 2 * J$ nominale.....	144

IV.38	Présentation du courant statorique vis-à-vis la variation du moment d'inertie $J=2*J$ nominale.....	144
IV.39	Présentation du couple électromagnétique vis-à-vis la variation du moment d'Inertie $J=2*J$ nominale.....	145
IV.40	Présentation du processus d'adaptation	146
IV.41	Présentation de l'association machine onduleur commandé par la méthode DTC avec une phase défectueuse.....	147
IV.42	Présentation des résultats de la DTC de la MASDE sans capteur mécanique vis-à-vis un défaut d'ouverture d'une phase.....	148
IV.43	Présentation des harmoniques du courant statorique I_{sa2}	148
IV.44	Présentation des résultats de la DTC de la MSADE sans capteur mécanique alimentée par un onduleur avec deux phases défectueux	149
IV.45	Présentation des harmoniques du courant statorique I_{sa2} de la MASDE en mode dégradé (deux phase ouvertes).....	150
IV.46	Présentation de l'association machine onduleur commandé par la DTC avec une phase en court-circuit	150
IV.47	Présentation des résultats de la DTC de la MASDE sans capteur mécanique alimente par un onduleur avec une phase en court-circuit	151
IV.48	Présentation des harmoniques du courant statorique I_{sa2} de la MASDE en mode dégradé (une phase court- circuit).....	152
IV.49	Présentation des résultats de la DTC de MASDE sans capteur mécanique alimente par un onduleur (deux phases en court-circuit).....	153
IV.50	Présentation des harmoniques du courant statorique I_{sa2} de la MASDE en mode dégradé (deux phases en court-circuit).....	153

Liste des tableaux

I.1	Présentation des machines multiphasées de type 1.....	23
I.2	Présentation des machines multiphasées de type 2.....	24
II.1	La sélection proposée par Takahashi.....	74
II.2	La sélection quand on utilise un comparateur à trois niveaux.....	75
III.1	Illustration du principe de MODUS Ponens.....	89
III.2	Illustration du principe de Modus Tollens Généralisé.....	89
III.3	Représentation de la table des règles de sélection de la commande FDTC.....	97
IV.1	Comparaison entre l'estimation classique et celle du MRAS Neuronal.....	155
IV.2	Récapitulatif des résultats obtenus face aux défauts de la MASDE	156

Principales notations

s, r	Indices correspondants au stator et au rotor.
$s1, s2$	Indices correspondants au stator 1, stator 2.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phase a, b, c.
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
θ_s, θ_r	Angles électriques statoriques et rotoriques.
α, β	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.
X, Y	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor.
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
l_s, l_r	Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.
M	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.
M_s	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator.
M_r	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor.
M_{sr}	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor lorsque les axes sont alignés.
R_s, R_r	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
T_r	Constante de temps rotorique.
Σ	Coefficient de fuite totale.
p	Nombre de paire de pole.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_{em}^*	Couple estimé.
C_r	Couple résistant.
ω_s, ω_r	Pulsations électriques statorique et rotorique.
ω_{gl}	Pulsation électrique de glissement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
ϕ_s, ϕ_r	Flux statorique, rotorique.
v_{ao}, v_{bo}, v_{co}	Tensions de branche.
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	Tensions de phase.
S_a, S_b, S_c	Etats des interrupteurs de l'onduleur.

μ	Degré d'appartenance.
ξ_{cpl}	Erreur du couple électromagnétique.
ξ_{flx}	Erreur du flux statorique.
$\varepsilon_{nC_{em}}$	Valeur normalisée de l'erreur du couple.
$\varepsilon_{n\phi_s}$	Valeur normalisée de l'erreur du flux.
$G\varepsilon_{C_{em}}$	Gain de l'erreur du couple.
$G\varepsilon_{\phi_s}$	Gain de l'erreur du flux.
$\tilde{\varepsilon}_{C_{em}}$	Valeur floue de l'erreur du couple.
$\tilde{\varepsilon}_{\phi_s}$	Valeur floue de l'erreur du flux.
\tilde{u}	Variable floue de sortie.
Ge	Gain de l'erreur de la vitesse.
$G\Delta e$	Gain de la variation de l'erreur de la vitesse.
Gu	Gain de la variable de commande.
T_e	Intervalle de contrôle des interrupteurs de l'onduleur.
K_p	Gain proportionnel.
K_i	Gain intégrateur.
MCC	Machine à courant continu.
MASDE	Machine asynchrone double étoile.
MAS	Machine asynchrone.
MLI	Modulation de largeur d'impulsions.
DTC	Commande directe du couple.
DTCN	Commande neuronale directe du couple.
DFTC	Commande floue directe du couple.
MRAS	Modèle de référence adaptatif système.

Introduction générale

Le développement du génie électrique a été fulgurant au cours des dernières années dans les différents domaines. Ceci présageait une évolution très rapide dans le domaine de la commande des machines électrique, et plus particulièrement les applications de forte puissance telles que la traction ferroviaire électrique ou la propulsion navale. En plus les défis technologiques, auxquels ces secteurs en tant systèmes embarqués est confrontés sont très contraignants.

L'amélioration des performances, de la fiabilité et de la disponibilité des systèmes sont les préoccupations les plus importantes des chercheurs et des exploitants. Il est à noter que, bien souvent dans certains applications du transport ferroviaire électrique, pour répondre à ces exigences, les concepteurs s'orientent de plus en plus vers l'utilisation des machines avec une architecture polyphasée qui permet d'avoir plus de degrés de liberté vis-à-vis des perturbations et des défaillances susceptibles d'affecter le système.

Les machines polyphasées sont apparues en 1969 [1], offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aussi bien aux interrupteurs qu'aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de se filtrer plus facilement. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut [2], ce type de machine fournit aux concepteurs des systèmes le fonctionnement en mode dégradé qui est le plus important dans les domaines de commande des systèmes.

La Machine asynchrone double étoile (MASDE) comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoiles sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\alpha = \frac{\pi}{6}$) chacune d'elles comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique $\frac{2\pi}{3}$. Le rotor est à cage d'écureuil et constitué de barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

La commande directe du couple (DTC, Direct Torque of Control) appliquée aux machines asynchrones a été développée par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage

dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées [3]. C'est une alternative aux méthodes classiques de contrôle par modulation de largeur d'impulsions (PWM, Pulse Width Modulation). Récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (*FOC, Field Oriented Control*).

Le principe de la commande directe du couple est différent, en effet, l'objectif est la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur qui déterminent son état. [4]. Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique habituellement commandées par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs flux statorique et couple électromagnétique à l'intérieur de bandes d'hystérésis.

Cette méthode de commande a pour avantage :

- La commande directe du couple à partir des références externes, tels que le couple et le flux, ne recherche pas comme dans les commandes classiques (vectorielles ou scalaire) les tensions qui sont appliqués à la machine, mais recherche l'état optimal de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'application ;
- Il n'est pas nécessaire de calculer dans le repère rotorique (d-q) ;
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de largeur d'impulsion MLI ;
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle (FOC) ;
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- Elle est insensible à la variation des paramètres du moteur contrairement à la commande vectorielle (FOC) ;
- 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 ;
- La réponse dynamique est très rapide, et due à l'absence de régulateur PI pour les courants.

Comme inconvénients on peut citer :

- L'existence des ondulations dans le couple électromagnétique ;
- L'existence des ondulations dans le flux statorique ;
- L'existence d'une distorsion élevée des courants ;
- La fréquence de commutation est variable (utilisation de comparateur à hystérésis).

Actuellement les techniques de l'intelligence artificielle deviennent de plus en plus familières dans le domaine de commande des machines électriques. L'intelligence artificielle est une discipline scientifique relative au traitement des connaissances et au raisonnement, dans le but de permettre à un contrôleur d'exécuter des fonctions normalement associées à l'intelligence humaine telles que la compréhension, le raisonnement, le dialogue, l'adaptation, l'apprentissage, etc.

La forme qui nous intéresse plus particulièrement dans la notion de l'intelligence artificielle est celle des réseaux de neurones artificiels (RNA) et la logique floue.

Les combinaisons des inconvénients de la commande directe du couple, et les avantages relevés à travers l'utilisation de la machine asynchrone double étoile dans différents domaines ainsi l'apparition des intelligences artificielles dans le domaine de la commande des systèmes poussent à s'interroger :

Comment peut-on améliorer la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique, par l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielles, sur les trois plans, au niveau de la commande des interrupteurs de commande des deux onduleurs de tension, et au niveau de l'estimation et la régulation de la vitesse rotorique ?

Dans cette thèse nous nous intéressons à l'étude de la machine asynchrone double étoile comme actionneur polyphasé, la commande directe du couple sans capteur mécanique par l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle comme stratégie de commande et la méthode (MRAS) conventionnelle et neuronale pour l'estimation de la vitesse rotorique.

Le présent travail a pour objectif d'essayer de répondre aux problèmes suivants :

- La réduction des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique par l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle ;
- L'amélioration de la qualité d'estimation de la vitesse rotorique par l'utilisation des réseaux de neurones ;
- La régulation de la vitesse par l'utilisation de la logique floue ;
- L'étude en simulation du comportement de la machine asynchrone double étoile en mode dégradé.

Pour cela le travail est organisé en introduction générale, quatre chapitres et une conclusion générale.

- Le premier chapitre est consacré à la présentation d'un modèle mathématique de la

machine asynchrone double étoile alimentée en tension, réalisé dans un repère fixe lié au stator et d'un modèle de l'onduleur à deux niveaux, une simulation du modèle de la machine asynchrone double étoile avec et/ou sans onduleur.

- Le deuxième chapitre présente un récapitulatif sur les méthodes de commande de la machine asynchrone double étoile et celle de la commande directe du couple, un modèle de simulation de cette stratégie et une simulation du modèle développé ont été faits et les résultats ont été discutés.

- Le troisième chapitre concerne l'étude théorique et en simulation de l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle dans la commande directe couple. La première partie de ce chapitre a traité l'utilisation de la théorie de la logique floue et la simulation de la commande floue directe du couple.

Les réseaux de neurones multi couches et ses avantages tel que l'apprentissage ; ont été exploités dans la deuxième partie de ce chapitre afin de remplacer la table de sélection de la commande directe du couple classique avec une table neuronale. Des simulations et des analyses de synthèses de la commande neuronale directe du couple ont été faites.

- Dans le cadre d'amélioration de la stratégie de commande directe du couple sans capteur mécanique, nous avons fait appel au système adaptatif avec un modèle de référence (MRAS) classique contrôlé par les réseaux de neurones pour optimiser l'estimation de la vitesse rotorique. Les deux techniques avec des synthèses ont été présentées dans le quatrième chapitre. Dans le même chapitre différents schémas du régulateur de vitesse (IP Classique, PI flou,) ont été étudiés, ainsi une étude en simulations du mode dégradé de la machine asynchrone double étoile a été présentée, vers la fin du chapitre avec conclusion sur les méthodes de commande et d'estimation étudiées.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine Asynchrone double étoile et de son alimentation

I.1 Introduction

Dans le cas de la traction électrique, le moteur asynchrone est considéré dans plusieurs applications comme étant la meilleure solution. À ce jour, en Europe et en Amérique les trains à grande vitesse (TGV) de nouvelle génération utilisent ce type d'actionneur (Eurostar, l'American Fly, ...etc.). Le moteur asynchrone peut intéresser également tout type d'applications utilisant des moteurs électriques (téléphériques, ascenseurs, élévateurs, ...). La figure I.1 présente une chaîne électrique utilisant le moteur asynchrone dans un système de traction électrique ferroviaire.

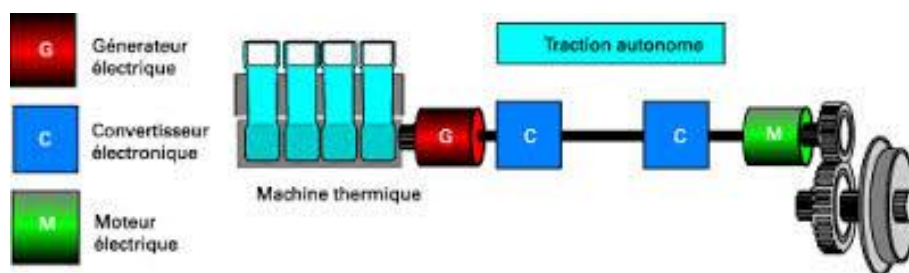


Fig. I.1. Présentation du moteur électrique dans une chaîne de traction ferroviaire.

Dans les applications de forte puissance, comme la propulsion navale, les contraintes de segmentation de puissance, de fiabilité et de sûreté de fonctionnement sont l'origine du développement des actionneurs électriques spécifiques réalisés en associant des machines à grand nombre de phase à des convertisseurs statiques[5], en fait pour une puissance donnée les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants qui minimisent le TMAP du système (Temps moyen de fonctionnement avant panne) et il est souvent recommandé de placer des circuits de protection en parallèle. Afin de minimiser ces contraintes ainsi pour fournir la même puissance en utilisant des machines multi phases (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations réduites au niveau des courants et du couple électromécanique.

I.1.1. Caractéristiques des machines multiphasées

Les machines asynchrones multi-phases peuvent être classées en deux types, le premier type où les machines ont un nombre impair de phases reliés à un seul neutre, décalées d'un angle régulier entre phases adjacentes (Pentaphasée, 7-phases...)[6, 7].

Les machines poly-étoile représentent le deuxième type dans ce chapitre, nous allons étudier la machine asynchrone double étoile, qui n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement. Cependant, nous allons négliger ces phénomènes, d'une part à cause de la complexité de leur formulation mathématique, d'autre part leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaine condition.

I.1.1.1. Cas d'un nombre de phase multiple de trois

Ce genre de machines possède un nombre de phases statoriques (q) qui est un multiple de trois [1], de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées :

$$q = 3 \cdot n \text{ avec } n = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (\text{I.1})$$

Ces machines sont aussi appelées " machines multi-étoiles ".

Remarquons qu'il est en général préférable, en fonctionnement normal, d'avoir autant de neutres que d'étoiles, c'est-à-dire n neutres isolés [7].

Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles). En effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $(\alpha = \frac{n}{6})$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $(\alpha = \frac{\pi}{3})$ [1].

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un "nombre équivalent de phases", noté q_α , dont la définition est la suivante :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (\text{I.2})$$

Une machine ayant six phases régulièrement décalées de $(\frac{\pi}{3})$, possède en effet, les mêmes caractéristiques de fonctionnement (en ce qui concerne les harmoniques d'espace et de temps) qu'une machine triphasée (pour laquelle $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} = 3$) [7]. Le tableau (I.1) présente le type (1) des machines multiphasées .

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_a)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

Tableau I.1 : Présentation des machines multiphasées de Type 1

I.1.1.2. Cas d'un nombre de phase impair

Ce genre de machine " Type 2 " englobe les machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. On a donc toujours : $q = q_\alpha = \frac{2\pi}{2\alpha}$. Dans le tableau (I.2) nous avons présenté le détail de quelques exemples de machines multiphasées type (2).

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\pi/3$	
7	7	$\pi/3$	
9	9	$\pi/6$	
11	11	$\pi/9$	
13	13	$\pi/13$	

Tableau.I.2 : Présentation des machines multiphasées de Type 2

I.1.1.3. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone multiphasée

Les machine multiphase possède plusieurs avantages par rapport aux machine à trois phases parmi lesquelles on peut citer :

- La possibilité de fonctionner en mode dégradé, en conservant une qualité de couple acceptable ;
- Segmentation de la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance [8, 9] ;
- Elimination des harmoniques ;
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques ;
- Amélioration de la fiabilité ;
- les harmoniques de tension de rangs 5 et 7 ne produisent pas de f.m.m. mais provoquent des courants harmoniques importants dans les stators [10];
- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine.
- L'augmentation des nombre de connexions dû à l'augmentation du nombre des phases pourrait être une source de problème.

I.2. Machine asynchrone double étoiles

La machine asynchrone triphasée à double étoile (MASDE) est un cas particulier des machines multiphasées qui comporte deux bobinages statoriques fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux stators sont décalés entre eux d'un angle α . Parmi les angles les plus utiles on trouve le plus souvent ($\alpha = 30^\circ$), chacun est composé de trois enroulements identiques à P paires de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal ($\frac{2\pi}{3}$) dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré, d'où la création d'un champ tournant glissant dans l'entrefer. La figure I.2 présente les enroulements de la machine asynchrone double étoile.

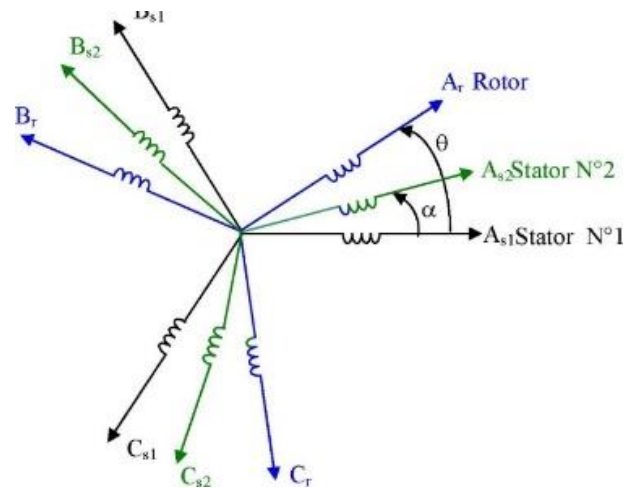


Fig I.2 : Présentation des enroulements de la MASDE

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 : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identiques à ceux du stator.

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 robustes, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité.

La machine asynchrone double étoile est représentée par deux enroulement statoriques A_{s1} , B_{s1} , C_{s1} et A_{s2} , B_{s2} , C_{s2} qui sont déphasés de α entre eux et trois phases rotorique A_r , B_r , C_r . [11].

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r 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 [5].

I.2.1. Modélisation de la Machine asynchrone double étoiles

I.2.2. Introduction

La modélisation des machine à courant alternative repose principalement sur les travaux de Gabriel Kron (1901-1968) qui a été le premier qui a donné naissance à la notion de la machine généralisée [12]. Lors de la conception de la commande d'un processus physique il est impératif de prendre en considération la modélisation mathématique du système. En effet l'établissement et l'étude des modèles mathématiques de machine électrique ouvrent de grande perspective de recherche des convertisseurs électromagnétiques.

La modélisation d'un modèle est une opération qui consiste à établir les équations mathématiques qui régissent un système technique. Pour une description très proche de la réalité, le modèle mathématique défini est complexe et demande une puissance de calcul importante. Par contre, si le système est trop simplifié, les calculs sont plus simples mais ne reflètent pas fidèlement la réalité physique du processus.

Il est d'usage de faire un bilan des phénomènes agissant sur le système, de conserver les plus importants et de négliger les moins influents. Il est donc nécessaire de faire des hypothèses simplificatrices judicieuses afin de définir un modèle mathématique représentant le plus fidèlement possible le comportement du système face aux sollicitations auxquelles il devra être confronté lors de l'élaboration de sa commande.

I.2.3. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se permettre à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes[13] :

- la saturation et les effets d'hystérésis du circuit magnétique sont négligés ainsi que les phénomènes provoquant des variations de la résistance et des inductances des enroulements (température, fréquence).
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- Force magnétothermique à répartition spatiale sinusoïdale ;
- Machine de construction symétrique ;
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

I.2.4. Modèle triphasé de la machine asynchrone double étoile

Les équations des tensions de la machine asynchrone double étoile représente pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux. On distingue deux types d'équations.

I.2.4.1. Equations électriques

Pour l'étoile N°01 :

$$\begin{cases} V_{as1} = R_{as1}I_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ V_{bs1} = R_{bs1}I_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ V_{cs1} = R_{cs1}I_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

Pour l'étoile N°02 :

$$\begin{cases} V_{as2} = R_{as2}I_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ V_{bs2} = R_{bs2}I_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ V_{cs2} = R_{cs2}I_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (I.4)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ar}I_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ 0 = R_{br}I_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ 0 = R_{cr}I_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (I.5)$$

Sous forme matricielle on a :

$$\text{Pour étoile 01 :} \quad [V_{abcS1}] = [R_{s1}][I_{abcS1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcS1}] \quad (I.6)$$

$$\text{Pour étoile 02 :} \quad [V_{abcS2}] = [R_{s2}][I_{abcS2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcS2}] \quad (I.7)$$

$$\text{Pour rotor :} \quad 0 = [R_r][I_{abc_r}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc_r}] \quad (I.8)$$

On pose : $R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$ et $R_{s2} = R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2}$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \cdot [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \cdot [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[I_{abc's1}] = \begin{bmatrix} I_{a_{s1}} \\ I_{b_{s1}} \\ I_{c_{s1}} \end{bmatrix}; \quad [I_{abc's2}] = \begin{bmatrix} I_{a_{s2}} \\ I_{b_{s2}} \\ I_{c_{s2}} \end{bmatrix}; \quad [I_{abc_r}] = \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[V_{abc's1}] = \begin{bmatrix} V_{a_{s1}} \\ V_{b_{s1}} \\ V_{c_{s1}} \end{bmatrix}; \quad [V_{abc's2}] = \begin{bmatrix} V_{a_{s2}} \\ V_{b_{s2}} \\ V_{c_{s2}} \end{bmatrix}; \quad [V_{abc_r}] = \begin{bmatrix} V_{a_r} \\ V_{b_r} \\ V_{c_r} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$[\phi_{abc's1}] = \begin{bmatrix} \phi_{a_{s1}} \\ \phi_{b_{s1}} \\ \phi_{c_{s1}} \end{bmatrix}; \quad [\phi_{abc's2}] = \begin{bmatrix} \phi_{a_{s2}} \\ \phi_{b_{s2}} \\ \phi_{c_{s2}} \end{bmatrix}; \quad [\phi_{abc_r}] = \begin{bmatrix} \phi_{a_r} \\ \phi_{b_r} \\ \phi_{c_r} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$[I_{abc's1}]$, $[I_{abc's2}]$, $[I_{abc_r}]$: Matrices des courants statoriques de l'étoile 1,2 et des courants rotoriques.

$[V_{abc's1}]$, $[V_{abc's2}]$, $[V_{abc_r}]$: Matrices des tensions statoriques de l'étoile 1,2 et des tensions rotoriques.

$[\phi_{abc's1}]$, $[\phi_{abc's2}]$, $[\phi_{abc_r}]$: Matrices des flux statoriques de l'étoile 1,2 et des flux rotorique.

1.2.4.2. Equations de tension

En appliquant la transformation de Park sur l'étoile : N° 01

$$[P(\theta_{s1})]^{-1}[V_{s1}dq_0] = [R_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1}dq_0] + \frac{d}{dt}[P(\theta_{s1})]^{-1}[\phi_{s1}dq_0] \quad (I.13)$$

1.2.4.3. Equations magnétiques

Dans les équations (1.14) nous exprimons les relations entre les flux satatoriques et rotorique avec les courants, les inductances propres et les inductances mutuelles.

$$\begin{bmatrix} \phi_{abc,s1} \\ \phi_{abc,s2} \\ \phi_{abc,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} [L_{as1+L_{ms}}] & [-L_{ms}/2] & [-L_{ms}/2] \\ [-L_{ms}/2] & [L_{bs1+L_{ms}}] & [-L_{ms}/2] \\ [-L_{ms}/2] & [-L_{ms}/2] & [L_{cs1+L_{ms}}] \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} [L_{as2+L_{ms}}] & [-L_{ms}/2] & [-L_{ms}/2] \\ [-L_{ms}/2] & [L_{bs2+L_{ms}}] & [-L_{ms}/2] \\ [-L_{ms}/2] & [-L_{ms}/2] & [L_{cs2+L_{ms}}] \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} [L_{ar+L_{mr}}] & [-L_{mr}/2] & [-L_{ms}/2] \\ [-L_{mr}/2] & [L_{br+L_{mr}}] & [-L_{ms}/2] \\ [-L_{mr}/2] & [-L_{mr}/2] & [L_{cr+L_{mr}}] \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

$$[L_{s1,s1}] = [L_{s2,s2}]^t ; [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t ; [L_{s2,r}] = [L_{s2,r}]^t \quad (I.21)$$

Las1 =Lbs1=Lcs1=Ls1: Inductance propre 1^{er} stator.

Las2 =Lbs2=Lcs2=Ls2 : Inductance propre 2^{eme} stator.

Lar =Lbr=Lcr=Lr : inductance propre du rotor.

Lms : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

Lmr: La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

Lsr: La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

1.2.5. Energie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression ci-dessous [9] :

$$W_{\text{mag}} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\phi_{s2}] + [I_r]^t [\phi_r]) \quad (\text{I.22})$$

I.2.6. Couple électromagnétique

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{\text{em}} = \frac{dw_{\text{mag}}}{d\theta_m} = P \frac{dw_{\text{mag}}}{d\theta_e} \quad (\text{I.23})$$

Avec :

P : Nombre de Pair de Pole.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{\text{em}} = \left(\frac{P}{2}\right) \left([I_{s1}]^t \frac{d}{d\theta} [L_{s1r}] [I_r] + [I_{s2}]^t \frac{d}{d\theta} [L_{s2r}] [I_r] \right) \quad (\text{I.24})$$

I.2.7. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit [21] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{\text{em}} - C_r - k_f \Omega \quad (\text{I.25})$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine asynchrone double étoile

C_r : Couple résistant (couple de charge).

C_{em} : Couple électromagnétique.

K_f ; Coefficient de frottement.

I.2.8. Modélisation de la machine asynchrone 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 [14]. Physiquement elle peut être expliquée par une transformation de trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements comme indiqué dans la figure I.2. Cette simplification doit réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constant.

I.2.8.1. Objectifs des transformations matricielles

L'objectif des transformations matricielles, encore appelées changement de variables, repose sur la recherche d'un référentiel, donc d'une nouvelle base pour les vecteurs et matrices afin que les nouvelles grandeurs, dites composantes relatives, correspondantes à une phase ne dépendent plus des autres. Les matrices qui lient les nouvelles grandeurs sont alors diagonales.

Une transformation matricielle fait correspondre à un vecteur $[I_{AB}] = [i_A \ i_B \ i_C]^T$ un autre vecteur $[I_{NB}]$, dans la nouvelle base par une matrice de transformation $[T]$.

$$[I_{NB}] = [T] \cdot [I_{AB}] \quad (I.26)$$

La matrice de passage $[T]$ est intéressante, elle apporte des facilités pour résoudre les équations et en même temps elle laisse invariante la puissance complexe ou la puissance instantanée [15]

On démontre que la puissance complexe est invariante lors d'une transformation si la matrice de passage est unitaire. De même, on démontre que la puissance instantanée est invariante si la matrice de passage est orthogonale [16].

1.2.8.2. Les transformations usuelles

1.2.8.2.1. La transformation de Clarke

La transformation de Clarke permet le passage de trois grandeurs réelles (X_A, X_B, X_C), vers deux grandeurs fictives (X_α, X_β), pour des grandeurs quelconques (tensions, courant, flux, etc...) et en l'absence de la composante homopolaire ($X_A + X_B + X_C = 0$). La figure I.3 illustre la transformation de Clarke.

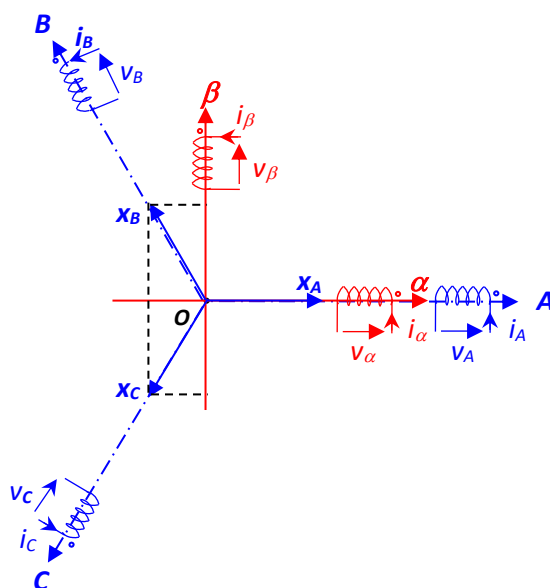


Fig.I.3. Principe de la transformation de Clarke (exemple d'une seule étoile)

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

$$[X_{\alpha,\beta}] = [CI] \cdot [X_{A,B,C}]$$

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

$$\text{La transformation inverse est définie par : } [X_{A,B,C}] = [CI]^{-1} \cdot [X_{\alpha\beta}] \quad (I.28)$$

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

$[Cl]$ et $[Cl]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Clarke. Elle conserve l'amplitude des grandeurs transformées mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par le coefficient 3/2) [17].

1.2.8.2.2. Transformation de Concordia

C'est une modification de la transformation de Clark, afin de rétablir l'invariance de la puissance instantanée, mais l'amplitude des grandeurs n'est plus conservée. De plus, elle introduit une composante homopolaire dans le but de prendre en considération les régimes déséquilibrés ou dégradés de la machine, si nécessaire.

La transformation de Concordia est définie de la manière suivante :

$$[x_{\alpha,\beta,0}] = [C_0] \cdot [X_{A,B,C}] \quad (I.28)$$

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

La transformation inverse est définie par :

$$[X_{A,B,C}] = [C_0]^{-1} [X_{\alpha,\beta,0}] = [C_0]^T [X_{\alpha,\beta,0}] \quad (I.30)$$

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

$[C_0]$ et $[C_0]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Concordia.

1.2.8.2.3. Transformation de Park

La transformation de Park constitue à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes A, B, C, en un système équivalent à deux enroulement suivie d'une rotation. Créant la même force magnétomotrice. [11]. Elle permet de passer des référentiels (A,B,C) vers $(\alpha,\beta,0)$, puis $(d,q,0)$. Le référentiel $(\alpha,\beta,0)$ est toujours fixe, par rapport à (A,B,C), par contre le référentiel $(d,q,0)$ est mobile. Il forme avec le repère fixe $(\alpha,\beta,0)$ un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park.

On désigne par : "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature arrière.

La rotation dans le sens horaire est introduite par la matrice suivante :

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

$$\text{Donc } [X_{d,q,o}] = [R(\theta)] \cdot [X_{\alpha,\beta,o}] \tag{I.33}$$

La figure I.4 montre le principe de la transformation de Park.

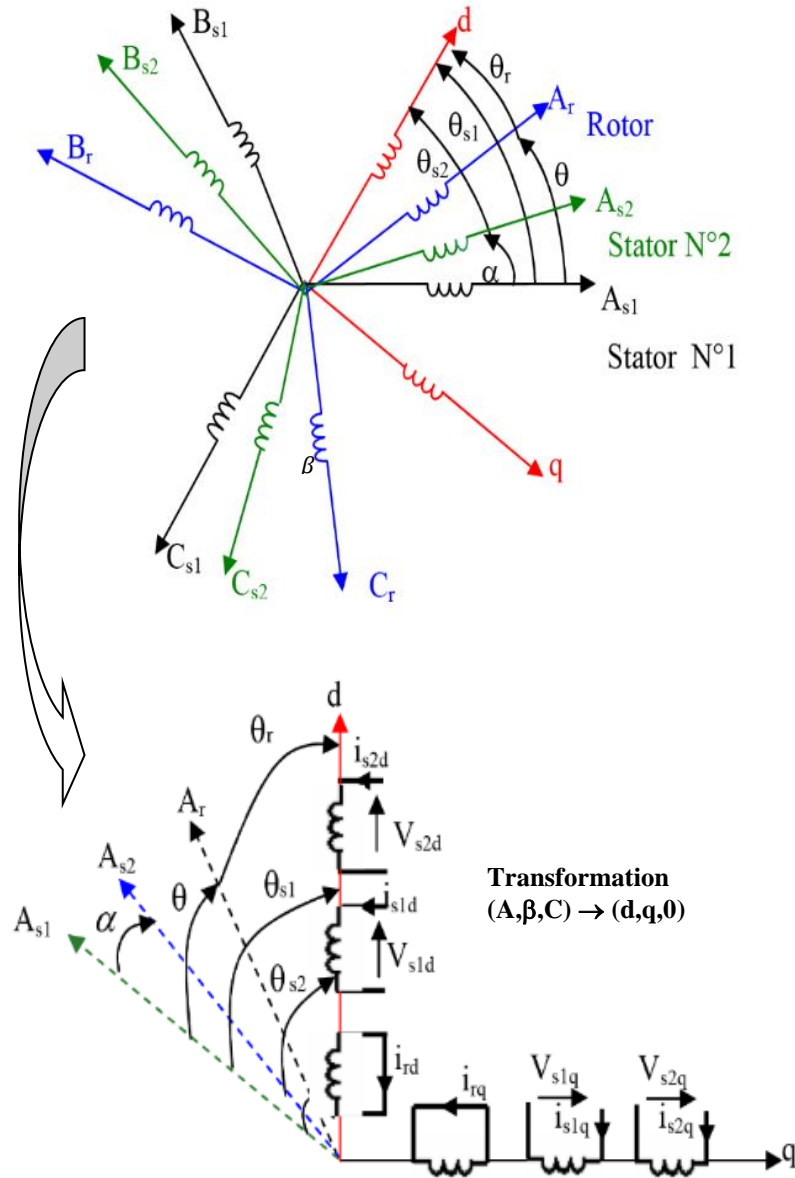


Fig.I.4. Présentation des passages dans le principe de la transformation de Park.

Pour conserver l'invariance de la puissance instantanée on utilise la transformation de Concordia associée à la matrice de rotation. La transformation de Park est alors définie de la manière suivante :

$$[X_{d,q,o}] = [P(\theta)] \cdot [X_{A,B,C}] \tag{I.34}$$

Où:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \tag{I.35}$$

Les nouvelles variables X_d et X_q sont appelées respectivement composantes directe et en quadrature.

La transformation inverse est définie par :

$$[X_{A,B,C}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [X_{d,q,o}] \quad (\text{I.36})$$

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ Représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park.

On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante :

$$[P(\theta)] \cdot [P(\theta)]^{-1} = [1] \quad (\text{I.38})$$

La composante homopolaire (o) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d,q).

I.2.9. Choix de référence

Il existe plusieurs choix de l'orientation du repère de Park qui dépendent des objectifs de l'application voulue [18].

Les équations de la machine asynchrone double étoile peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).

I.2.9.1. Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix, $\theta_s=0$ et $\omega_s=0$. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées[19].

I.2.9.2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante[19].

I.2.9.3. Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel n'introduit pas de simplification. Cependant c'est le référentiel le plus utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable et dans l'étude de la transmittance du moteur relativement à de petites variations autour d'un régime de fonctionnement donné [19]. Ce référentiel se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.39})$$

1.2.10. Modèle de la machine asynchrone double étoile

Dans cette modélisation la machine asynchrone double étoile est considérée comme étant deux machines mais partageant le même circuit magnétique avec un seul rotor.

Le passage de repère triphasé au repère biphasé de Park est assuré par la matrice $[P(\theta_{s1})]$ pour l'étoile N° 01 :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s1}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

Et par la matrice $[P(\theta_{s2})]$ pour l'étoile 02 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & \cos(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s2}) & -\sin(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

$$\text{Où } \theta_{s2} = \theta_{s1} - \alpha \quad (I.42)$$

La matrice de Park est définie pour le rotor $[P(\theta_r)]$ comme suit :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

1.2.10.1. Application de la transformation de Park

Afin d'appliquer la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée, on définit une matrice unique de transformation pour les tensions, les courants et les flux.

1.2.10.2. Les transformations des tensions

$$[V_{s1}] = [P(\theta_{s1})][V_{s1p}] \quad (I.44)$$

$$[V_{s2}] = [P(\theta_{s2})][V_{s2p}] \quad (I.45)$$

1.2.10.3. Les transformations des courants

$$[I_{s1}] = [P(\theta_{s1})][I_{s1p}] \quad (I.46)$$

$$[I_{s2}] = [P(\theta_{s2})][I_{s2p}] \quad (I.47)$$

$$[I_r] = [P(\theta_r)][I_{rp}] \quad (I.48)$$

1.2.10.4. Les transformations des flux

$$[\phi_{s1}] = [P(\theta_{s1})][\phi_{s1p}] \quad (I.49)$$

$$[\phi_{s2}] = [P(\theta_{s2})][\phi_{s2p}] \quad (I.50)$$

$$[\phi_r] = [P(\theta_r)][\phi_{rp}] \quad (I.51)$$

Avec :

$$[V_{s1p}] = \begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s1q} \\ V_{s10} \end{bmatrix} * [V_{s2p}] = \begin{bmatrix} V_{s2d} \\ V_{s2q} \\ V_{s20} \end{bmatrix} * [I_{s1p}] = \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s1q} \\ I_{s10} \end{bmatrix} * [I_{s2p}] = \begin{bmatrix} I_{s2d} \\ I_{s2q} \\ I_{s20} \end{bmatrix} \quad (I.52)$$

$$[I_{rp}] = \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_r \end{bmatrix} * [\phi_{s1p}] = \begin{bmatrix} \phi_{s1d} \\ \phi_{s1q} \\ \phi_{s10} \end{bmatrix} * [\phi_{s2p}] = \begin{bmatrix} \phi_{s2d} \\ \phi_{s2q} \\ \phi_{s20} \end{bmatrix} * [\phi_{rp}] = \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix} \quad (I.53)$$

1.2.10.5. Les équations des tensions

Nous avons pour l'étoile N°01 :

$$[V_{abc_{s1}}] = [R_{s1}][I_{abc_{s1}}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc_{s1}}] \quad (I.54)$$

En appliquant la transformation de Parke, en multipliant chacun des membres de l'équation de tensions par $[P(\theta_{s1})]$ pour l'étoile 01 et par $[P(\theta_{s2})]$ pour l'étoile N°02

l'équation matricielle des tensions pour le référentiel (d,q,o):

$$[P(\theta_{s1})]^{-1}[V_{s1dq0}] = [R_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dq0}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})]^{-1}[\phi_{s1dq0}]) \quad (I.55)$$

$$[V_{s1dq0}] = [R_{s1}][I_{s1dq0}] + [P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})]^{-1}[\phi_{s1dq0}]) + \frac{d}{dt}[\phi_{s1dq0}] \quad (I.56)$$

On démontre que :

$$[P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} [P(\theta_{s1})]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} \quad (I.57)$$

On développe le système (I.54)

$$\begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s1q} \\ V_{s10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s1q} \\ I_{s10} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s1d} \\ \phi_{s1q} \\ \phi_{s10} \end{bmatrix} + \omega_{s1} \begin{bmatrix} \phi_{s1d} \\ \phi_{s1q} \\ \phi_{s10} \end{bmatrix} \quad (I.58)$$

De plus en démontre que :

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1}I_{s1d} + \frac{d}{dt}\phi_{s1d} - \omega_s\phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1}I_{s1q} + \frac{d}{dt}\phi_{s1q} + \omega_s\phi_{s1d} \end{cases} \quad (I.59)$$

De même raisonnement que pour l'étoile N°01 on aura à l'étoile N°02 les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{s2d} = R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt}\phi_{s2d} - \omega_s\phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2}I_{s2q} + \frac{d}{dt}\phi_{s2q} + \omega_s\phi_{s2d} \end{cases} \quad (I.60)$$

De façon analogue pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt}\phi_{rd} - \omega_{sr}\phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt}\phi_{rq} + \omega_{sr}\phi_{rd} \end{cases} \quad (I.61)$$

$$\text{Si on Pose } \frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s \quad (I.62)$$

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (I.63)$$

Avec : ω_{sr} présente la vitesse de Glissement

ω_r présente la pulsation Rotorique

Le système suivant (I.64) présente en général les équations de tension de la machine asynchrone double étoile.

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1}I_{s1d} + \frac{d}{dt}\phi_{s1d} - \omega_s\phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1}I_{s1q} + \frac{d}{dt}\phi_{s1q} + \omega_s\phi_{s1d} \\ V_{s2d} = R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt}\phi_{s2d} - \omega_s\phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2}I_{s2q} + \frac{d}{dt}\phi_{s2q} + \omega_s\phi_{s2d} \\ 0 = R_r I_r + \frac{d}{dt}\phi_{rd} - \omega_{sr}\phi_{rq} \\ 0 = R_r I_r + \frac{d}{dt}\phi_{rq} + \omega_{sr}\phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.64})$$

I.2.10.6. Les équations des flux

Les expressions des flux statorique et rotorique dans le référentiel triphasé sont données par les relations :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I.65})$$

Pour la première étoile en multipliant

$$[\phi_{s1abc}] = [L_{s1s1}][I_{s1}] + [L_{s1s2}][I_{s2}] + [L_{s1s1}][I_r] \quad (\text{I.66})$$

$$[\phi_{s1dq0}] = [P(\theta_{s1})][\phi_{s1abc}] \quad (\text{I.67})$$

$$\begin{aligned} [\phi_{s1dq0}] &= [P(\theta_{s1})][L_{s1s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dq0}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2dq0}] + \\ &[P(\theta_{s1})][L_{s1r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdq0}] \end{aligned} \quad (\text{I.68})$$

La même manière a été suivie pour la transformation de la deuxième étoile ainsi que pour le rotor.

Le système (I.69) présente les équations des flux pour la machine asynchrone double étoile.

Après le développement du système (I.69) nous pouvons écrire les équations des flux de la machine asynchrone sous la forme (I.71).

$$\begin{cases} \phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rd} \\ \phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} + \frac{3}{2}L_{ms}I_d + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s2d} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + \frac{3}{2}L_{ms}I_q + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s2q} \end{cases} \quad (\text{I.69})$$

$$\text{Si on pose } \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m \quad (\text{I.70})$$

$$\begin{cases} \Phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \Phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_r) \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \end{cases} \quad (I.71)$$

On peut présenter les flux de la MASDE sous la forme matricielle comme :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s2d} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s2d} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (I.72)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1q} \\ I_{s2q} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.73)$$

Avec ;

$L_{s1} + L_m$: Inductance propre cyclique du Stator N°01.

$L_{s2} + L_m$: Inductance propre cyclique du Stator N° 02.

$L_r + L_m$: Inductance propre cyclique du Rotor.

1.2.10.7. Equation mécanique

L'expression du couple électromagnétique peut être obtenue à l'aide d'un bilan de puissance. En faisant appel aux flux et aux courants à partir du système d'équation (I.64), on peut avoir plusieurs expressions du couple toutes égales.

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{s1a}I_{s1a} + V_{s1b}I_{s1b} + V_{s1c}I_{s1c} + V_{s2a}I_{s2a} + V_{s2b}I_{s2b} + V_{s2c}I_{s2c} \quad (I.74)$$

En tenant en compte le fait que la transformation de Park conserve la puissance instantanée, l'équation de la puissance de la MASDE peut être exprimée comme :

$$P = (V_{s1d})I_{s1d} + (V_{s1q})I_{s1q} + (V_{s2d})I_{s2d} + (V_{s2q})I_{s2q} \quad (I.75)$$

Si on remplace les tensions dans l'équation (I.74) par (I.64) on obtient :

$$P = \left(R_{s1}I_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1d} - w_s\Phi_{s1q} \right) I_{s1d} + \left(R_{s1}I_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q} + w_s\Phi_{s1d} \right) I_{s1q} + \left(R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d} - w_s\Phi_{s2q} \right) I_{s2d} + \left(R_{s2}I_{s2q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q} + w_s\Phi_{s2d} \right) I_{s2q} \quad (I.76)$$

$$P = R_{s1}I_{s1d}^2 + R_{s1}I_{s1q}^2 + R_{s2}I_{s2d}^2 + R_{s2}I_{s2q}^2 + I_{s1d}\frac{d}{dt}\Phi_{s1d} + I_{s1q}\frac{d}{dt}\Phi_{s1q} + I_{s2d}\frac{d}{dt}\Phi_{s2d} + I_{s2q}\frac{d}{dt}\Phi_{s2q} + w_s(I_{s1q}\Phi_{s1d} + I_{s2q}\Phi_{s2d} - I_{s1d}\Phi_{s1q} - I_{s2d}\Phi_{s2q}) \quad (I.77)$$

Il est remarquable que l'équation de la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme représente les pertes de joules au niveau du stator ;
- Le deuxième terme représente la puissance électromagnétique emmagasinée ;

➤ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée à la puissance mécanique.

I.2.10.8. Couple électromagnétique

La relation reliant le couple électromagnétique à la puissance instantanée est :

$$P_{em} = C_{em}\Omega \quad (I.80)$$

$$P_{em} = w_s(I_{s1q}\phi_{s1d} + I_{s2q}\phi_{s2d} - I_{s1d}\phi_{s1q} - I_{s2d}\phi_{s2q}) \quad (I.81)$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{w_s}{\Omega}(I_{s1q}\phi_{s1d} + I_{s2q}\phi_{s2d} - I_{s1d}\phi_{s1q} - I_{s2d}\phi_{s2q}) \quad (I.82)$$

$$\Rightarrow C_{em} = P(I_{s1q}\phi_{s1d} + I_{s2q}\phi_{s2d} - I_{s1d}\phi_{s1q} - I_{s2d}\phi_{s2q}) \quad (I.83)$$

P : nombre de pair de pôle.

En remplaçant les équations des flux dans l'équation de couple on aura :

$$C_{em} = w_s [I_{s1q}(L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd})) + I_{s2q}(L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd})) - I_{s1d}(L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq})) - I_{s2d}(L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}))] \quad (I.84)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques

$$\phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \quad (I.85)$$

$$\phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \quad (I.86)$$

On tire :

$$I_{rd} = \frac{\phi_{rd}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r}(I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (I.87)$$

$$I_{rq} = \frac{\phi_{rq}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r}(I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (I.88)$$

On remplace I_{rd} et I_{rq} dans l'équation du couple, on démontre que :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{rd}(I_{s1q} + I_{s2q}) - \phi_{rq}(I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (I.89)$$

I.2.11. Deuxième modèle de la machine asynchrone double étoile

La matrice de transformation utilisée dans ce cas afin de modéliser la MASDE est une matrice spéciale $[T(6)]^{-1}$ qui traite le modèle comme étant une machine hexaphasée.

$$[T(6)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\alpha) & \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(0) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3})\cos(\pi - \alpha) & \cos(\frac{\pi}{3} - \alpha) & \cos(\frac{5\pi}{3} - \alpha) & \\ \sin(0) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3})\sin(\pi - \alpha) & \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) & \sin(\frac{5\pi}{3} - \alpha) & \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.90)$$

Pour la MASDE l'angle de décalage est $\alpha = \frac{\pi}{6}$

$$[T(6)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.91)$$

En remplaçant les expressions des courants de l'équation I.14 dans l'équation I.15 on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans un repère lié au stator.

I.2.12. Passage du système (A, B, C) au système ((A, B), (X, Y), (O1, O2))

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_x \\ V_y \\ V_{01} \\ V_{02} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \\ V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} \quad (I.92)$$

I.2.13. Mise sous forme d'équation d'état

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous forme :

$$\dot{X} = \frac{dx}{dt} = AX + BU \quad (I.93)$$

Avec ;

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

Le vecteur d'état de notre modèle est le vecteur de flux.

En tenant en compte la référence choisie (référence statorique $\omega_s = 0$) le modèle finale de la machine asynchrone double étoile est présenté dans le système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} * L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} * L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} * L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} * L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} * L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} * L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} * L_r} \\ \frac{L_a}{T_r * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r * L_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_r * L_r} & -\omega_{sr} \\ 0 & \frac{L_a}{T_r * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r * L_{s2}} & \omega_{sr} & \frac{L_a - L_r}{T_r * L_r} \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} \varnothing_{s1\alpha} \\ \varnothing_{s1\beta} \\ \varnothing_{s2\alpha} \\ \varnothing_{s2\beta} \\ \varnothing_{r\alpha} \\ \varnothing_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{s1\alpha} \\ V_{s1\beta} \\ V_{s2\alpha} \\ V_{s2\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}, \quad T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

I.2.14. Simulation de la machine asynchrone double étoile

La figure I.5 présente le modèle Simulink de la machine asynchrone double étoile dont les paramètres de la machine utilisés dans ce travail sont donnés en Annexe 01.

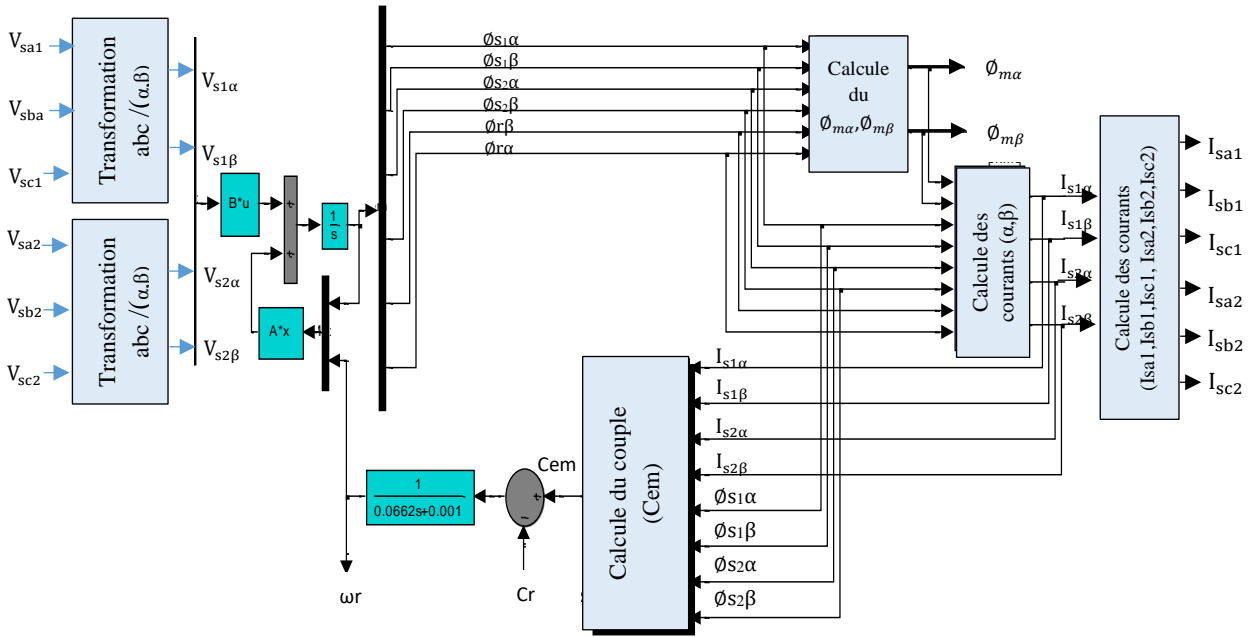


Fig.I.5. Présentation du le modèle Simulink de la machine asynchrone double étoile.

En premier lieu nous avons alimenté la machine asynchrone double étoile avec deux sources purement sinusoïdales et équilibrées, voici ci-dessous les détails de chaque source d'alimentation :

Alimentation du premier stator avec $V_s=220$ V et $\omega_s=314$ rad/s :

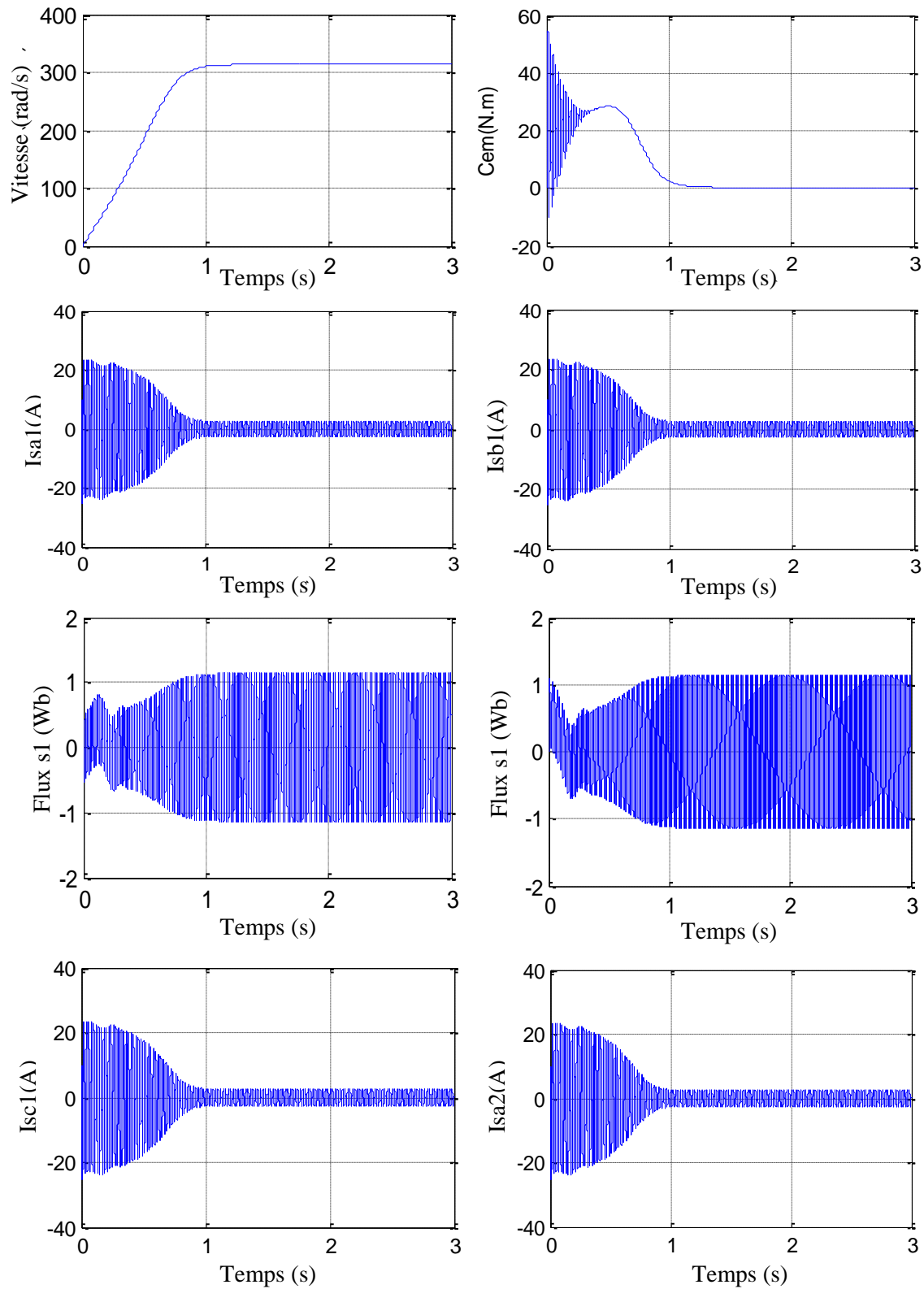
$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.94)$$

Alimentation du deuxième stator avec $V_s =220$ V et $\omega_s =314$ rad/s :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sb1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (1.95)$$

I.2.15. Résultats des simulations

Le groupe des figures I.6 montre les performances des résultats par simulation à vide ($C_r=0$ N.m) de la machine asynchrone double étoile alimentée par les deux systèmes (1.94) et (1.95).



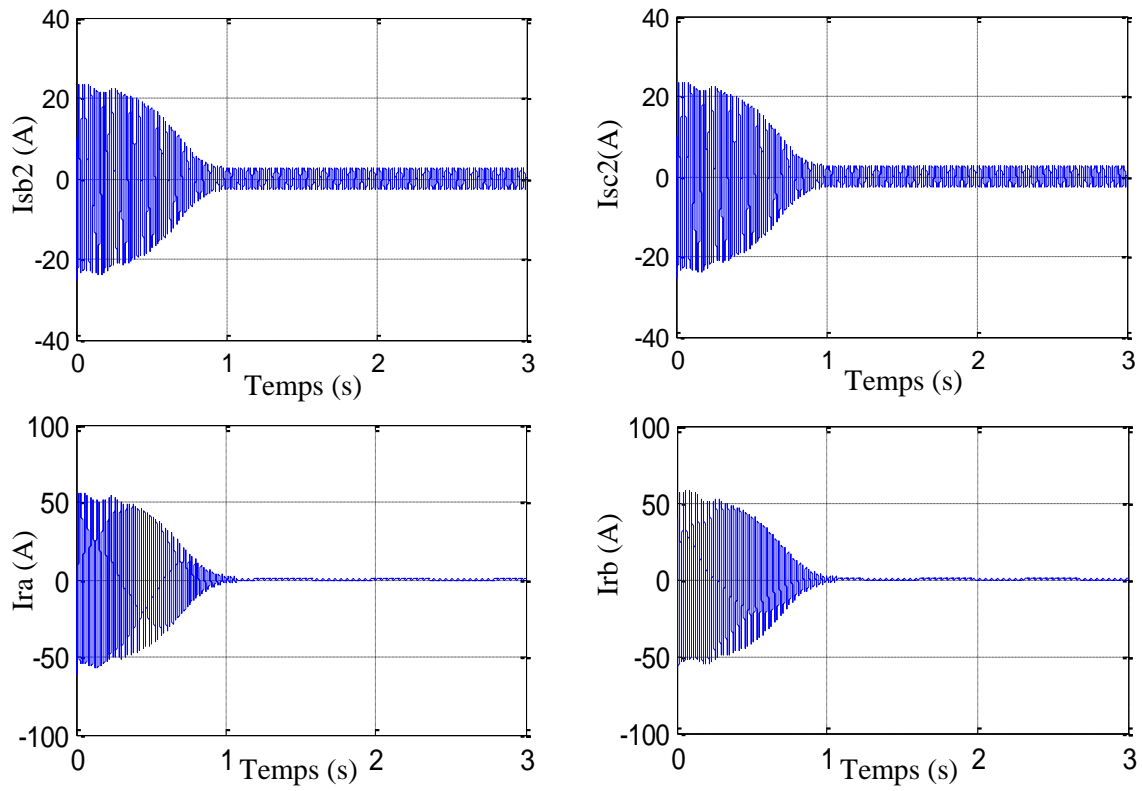


Fig I.6. Présentation des performances de la MADES à vide alimenté par deux sources de tension

La figure I.7 présente les performances par simulation de la machine asynchrone double étoile quand on applique un couple résistant ($C_r=10\text{N.m}$)

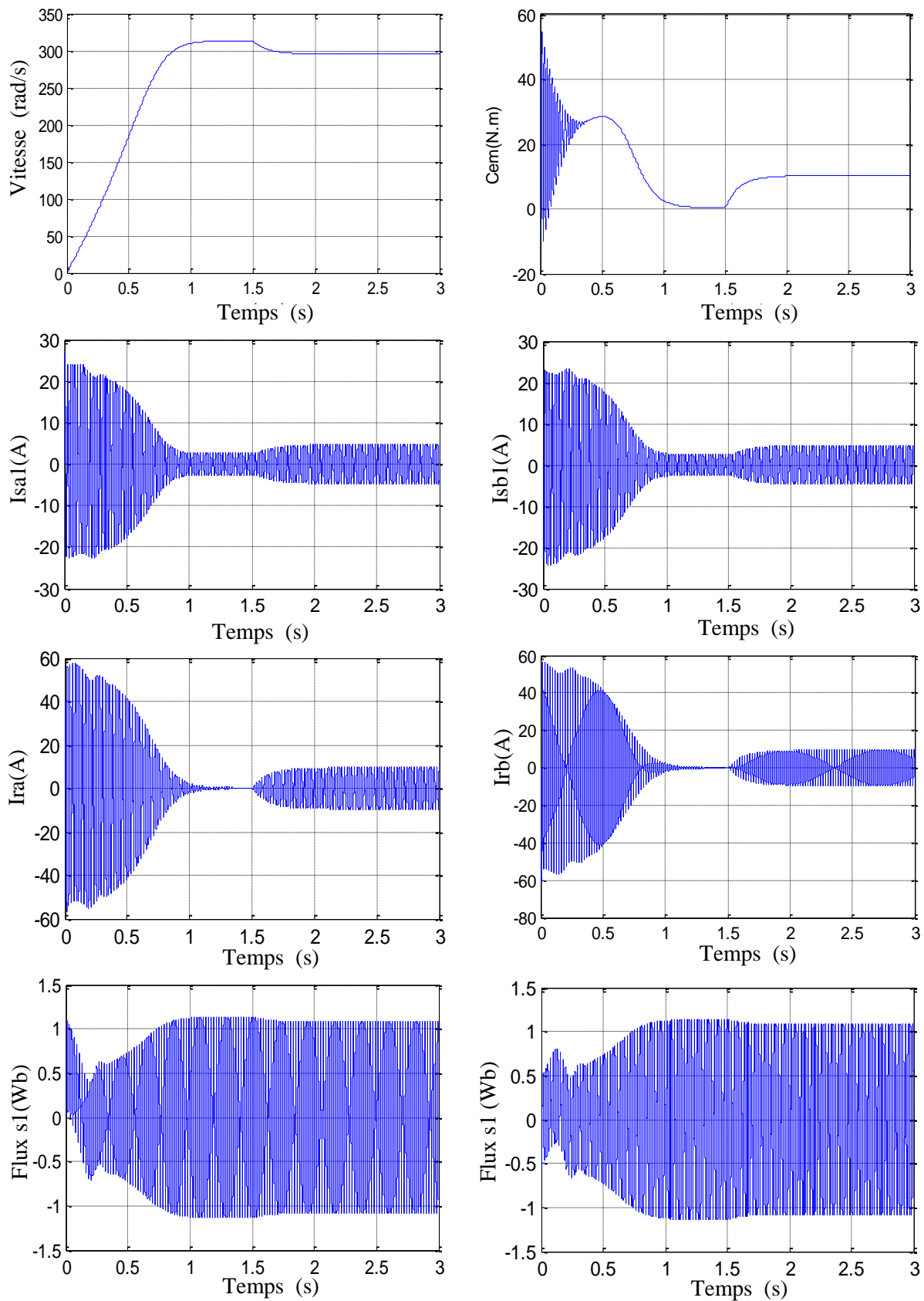


Fig.I.7. Présentation des performances de la MASDE en charge alimentée par deux sources de tension

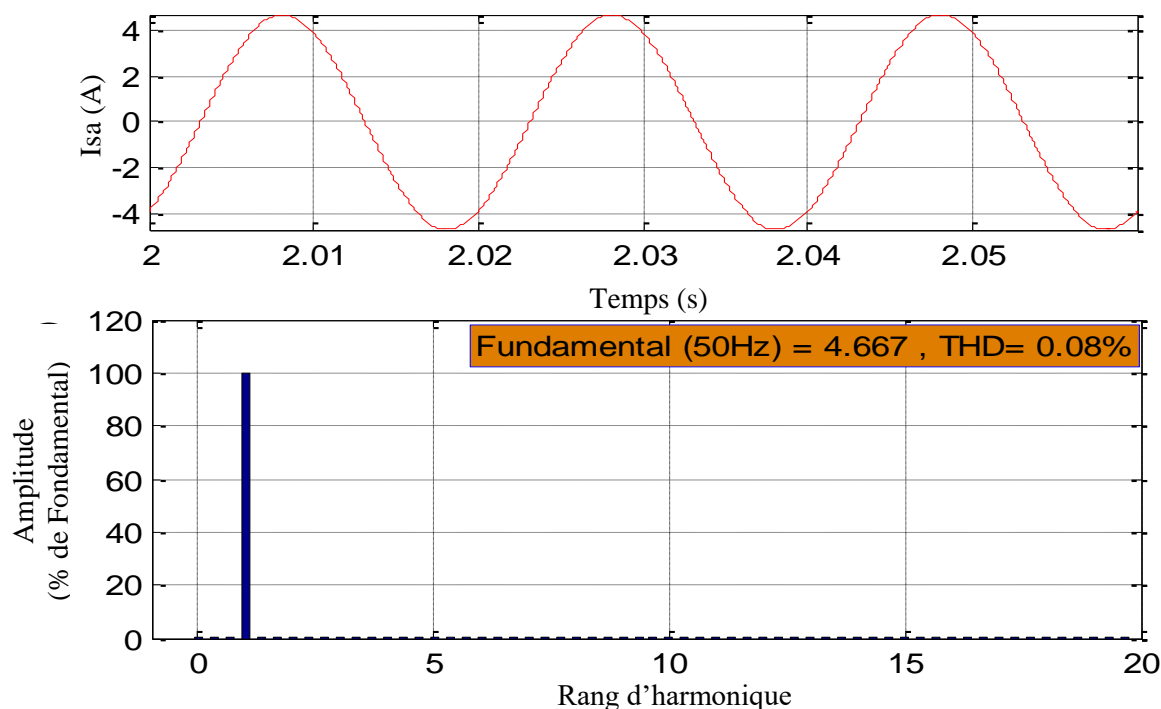


Fig.I.8.Présentation des harmoniques du courant statorique

1.2.15.1. Discussion des résultats des simulations

Le groupe des figures I.6, I.7, I.8 présente les résultats de simulation :

Lors du démarrage à vide de la machine, on constate un bref appel des courants statoriques I_{sa1} , I_{sb1} , I_{sc1} , I_{sa2} , I_{sb2} , I_{sc2} atteignant à peu près trois fois le courant nominal. Ceci se répercute évidemment sur le couple électromagnétique produit par la machine qui se présente sous forme d'une courbe oscillatoire amortie prenant une valeur maximale de 26 N.m en régime transitoire. Leurs valeurs sont d'ordre 26A pour permettre au couple électromagnétique de vaincre l'inertie de la machine. Puis ils diminuent et prennent une forme sinusoïdale au régime permanent pour atteindre la valeur 2A, et une valeur constante presque nulle en régime permanent. Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 314(rad/sec).

L'application d'une charge de 10 N.m après un temps de 1.5sec se traduit par une dilatation dans le temps d'appel de courant et une perturbation qui sera compensée par accroissement de couple électromagnétique, il atteint une valeur établie 10N.m. On constate aussi une augmentation de son temps de réponse et une chute d'environ 5.5% de sa valeur à vide. La figure I.8 présente l'analyse des fréquences du courant I_{sa1} de la MASDE avec un taux de distorsion harmonique égale à 0.08% d'une part et d'autre part l'absence des harmoniques pairs justifiant la symétrie du glissement. Des essais ont été faits pour trouver le choix optimal de

l'angle électrique entre les stators, les résultats des simulations montrent que les meilleures performances sont obtenues avec la configuration $\alpha=\beta=30^\circ$.

I.3. Modélisation de l'alimentation de la machine

I.3.1. Introduction

Les onduleurs de tension triphasé sont des convertisseurs statique assurant la conversion continue alternative, universellement utilisées pour alimenter avec des tensions variables (amplitude et fréquence réglables) les machines électriques à courant alternatif utilisées comme actionneurs[20]. La figure I.9 présente l'utilisation d'un onduleur dans une alimentation du moteur à courant alternatif.

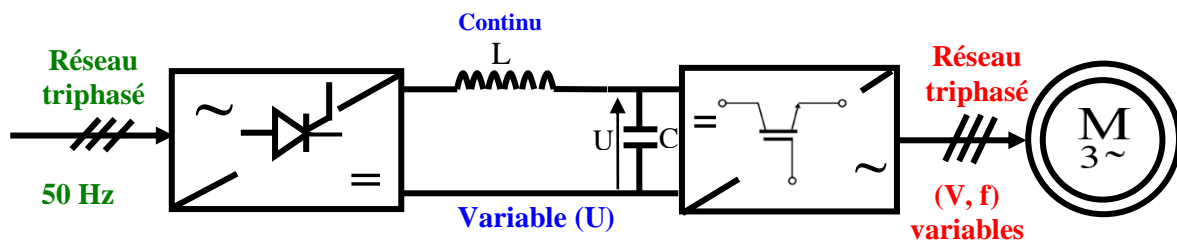


Fig.I.9. Présentation d'une alimentation d'un moteur à courant alternatif avec un onduleur de tension.

La forte évolution des onduleurs de tension ces dernières années est due, d'une part au développement des composants semi-conducteurs entièrement commandable, puissant, robustes et rapides, et d'autre part à l'utilisation quasi générale des techniques de commande plus avancées.

Pour agir sur le rendement d'un convertisseur on peut influencer principalement sur :

- La structure de ces convertisseurs (type n-niveau) [21]. Dans un contexte de connexion au réseau d'un convertisseur, des structures d'onduleurs particuliers ont été développés [22] ;
- La technologie et le choix de ses composants (semi-conducteurs, filtres) ;
- La modulation appliquée au convertisseur (Modulation de Largeur d'Impulsion).

Dans le présent chapitre on s'intéresse à l'étude ainsi qu'à la simulation de la MASDE alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

I.3.2. Onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté sur la figure I.10. Il est constitué de trois bras de commutation. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un interrupteur qui travaillent en commutation forcée [23]. Les six interrupteurs électroniques représentés, peuvent être des transistors (bipolaires, MOSFET,

IGBT) associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage. Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [24].

Pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage est de type étoile sans neutre (bien que le branchement d'une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois.

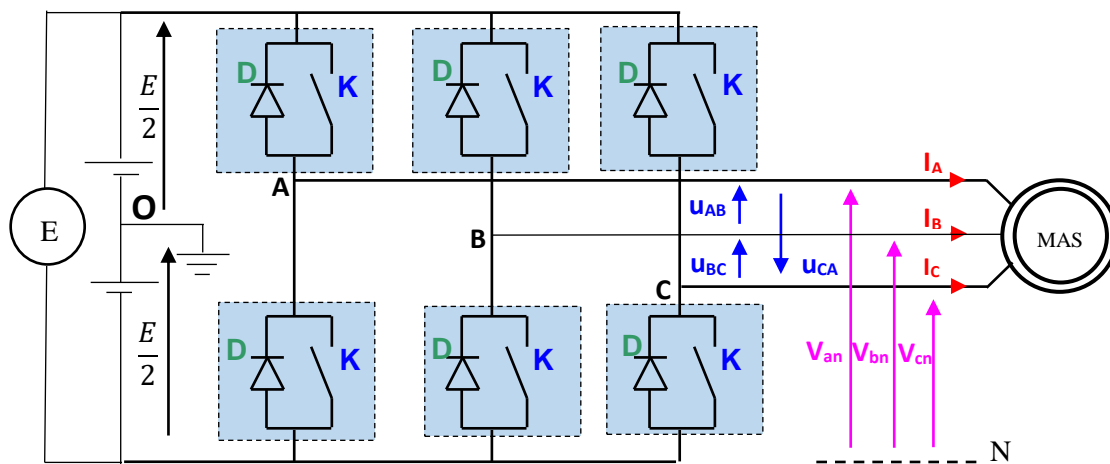


Fig.I.10. Structure d'un onduleur triphasé.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre. Pour cela il faut faire intervenir la commande des interrupteurs qui constitue l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance car cela qui détermine la qualité de la tension de sortie [25].

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs.

Il est judicieux de considérer le montage comme étant l'association de trois onduleurs monophasés en demi pont en décomposant la source continue par deux sources équivalentes de tension $\frac{E}{2}$ avec un point milieu, noté O.

On peut alors déterminer l'allure des tensions composées en tenant compte des relations suivantes :

$$\begin{aligned}
U_{AB} &= V_{AO} - V_{BO} \\
U_{BC} &= V_{BO} - V_{CO} \\
U_{CA} &= V_{CO} - V_{AO}
\end{aligned} \tag{I.96}$$

Au niveau de la charge on peut déduire les relations donnant les expressions des tensions simples :

$$\begin{aligned}
U_{AB} &= V_A - V_B \\
U_{BC} &= V_B - V_C \\
U_{CA} &= V_C - V_A
\end{aligned} \tag{I.97}$$

Et en effectuant la différence membre à membre entre la première et la troisième relation :

$$\begin{aligned}
U_{AB} - U_{CA} &= 2V_A - (V_B + V_C) \\
U_{BC} - U_{AB} &= 2V_B - (V_A + V_C) \\
U_{CA} - U_{BC} &= 2V_C - (V_B + V_A)
\end{aligned} \tag{I.98}$$

Sachant que les tensions V_A, V_B, V_C forment un système triphasé équilibré, on peut écrire :

$$\begin{aligned}
U_{AB} - U_{CA} &= 3V_A \\
U_{BC} - U_{AB} &= 3V_B \\
U_{CA} - U_{BC} &= 3V_C
\end{aligned} \tag{I.99}$$

D'où la nouvelle expression pour les tensions simples :

$$\begin{aligned}
V_A &= \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \\
V_B &= \frac{1}{3}(U_{BC} - U_{AB}) \\
V_C &= \frac{1}{3}(U_{CA} - U_{BC})
\end{aligned} \tag{I.100}$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A, B, C et le point milieu fictif O associé à l'alimentation.

$$\begin{aligned}
V_A &= \frac{1}{3} [2 V_{AO} - V_{BO} - V_{CO}] \\
\text{Soit : } V_B &= \frac{1}{3} [-V_{AO} - 2V_{BO} - V_{CO}] \\
V_C &= \frac{1}{3} [-V_{AO} - V_{BO} - 2V_{CO}]
\end{aligned} \tag{I.101}$$

$$\text{On obtient sous forme matricielle : } \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \tag{I.102}$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire. On peut donc associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande S_i , avec ($i = A, B, C$) et telle que :

$S_i = +1 \Rightarrow$ Interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert.

$S_i = -1 \Rightarrow$ Interrupteur du haut ouvert, interrupteur du bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{E}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.103})$$

D'où la nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \frac{E}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.104})$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande S_A , S_B , S_C qui représentent les signaux de commande. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée.

À partir de ce résultat on peut donner le modèle de l'onduleur triphasé, figure I.11 sous forme de schéma bloc que l'on implantera sous Simulink.

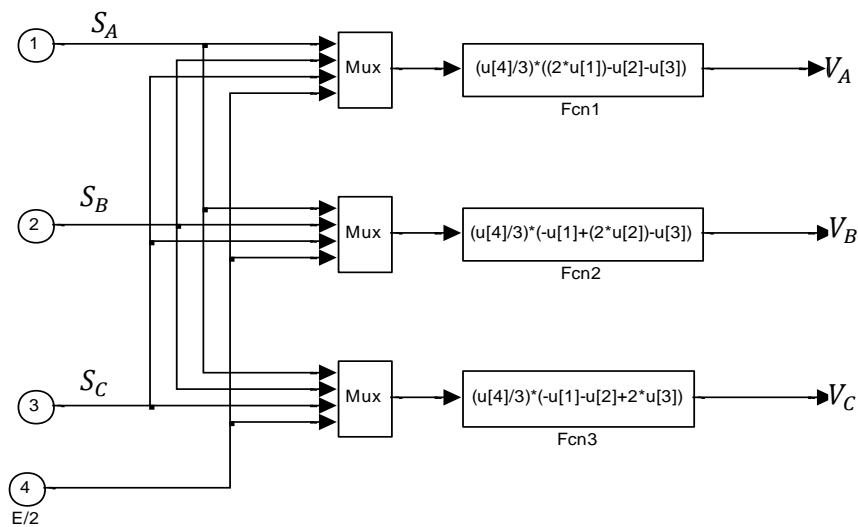


Fig.I.11. Modèle Simulink de l'onduleur triphasé

I.3.3. La commande par modulation de largeur d'impulsion

I.3.3.1. Principe de la MLI sinus-triangle

Nous nous intéresserons à une technique analogique « la commande sinus triangle ».

Cette technique consiste à comparer entre elles :

- Une onde de référence u_m , la modulatrice, de forme sinusoïdale et de fréquence f .
- Une onde de modulation u_p , la porteuse, généralement triangulaire, de haute fréquence f_p , telle que : $f_p \gg f$.

Le schéma de principe de cette commande est donné sur la figure I.12. Les instants de fermeture des interrupteurs sont alors définis par les intersections entre les deux ondes, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse.

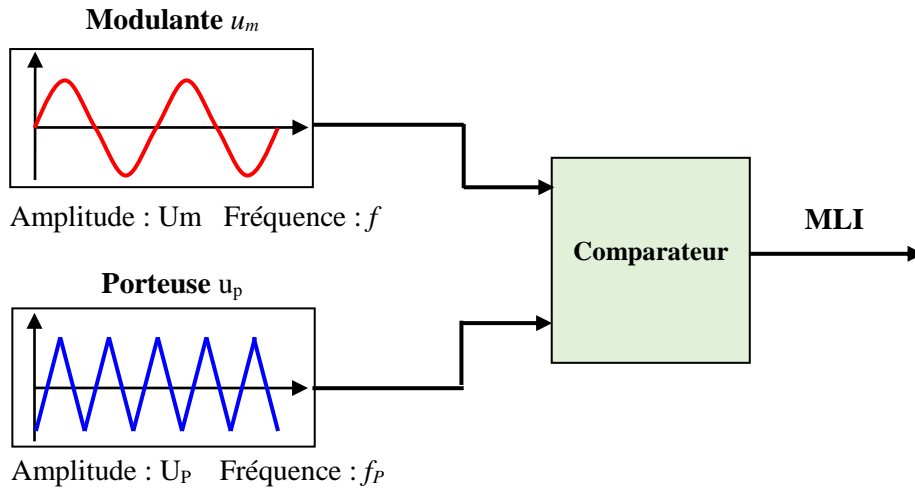


Fig.I.12. Schéma de principe de la commande «sinus -triangle».

La figure I.13 présente un exemple de chronogramme pour ce type de comparaison intersective, généralement afin de réaliser une commande MLI triphasée on génère un système sinusoïdal de tension de référence v_{Ar} , v_{Br} , v_{Cr} , déphasée de 120° que l'on compare à une tension de modulation triangulaire commune afin de produire trois signaux de commande de type MLI bipolaire (ou unipolaire).

Porteuse Modulante

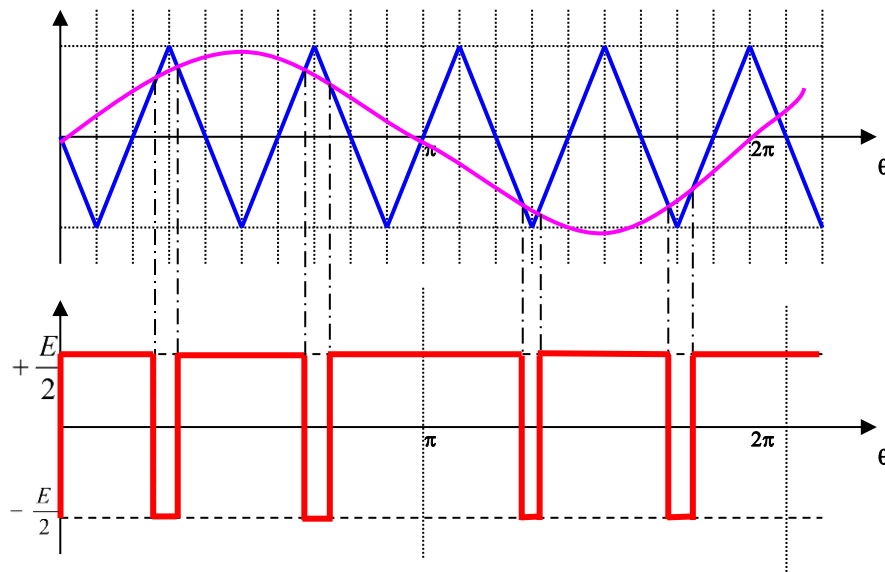


Fig.I.13. Chronogramme d'une commande MLI «sinus -triangle» monophasé.

Les figures I.14 et I.15. représentent respectivement le schéma de principe d'une commande MLI sinus-triangle triphasée et un exemple de chronogramme obtenu.

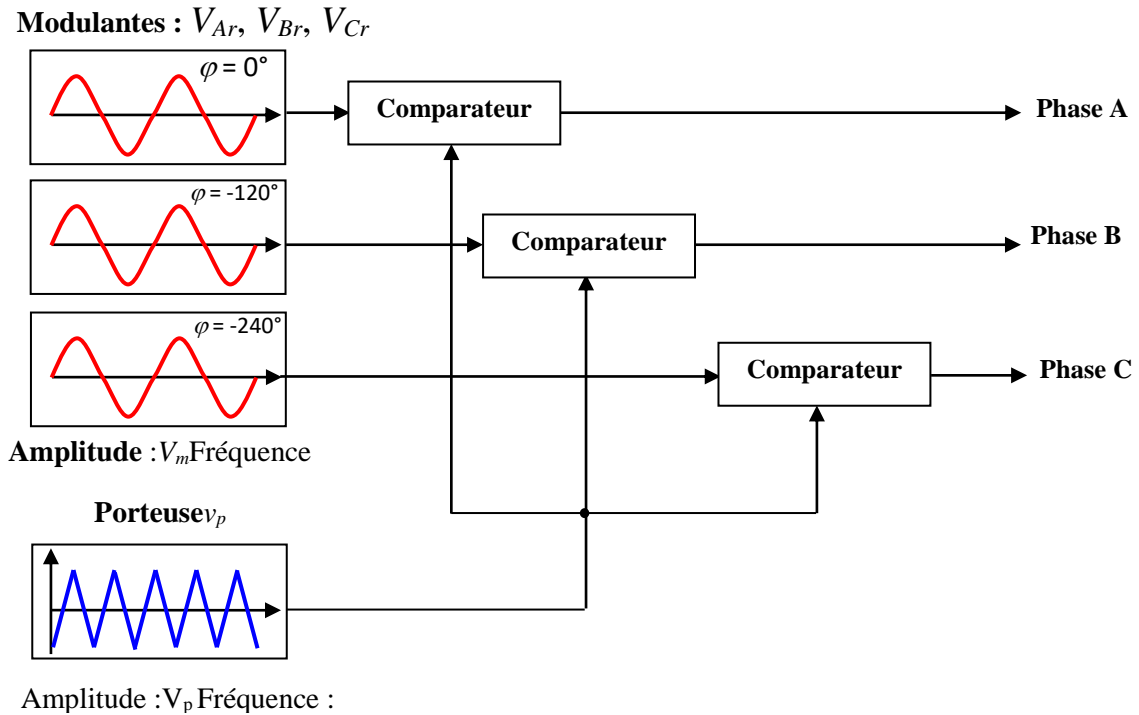


Fig.I.14. Schéma de principe d'une commande «sinus -triangle » triphasée.

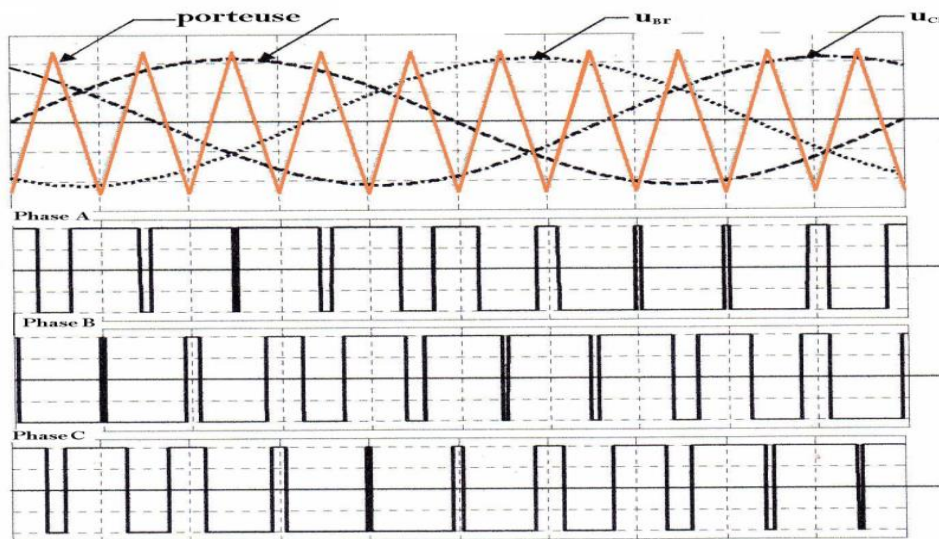


Fig.I.15. Exemple de chronogramme d'une commande MLI «sinus-triangle».

I.3.3.2. Caractéristiques de la MLI sinus-triangle

La tension de référence étant une sinusoïde, deux paramètres caractérisent la commande :

- l'indice de modulation m , égal au rapport des fréquences de modulation et de référence, $m = \frac{f_p}{f}$ (I.105)

- le coefficient de réglage r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête de l'onde de modulation :

$$r = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_p} \quad (I.106)$$

L'indice de modulation est le résultat d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur, en effet ce dernier se détériore avec l'augmentation de la fréquence de hachage qui augmente [26].

Dans la pratique, on adopte toujours un rapport cyclique de valeur inférieure à l'unité afin d'éviter les ratés de commutation qui pourraient entraîner des discontinuités de fonctionnement, et particulièrement dans les applications de la vitesse variables, où l'on fait varier la fréquence et la tension [27].

Deux cas se présentent :

- la modulation asynchrone, f_p n'est pas un multiple entier de f (cas où f_p est gardée constante et où l'on fait varier f de manière continue) ;
- la modulation synchrone, f_p est un multiple entier de f , la tension de sortie est alors périodique, de période T égale à $\left(\frac{1}{f}\right)$.

Avec ce type de modulation, m peut être soit pair soit impair. Si l'indice de modulation est impair alors les deux alternances de la tension de sortie sont identiques au signe près et sa décomposition en série de Fourier ne comporte que des termes en sinus et impairs.

Dans le cas contraire, c'est-à-dire pour m pair, on obtient dans le développement une composante continue ainsi que des termes harmoniques pairs et impairs. Il est intéressant de remarquer que l'augmentation de la valeur de l'indice de modulation a pour résultat de repousser les harmoniques vers les hautes fréquences, ce qui est bénéfique, mais qui a pour effet d'introduire «du déchet de tension». Il est donc, non seulement nécessaire d'opter pour une valeur impaire pour m , mais également d'optimiser cette valeur. De plus, la valeur de m est limitée par les temps des commutations des interrupteurs et donc par la largeur minimale des impulsions. La tension de commande délivrée par le comparateur ne pouvant prendre que deux valeurs distinctes, nous sommes en présence d'une onde bipolaire image de la tension de sortie.

1.3.3.3. Modèle triphasé de la MLI sinus-triangle

Le modèle de cette commande nécessite la production de trois signaux S_A, S_B, S_C de type MLI sinus-triangle décalés de 120° l'un par rapport à l'autre. On emploie donc trois signaux sinusoidaux de fréquence de référence f et d'amplitude \hat{V}_m et une porteuse commune.

- Equations des modulatrices :

$$\begin{aligned} V_{Ar} &= V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{Br} &= V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{Cr} &= V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{I.107})$$

➤ Equation de la porteuse :

$$\begin{aligned} x_1(t) &= V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) &= V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{aligned} \quad (\text{I.108})$$

➤ Etats des interrupteurs :

$$S_{A,B,C} = \begin{cases} +1 & \text{Si } (V_{m_{A,B,C}} - X(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{Si } (V_{m_{A,B,C}} - X(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.109})$$

La figure I.16 donne le schéma de principe du modèle proposé.

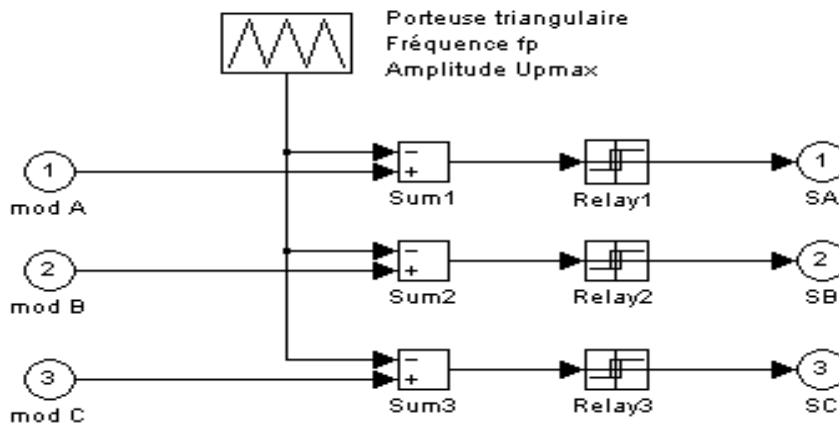


Fig I.16. Modèle de la commande MLI triphasé sinus triangle

La figure I.17 présente le modèle Simulink de l'ensemble machine onduleur avec une commande MLI sinus-triangle

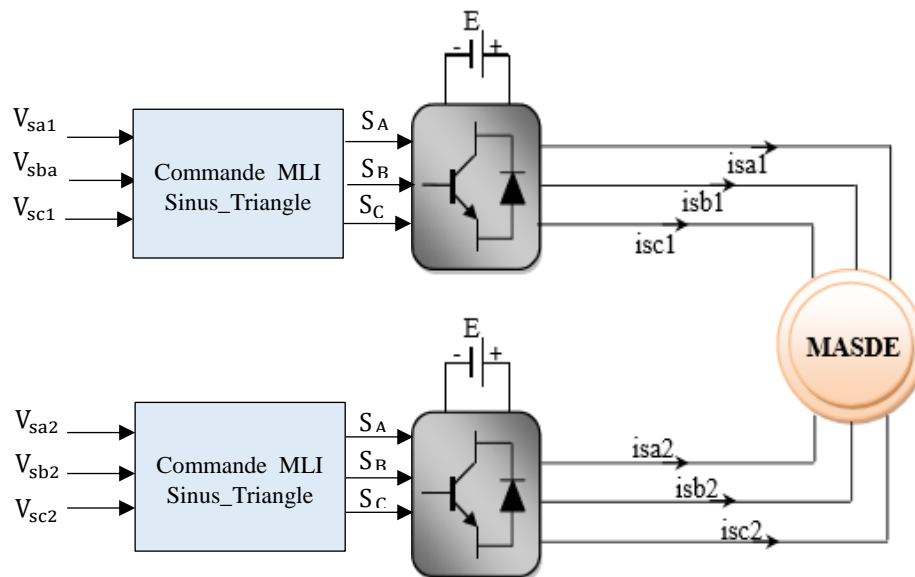


Fig.I.17. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI Sinus_Triangle.

I.3.3.4. Simulation d'association alimentation et MASDE

Afin d'étudier les performances de l'association machine/Onduleur de tension et les comparer à celle de la machine seule lorsqu'elle est alimentée par un réseau triphasé nous avons envisagé une série de simulations. L'ensemble a été soumis à une tension continue de 330 Volts, les trois modulatrices étant caractérisées par des amplitudes de $220 * \sqrt{2}$ V, et une fréquence de 50 Hertz, quant à la porteuse, nous avons fixé sa fréquence à 1050 Hz, d'où un indice de modulation $m = 21$, et ajusté son coefficient de réglage à $r = 0,8$. Les simulations réalisées ont pour objets l'étude :

- Démarrage direct du système Machine/Onduleur à vide ;
- Démarrage direct en charge de (10 N.m) à $t = 2.5$ s suivi de relâchement brusque de sa charge ;
- Démarrage direct du système Machine/ Onduleur à vide, suivi de l'application brusque de sa charge nominale (10 Nm) à l'instant $t = 2,5$ s.

Les figures I.18, I.19 et I.20 illustrent les résultats obtenus, les conditions de simulations sont citées dans l'annexe A.

I.3.4. Résultats de simulation

I.3.4.1. Démarrage à vide

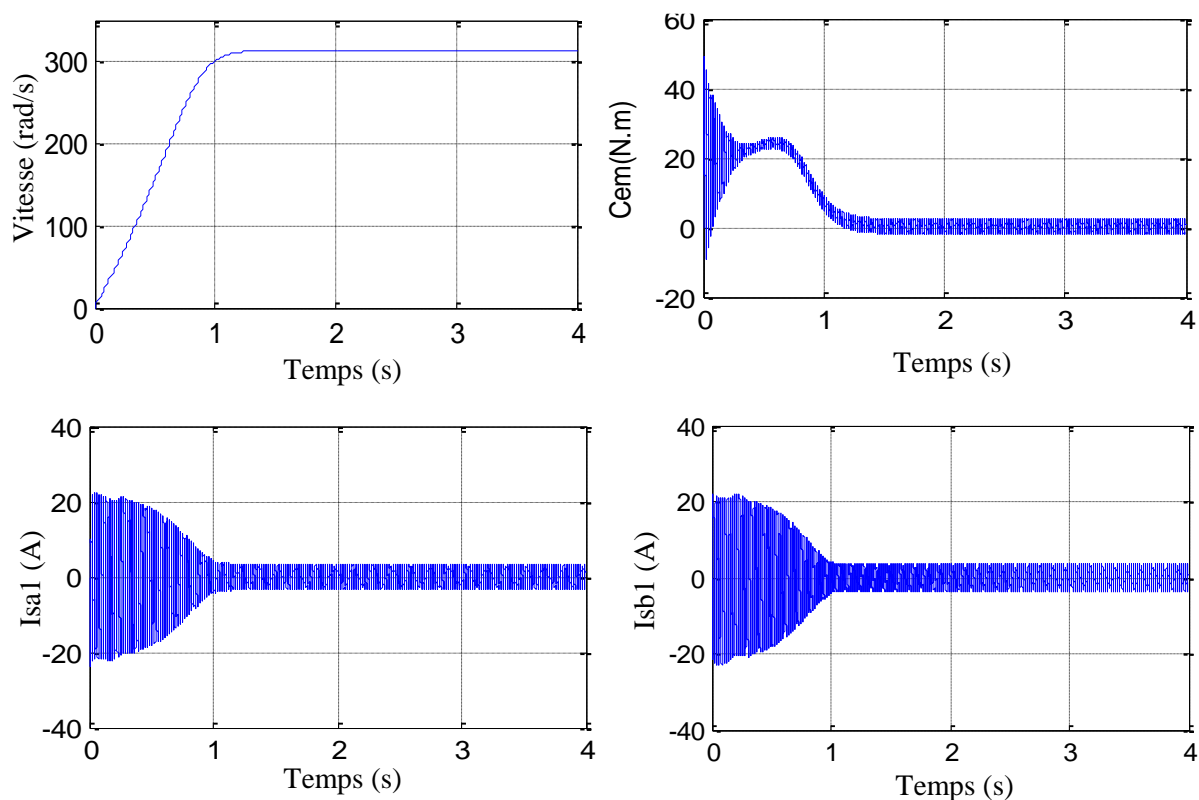


Fig.I.18. Performances de la MADES à vide alimentée par onduleur (commande MLI sinus triangle)

1.3.4.2. Démarrage en charge suivi d'un relâchement

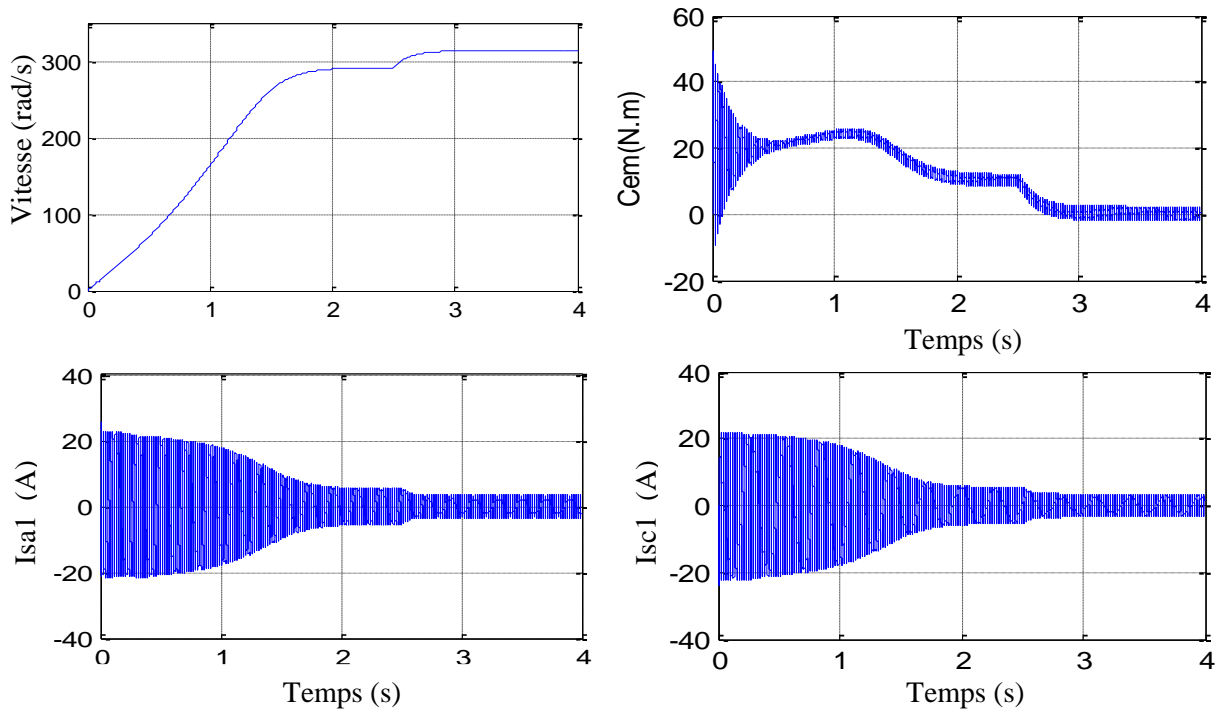
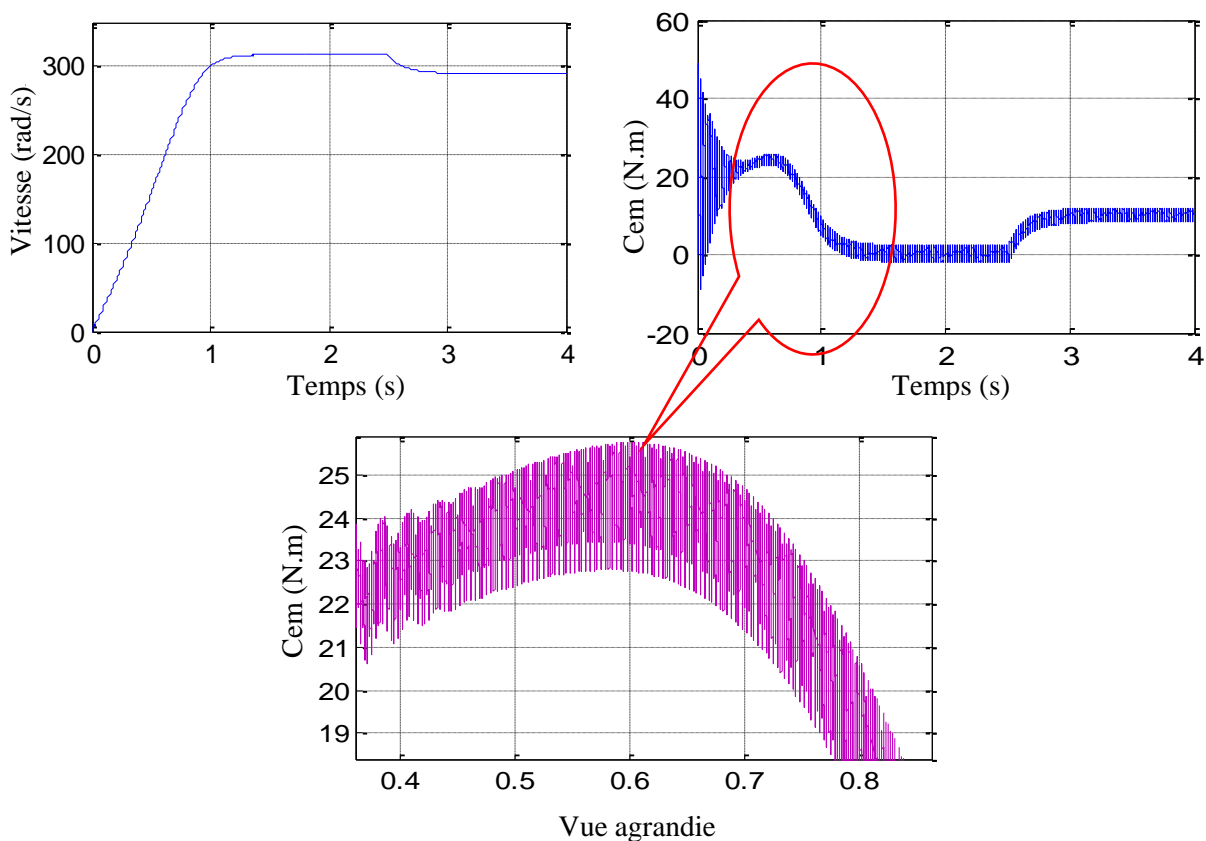


Fig.I.19. Performances de la MADES en charge suivi d'un relâchement alimenté par onduleur (commande MLI sinus triangle)

1.3.4.4. Démarrage à vide suivi d'une application d'une charge



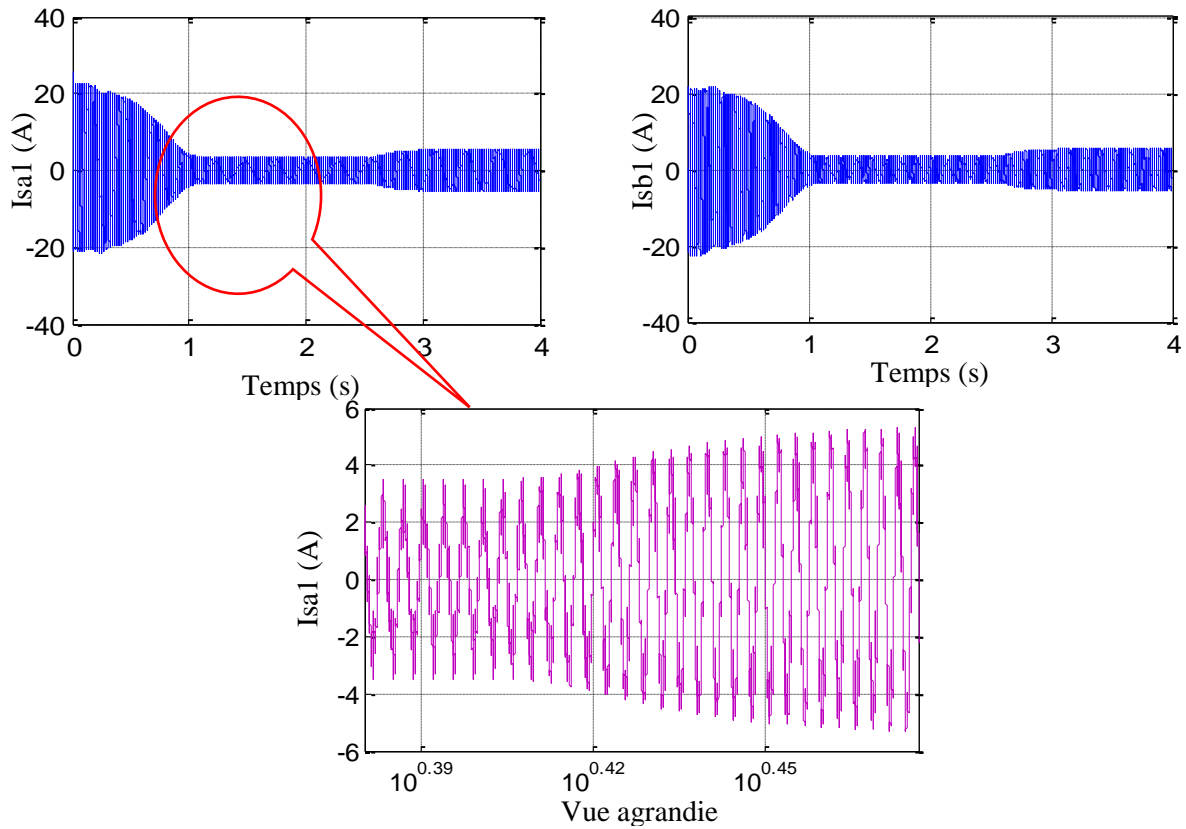


Fig.I.20. Performances de la MADES à vide suivi d'une application de charge alimentée par onduleur (commande MLI sinus triangle)

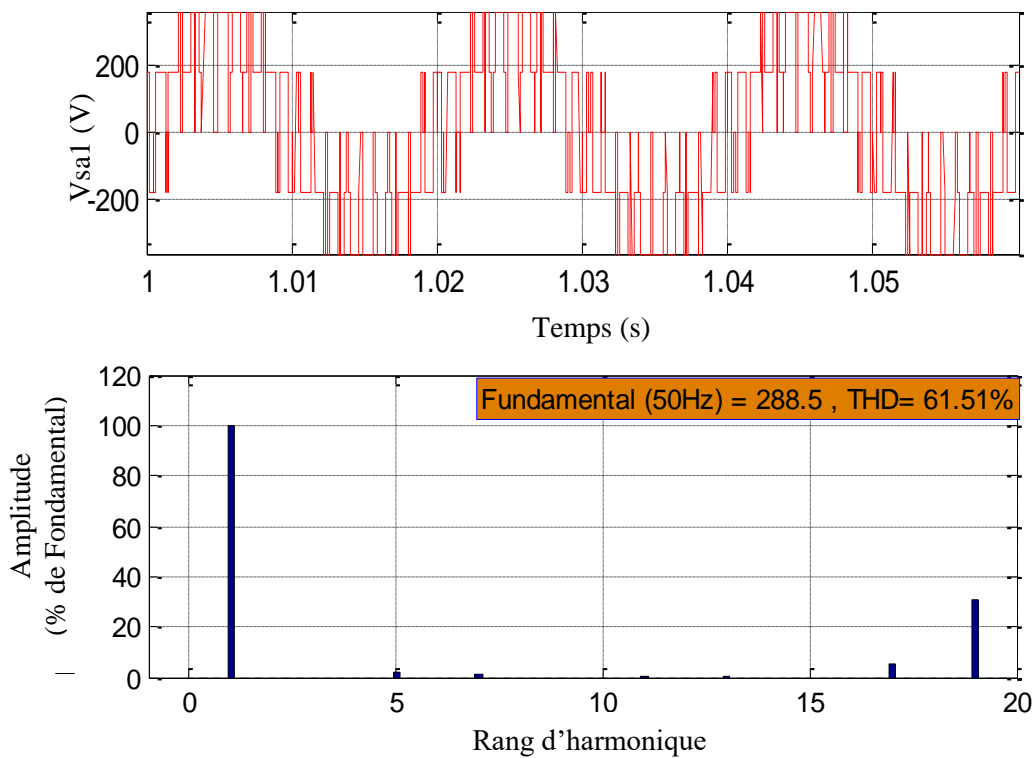


Fig.I.21. Présentation des analyses des harmoniques de la tension de l'onduleur

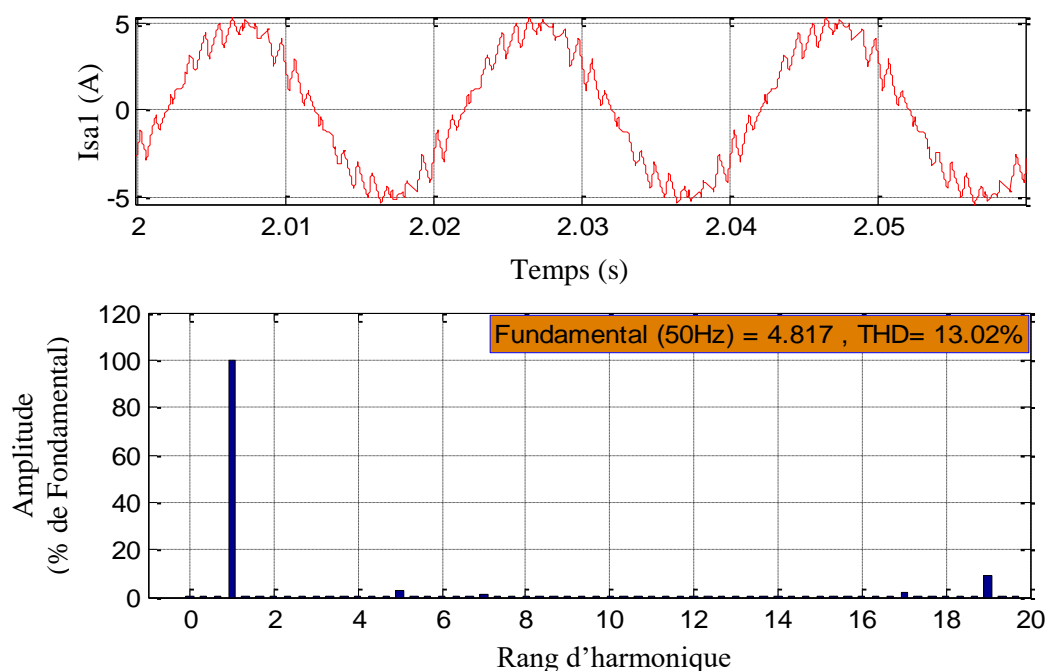


Fig.I.22. Présentation des analyses des harmoniques du courant statorique Isa1

I.3.5. Interprétation des résultats de simulation

I.3.5.1. Démarrage à vide

Le but de cette partie est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone double étoile et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée par un onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion MLI sinus triangle.

Les résultats de simulation donnés par les figures I.18 représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone double étoile à savoir la vitesse de rotation (W_r), le couple électromagnétique (C_{em}), les courants de phases statoriques (I_{sa1} , I_{sb1} , I_{sc1} , et I_{sa2} , I_{sb2} , I_{sc2}),

À partir des résultats des simulations obtenues nous pouvons faire les constations suivantes : Il apparaît lors du démarrage direct du moteur à vide une brève mais néanmoins importante pointe de courant au stator 01 et 02 (I_{sa1} , I_{sa2}) lors de la mise sous tension du moteur avec une amplitude de 21 A, ce qui représente environ 3.3 fois le courant nominal. Après environ 1.2 secondes, le courant se stabilise à 4.2 A en régime permanent.

Nous avons remarqué la même allure du courant au niveau du couple électromagnétique, qui prend également au démarrage une forte valeur afin de compenser l'inertie des parties tournantes. En effet nous avons évalué cette valeur à 45 N.m, c'est à dire 4.5 fois la valeur du couple nominal, puis après une phase transitoire d'environ 1.5 secondes de nature oscillatoire et amortie puis il diminue, pour enfin s'annuler.

1.3.5.2. Démarrage en charge suivi d'un relâchement

La figure I.19 présente les performances de la MASDE lors du démarrage en charge. En appliquant une charge de 10N.m à partir de l'instant $t=0s$, on constate que la vitesse se stabilise à la valeur 288rad/s. au lieu de 314 rad/sec et une appelle du courant pour convaincre l'ensemble (Inertie de la partie tournante et la charge appliquée au démarrage ($C_r=10N.m$)) avec une amplitude de 26 A et une durée de 2s au lieu de 1s dans le premier cas (démarrage à vide). À partir de l'instant $t=2.5s$ nous avons désaccouplé la charge brusquement, et nous avons constaté que la vitesse a atteint la valeur 314rad/sec après une durée de 0.5s, le courant et couple se stabilisent respectivement à 4.2A et 2 N.m de nature oscillatoire et amortie.

1.3.5.3. Démarrage à vide suivi d'une application d'une charge

Sur la figure I.20 nous avons présenté les performances de la machine asynchrone à double étoile lors du démarrage à vide suivi d'un relâchement de charge. À l'instant $t = 2.5s$ nous avons appliqué brusquement une charge de 10N.m. et nous avons fait la remarque suivante :

➤ Au lieu de 2 sec pour atteindre les valeurs désirées, pour convaincre l'ensemble couple résistant et l'inertie de la partie tournante comme il est présenté dans la figure I.19. Cette fois nous avons que 0.5 sec pour convaincre l'inertie de la partie tournante ;

➤ Les figures I.21, I.22 présentent l'analyse des fréquences de la tension statorique V_{sa1} et le courant statorique I_{sa1} respectivement de la MASDE. On a obtenu un taux de distorsion harmonique pour la tension égale à 62.51% et au niveau du courant nous avons 13.02% et on a remarquée l'absence des harmoniques de rang pair car il y a une symétrie de glissement.

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double étoile Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique qui représente la machine, dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, à travers l'utilisation de la transformation de Park et le système d'équation d'état.

La deuxième partie de ce chapitre a traité l'alimentation de la machine, en premier lieu, nous avons étudié théoriquement les onduleurs de tension ensuite nous avons établi un modèle Simulink d'un onduleur de tension. A la fin de ce chapitre des séries des simulations ont été faites et des résultats ont été discutés.

À partir du premier chapitre il est clair que lorsque le moteur est chargé sa vitesse de rotation chute considérablement. Ceci nécessite une régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge. Dans les chapitres suivant, nous allons étudier la commande directe du couple.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la théorie de la commande vectorielle, la commande directe du couple classique, et la contribution à quelques améliorations.

CHAPITRE II

Commande directe classique du couple de la machine asynchrone double étoile

II.1. Introduction

Les performances dynamiques souhaitées dans le domaine des entraînements électriques modernes doivent satisfaire de nombreuses exigences, en particulier, une excellente dynamique dans une large plage de vitesse. Quel que soit le type de machine, ces performances sont toujours plus contraignantes à mesure des avancées technologiques[28], en termes de commande, par la qualité du découplage entre le flux et le couple. Certes, ce découplage s'obtient sans problème dans le cas d'une machine à courant continu, malgré les inconvénients qui lui sont associés, la complexité constructive et sa maintenance coûteuse, ainsi que sa puissance et sa vitesse sont limitées par la présence du collecteur. Ces inconvénients, sont la raison essentielle pour laquelle plusieurs auteurs ont développées des stratégies de commande profitant du progrès considérables de la microélectronique et l'électronique de puissance afin de conférer une dynamique concurrentielle aux machines asynchrones qui sont beaucoup plus robustes et fiables[3].

Récemment le découplage entre le flux et le couple devient réalisable par la technique à flux orienté (FOC) et la commande directe du couple. Ainsi on peut obtenir les performances dynamiques similaires à celles des machines à courant continu à excitation séparée. Dans ce chapitre, nous présentons l'étude de deux techniques différentes de commandes appliquées à la machine asynchrone double étoile.

II.2. Commande vectorielle de la machine asynchrone

Pour surmonter les contraintes dues au fort couplage magnétique entre le stator et le rotor, Hasse (1970) et Blaschke (1972) [38], ont présenté le principe du découplage entre le flux et le couple de la machine asynchrone, qui permet d'assimiler cette dernière à une machine à courant continu. Ce principe consiste à orienter le flux vers une direction déterminée d'où l'appellation commande à flux orienté, avec une phase et une amplitude imposées à partir des références souhaitées.

II.2.1. Principe de la commande par orientation du flux

Le principe du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple. En fait l'examen de l'expression du couple de la machine

asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes de repère (d, q), le flux rotorique et le courant statorique. Elle présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine et fait apparaître la machine asynchrone comme l'association de deux machines à courant continu. Cependant on remarque la complexité du contrôle du couple[18].

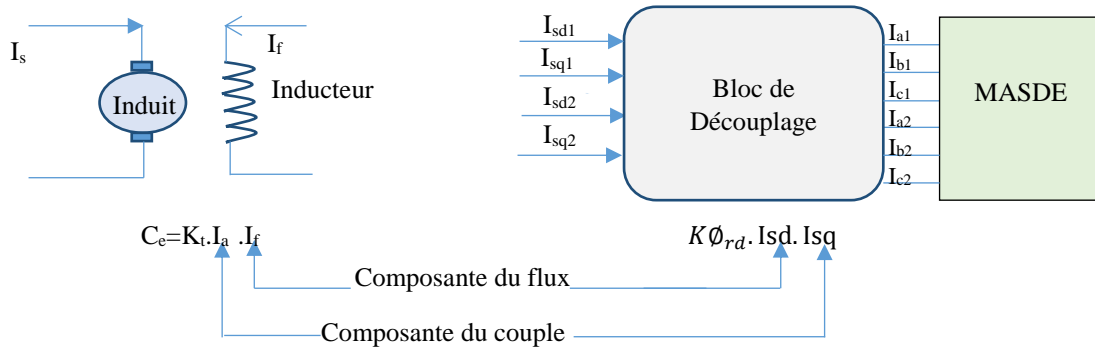


Fig. II.1. Commande d'une MCC et commande vectorielle d'une machine à induction.

En général, deux sortes de commande sont utilisées, celle dite directe où l'orientation du flux rotorique est déterminée par sa mesure directe ou par son estimation (utilisation des capteurs), et celle dite indirecte où l'orientation du flux est réalisée par l'intégrale de la fréquence de l'autopilotage déduite à partir de la vitesse et des deux composantes orthogonales du courant statorique. Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer. Le degré de découplage entre le flux et le couple est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique, ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant. Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes.

II.2.1.1. Structure de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

Le référentiel lié au flux rotorique figure II.2 est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparables à ceux de la machine à courant continu [18].

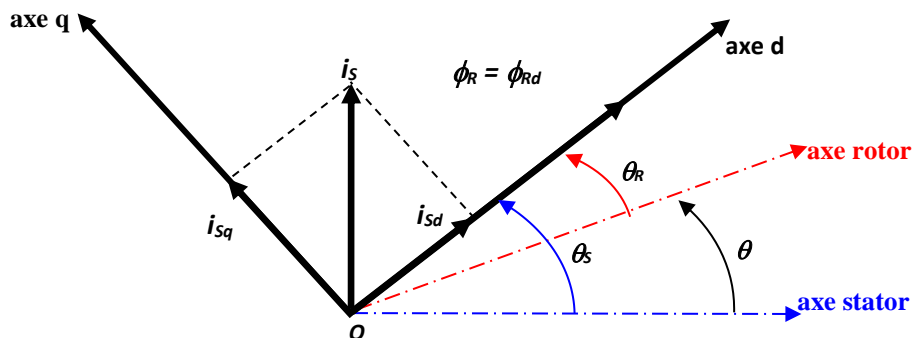


Fig.II.2. Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

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

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{rd}(I_{sq1} + I_{sq2}) - \Phi_{rq}(I_{sd1} + I_{sd2})] \quad (\text{II.1})$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

En remplaçant l'équation (II.1) dans l'expression originale du couple.

On aura l'expression suivante ;

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{rd}(I_{sq1} + I_{sq2}) = K \Phi_{rd}(I_{sq1} + I_{sq2}) \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Avec : } K = P \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

D'après l'équation (II.3) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée.

II.2.1.2. Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant «d,q», de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles :

$\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$ Présente le cas d'orientation du flux rotorique.

$\Phi_{sd} = \Phi_s$ et $\Phi_{sq} = 0$ Présente le cas d'orientation du flux statorique.

$\Phi_{md} = \Phi_m$ et $\Phi_{mq} = 0$ Présente le cas d'orientation du flux d'entrefer.

Les avantages et les limitations de la commande vectorielle à flux (statorique ou rotorique) orienté sont abondamment cités dans la littérature [29, 30, 31, 32, 33, 34].

Dans ce qui suit, on va étudier la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension [39].

C'est-à-dire $\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$, ce choix est caractérisé par le fait que le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

II.2.2. Différentes méthodes de la commande vectorielle

Pour maintenir la condition de la commande, il est nécessaire de connaître à chaque instant la position du flux à orienter afin d'effectuer le changement de coordonnées qui annulera sa composante en quadrature. Selon l'approche adoptée pour évaluer cette position, on distinguera deux méthodes de contrôles du flux, directe et indirecte.

II.2.2.1. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci doit être vérifié quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système [38].

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de nature différente :

- La non fiabilité de la mesure du flux ;
- Le problème de filtrage du signal mesuré ;
- La précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température et de la saturation ;
- Le coût de réalisation élevé (capteurs-filtre).

II.2.2.2. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux, dont le premier le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statorique mesurées. Mais dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statorique et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va étudier la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension [39].

II.2.2.2.1. Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Le principe de cette commande repose sur la connaissance en module et en phase quasi instantanée des équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone et L'orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement. [40, 41].



Fig.II.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 :

$$I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_m + L_r} - \eta(I_{s1d} + I_{s2d}) : \text{ Sous la forme :}$$

$$I_{rd} = \frac{\Phi_r^*}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (\text{II.4})$$

$$I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) : \text{ Sous la forme :}$$

$$I_{rq} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (\text{II.5})$$

En remplaçant (II.4) et (II.5) dans (1.71) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{s1d} = \lambda_1 I_{s1d} + L_r \eta I_{s2d} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{s1q} = \lambda_1 I_{s1q} + L_r \eta I_{s2q} \\ \Phi_{s2d} = \lambda_2 I_{s2d} + L_r \eta I_{s2d} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{s2q} = \lambda_2 I_{s2q} + L_r \eta I_{s1q} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Avec } \lambda_{1,2} = L_{1,2} + \eta L_r, \eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

$$I_{rq} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (L_{s1q} + L_{s2q}). \quad (\text{II.7})$$

$$I_{rq} = -\frac{\omega_{sr}^* \Phi_r^*}{R_r} \quad (\text{II.8})$$

En remplaçant le système d'équation (II.6), dans les systèmes d'équations (I.59), (I.60) et on trouve :

$$\begin{cases} V_{s1d}^* = R_{s1} I_{s1d} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1d} - \omega_s^* (L_{s1q} I_{s1d} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^*) \\ V_{s1q}^* = R_{s1} I_{s1q} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1q} + \omega_s^* (L_{s1} I_{s1d} + \Phi_r^*) \\ V_{s2d}^* = R_{s2} I_{s2d} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2d} - \omega_s^* (L_{s2q} I_{s2d} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^*) \\ V_{s2q}^* = R_{s2} I_{s2q} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2q} + \omega_s^* (L_{s2} I_{s2d} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

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

En introduisant l'équation (II.7) dans (II.8) on tire :

$$w_{sr}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \phi^*} (I_{sq1} + I_{sq2}) \quad (II.10)$$

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

$$C_{em}^* = P \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rd}^* (I_{sq1} + I_{sq2}) = K \phi_{rd}^* (I_{sq1} + I_{sq2}) \Rightarrow I_{sq1} + I_{sq2} = \frac{C_{em}^*}{K \phi_{rd}^*} \quad (II.11)$$

$$\text{On démontre que } C_{em}^* = K \phi_{rd}^* (I_{sq1} + I_{sq2}) \quad (II.12)$$

La relation (II.10) 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.

IL existe différentes techniques pour obtenir le découplage :

- Découplage utilisant un régulateur ;
- Découplage par retour d'état ;
- Découplage par compensation.

Nous présentons dans notre étude le découplage par compensation.

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

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1} I_{s1d} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1d} \\ V_{s1q} = R_{s1} I_{s1q} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1q} \\ V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2d} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2q} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2q} \end{cases} \quad (II.13)$$

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

$$\begin{cases} V_{s1d}^* = V_{s1d} - \omega_s^* (L_{s1q} I_{s1d} + T_r \phi_r^* \omega_{sr}^*) \\ V_{s1q}^* = V_{s1q} + \omega_s^* (L_{s1} I_{s1d} + \phi_r^*) \\ V_{s2d}^* = V_{s2d} - \omega_s^* (L_{s2q} I_{s2d} + T_r \phi_r^* \omega_{sr}^*) \\ V_{s2q}^* = V_{s2q} + \omega_s^* (L_{s2} I_{s2d} + \phi_r^*) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{s1d}^* = V_{s1d} - e1 \\ V_{s1q}^* = V_{s1q} - e2 \\ V_{s2d}^* = V_{s2d} - e11 \\ V_{s2q}^* = V_{s2q} - e22 \end{cases} \quad (II.14)$$

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

II.3. La commande directe du couple

Apparue au milieu des années 80, dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par I. Takahashi et T. Noguchi et de Depenbrock [42, 43, 44]. Cette méthode a été brevetée par Manfred Depenbrock, à la fois aux États-Unis et en Allemagne le 20 octobre 1984.

La première implantation de cette méthode de commande a été dans les systèmes de tractions du groupe ABB, les locomotives (diesel-électrique) MAK DE502 sont les premières à utiliser la commande directe du couple. Figure II.6. Présente la locomotive MAK, dont la DTC a été utilisé comme méthode de commande pour la première fois.



Fig.II.6. Présentation de la locomotive MAK DE502 équipé par le système de traction ABB

La commande directe du couple applique un principe de commande à courant alternatif optimisé, dans lequel un onduleur commande directement les paramètres flux et couple du moteur. Elle présente des avantages importants par rapport aux entraînements à courant continu, ainsi qu'à la commande par modulation de la largeur d'impulsion et à la commande vectorielle, avec lesquels il se trouve en concurrence dans un grand nombre d'applications industrielles. Avec cette technique révolutionnaire de commande, l'orientation du flux est réalisée sans boucle de retour en utilisant une modélisation de la machine pour calculer directement le couple [3]. les variables de commande sont le flux magnétisant et le couple moteur, cette méthode de commande (la commande directe du couple) n'a pas besoin d'un modulateur, ni d'un tachymètre ou bien d'un codeur de position pour assurer le retour d'information de la vitesse ou de position.

II.3.1. Principe

La méthode de commande directe du couple (DTC) consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux

statorique et du couple [3]. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution de \vec{V}_s et l'état électromagnétique du moteur [45]. La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur présentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne. Pour connaître l'état électromagnétique du moteur afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur il faut disposer d'un modèle approprié de la machine. À partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur (ou des tensions aux bornes du moteur) et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant :

- Le flux réel dans la machine ;
- Le couple réel qu'elle développe et sa vitesse de rotation.

Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique ϕ_s et du couple électromagnétique C_{em} sont estimées à partir des grandeurs statoriques. La commande du flux et le couple sont réalisés directement et indépendamment avec la sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur. La figure II.7 présente le principe de la commande directe du couple de la machine asynchrone à double étoile.

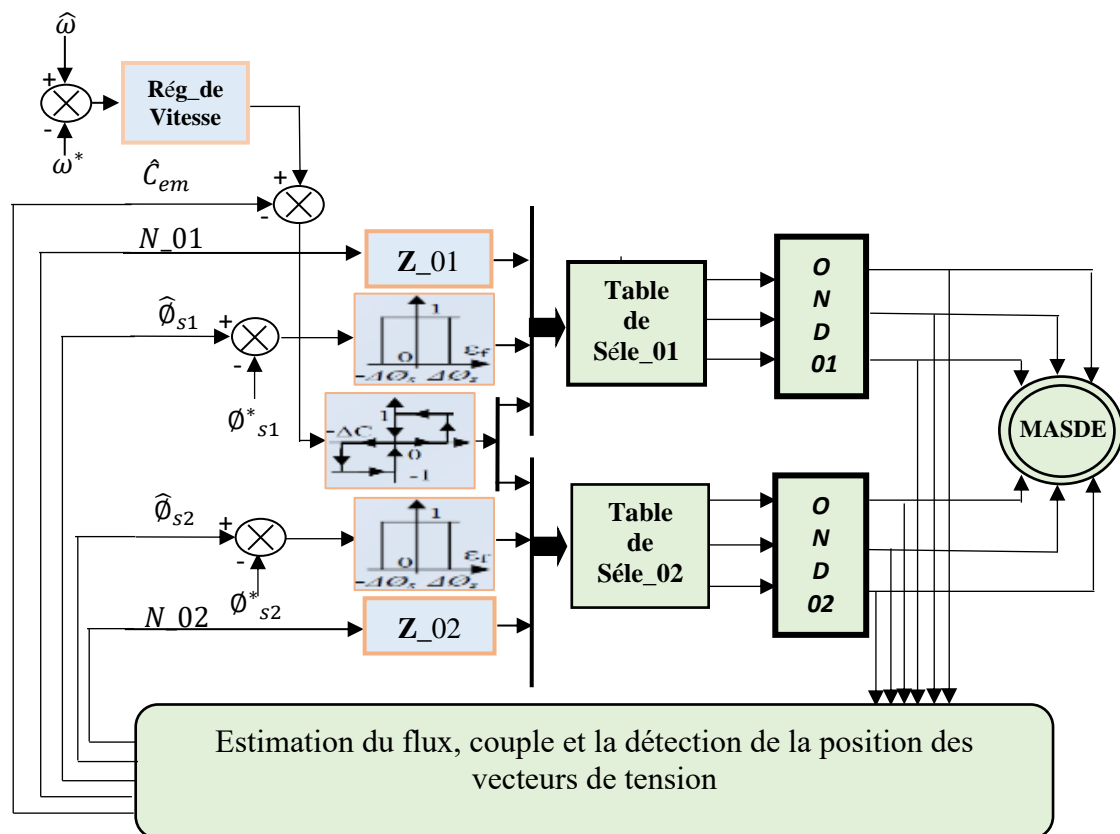


Fig.II.7. Présentation du schéma block de la commande directe du couple

II.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 :

$$\phi_s(t) = \int_0^{T_e} (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II.15})$$

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 :

$$\phi_s(t) \approx \phi_{s0} + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.16})$$

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

La relation (II.16) montre que si on applique un vecteur de tension non nul, l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué. La figure II.8 illustre ce principe, en prenant comme exemple le vecteur de tension : $\bar{V}_s = \bar{V}_3$

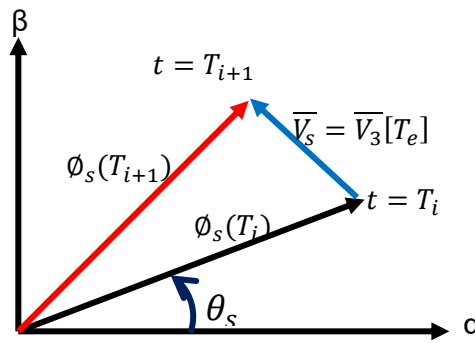


Fig.II.8. Exemple de l'évolution de l'extrémité de flux pour $\bar{V}_s = \bar{V}_3$

La composante radiale (composante de flux) du vecteur de tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle (composante de couple) sur la position du vecteur flux. En choisissant une séquence appropriée des vecteurs de tension, on peut imposer à l'extrémité du vecteur flux de suivre une trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux ϕ_s pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle T_e est de très courte durée par rapport à la période de rotation du flux.

II.3.3. Contrôle du couple électromagnétique

En régime établi, on suppose pour simplifier que le vecteur flux statorique ϕ_{s0} tourne avec une amplitude constante ϕ_{s0} , et avec une vitesse de rotation moyenne w_s . On suppose également que le vecteur flux rotorique ϕ_r conserve une amplitude constante et tourne à la même pulsation moyenne w_{s0} que le vecteur ϕ_s . Pour un instant t_0 donné, on pose :

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_s &= \phi_{s0} \cdot e^{j\theta_{s0}} \\ \bar{\phi}_r &= \phi_{r0} \cdot e^{j\theta_{r0}} \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

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 :

$$C_{em0} = P \frac{Lm}{Lm+Lr} \phi_{s0} * \phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (\text{II.18})$$

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

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (\text{II.19})$$

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 :

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s0} \cdot e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \quad (\text{II.20})$$

$$\bar{\phi}_r = (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) \cdot e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Avec: } \Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_{s1})(t - t_0) \quad (\text{II.22})$$

De l'équation du flux rotorique (II-6), on peut déduire la relation de la dérivée de cette grandeur par rapport au temps, soit :

$$\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = \frac{d\Delta\phi_r}{dt} e^{j\theta_r} + j \frac{d\Delta\theta_r}{dt} \phi_{r0} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Avec: } \Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma \quad (\text{II.24})$$

En introduisant les équations données par (II.7) et (II.6) dans l'expression de la tension rotorique et en appliquant l'approximation des petits signaux, on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \cong \sin \gamma_0 + \cos(\gamma_0) \Delta\gamma \\ \cos(\gamma_0 + \Delta\gamma) \cong \cos \gamma_0 - \sin(\gamma_0) \Delta\gamma \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{cases} \left(\frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta\phi_r}{\phi_{r0}} \right) + \frac{1}{\sigma T_r} \left(\frac{\Delta\phi_r}{\phi_{r0}} \right) \right) \cong \omega_{s0} \Delta\gamma \\ \left(\frac{d\Delta\gamma}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} \Delta\gamma \right) \cong \Delta\omega_{s1} + \left(\frac{\omega_{s0}}{\phi_{r0}} - \frac{\omega_{r0}}{\phi_{s0}} \right) \Delta\gamma \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

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 :

$$T_e \ll \sigma T_r \quad (\text{II.27})$$

On obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta\phi_r \cong 0 \\ \Delta\gamma \cong \Delta\omega_{s1}(t - t_0) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

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} [3]. Ainsi, après t_0 , l'expression du couple est modifiée et devient

$$C_{em} = P \frac{Lm}{Lm+Lr} \phi_{s0} * \phi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (\text{II.29})$$

Ce qui peut s'écrire sous la forme :

$$C_{em0} = P \frac{Lm}{Lm+Lr} \phi_{s0} * \phi_{r0} \sin(\gamma_0) + P \frac{Lm}{Lm+Lr} \phi_{s0} * \phi_{r0} \cos \gamma_0 \Delta\omega_{s1}(t - t_0) \quad (\text{II.30})$$

$$\text{Et :} \quad C_{em} \cong C_{em0} + \Delta C_1 \quad (\text{II.31})$$

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.

II.3.4. Sélection des vecteurs de tension

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire, pour cela, le vecteur de tension appliquée doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs tension comme il est présenté dans la figure II.9 on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée.

Le choix du vecteur de tension dépend de la variation désirée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel fixe par rapport au stator, en le décomposant en six zones (N=6) symétriques par rapport aux directions des vecteurs de tensions non nulles. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone i , les deux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone.

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls ;

- si \vec{V}_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît ;
- si \vec{V}_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît ;
- si \vec{V}_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît ;

- si \vec{V}_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît ;
- si \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

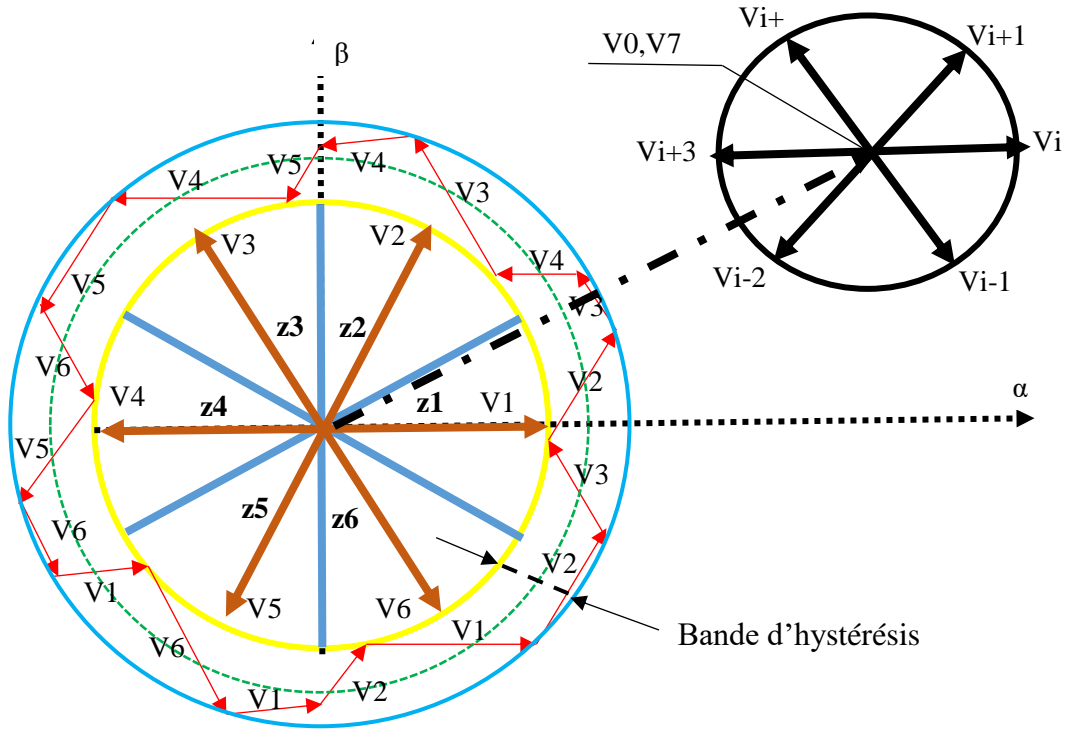


Fig II.9.Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'extrémité du flux statorique

II.3.5. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation (II.31) :

$$\phi_s(t) = \int_0^{T_e} (V_s - R_s I_s) dt \tag{II.31}$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$, soit :

$$\overline{\phi_s} = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \tag{II.32}$$

Le module du flux est donné par :

$$\widehat{\phi_s} = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \tag{II.33}$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^{T_e} (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^{T_e} (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \tag{II.34}$$

Les composantes du courant, $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés (I_a I_b I_c) :

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II.35})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

On reconstruit les composantes du vecteur de tension à partir de la mesure de la tension continue, et de la connaissance des états des interrupteurs en appliquant la transformation de Concordia :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b - S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Le numéro (N) de la zone dans laquelle se trouve le flux peut être obtenu à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\phi}_s$, est donné par :

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.38})$$

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux, $\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$ Et les grandeurs calculées du courant, $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$:

$$\hat{C}_{em} = P(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{II.39})$$

II.3.6. Elaboration du correcteur de flux

Comme nous l'avons vu, lorsque le flux se trouve dans la zone i , les vecteurs \vec{V}_{i+1} ou \vec{V}_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et \vec{V}_{i+2} ou \vec{V}_{i-2} pour la diminuer[46].

Ce qui montre que le choix du vecteur de tension dépend du signe de l'erreur du flux, indépendamment de son amplitude. Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable booléenne :

1 : lorsque l'erreur du flux est positive ;

0 : lorsque l'erreur du flux est négative.

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. En effet avec ce type de correcteur malgré sa simplicité,

on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux, dans une couronne circulaire.

II.3.7. Elaboration du correcteur de couple

Deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple soit :

- un comparateur à hystérésis à deux niveaux ;
- un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. Le comparateur à deux niveaux diffère du précédent par la simplicité de son application, il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur[46].

II.3.8. Elaboration de la table de commutation de la commande

On élabore la table de la structure de commande en fonction des sorties du contrôleur à hystérésis de la position du vecteur flux statorique [47]. On retrouve bien avec la table de commande, la formulation de la sélection des vecteurs tensions \vec{V}_{i-1} , \vec{V}_{i+1} , \vec{V}_{i-2} , \vec{V}_{i+2} correspondant à une zone i , et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux ou à trois niveaux pour le couple d'où la table de commutation de Takahashi proposée sur les tableaux (II.1) et (II.2) dans le cas d'un sens et le cas de deux sens de rotation.

N		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
$\xi_{\text{fx}}=1$	$\xi_{\text{cpl}}=1$	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1
	$\xi_{\text{cpl}}=0$	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0
$\xi_{\text{fx}}=0$	$\xi_{\text{cpl}}=1$	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2
	$\xi_{\text{cpl}}=0$	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7

Tableau (II-1) : La sélection proposée par Takahashi

Quand on veut utiliser un contrôle dans les deux sens de rotation on utilise un comparateur de trois niveaux ce qui correspond au tableau (II.2)

N		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
$\xi_{nx}=1$	$\xi_{cpl}=1$	\vec{v}_2	\vec{v}_3	\vec{v}_4	\vec{v}_5	\vec{v}_6	\vec{v}_1
	$\xi_{cpl}=0$	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0
	$\xi_{cpl}=-1$	\vec{v}_6	\vec{v}_1	\vec{v}_2	\vec{v}_3	\vec{v}_4	\vec{v}_5
$\xi_{nx}=0$	$\xi_{cpl}=1$	\vec{v}_3	\vec{v}_4	\vec{v}_5	\vec{v}_6	\vec{v}_1	\vec{v}_2
	$\xi_{cpl}=0$	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7
	$\xi_{cpl}=-1$	\vec{v}_5	\vec{v}_6	\vec{v}_1	\vec{v}_2	\vec{v}_3	\vec{v}_4

Tableau (II-2) : la sélection quand on utilise un comparateur à trois niveaux

II.4. Modélisation de la commande directe du couple

Les éléments théoriques présentés précédemment nous permettent d'établir un circuit de contrôle d'une machine asynchrone double étoile et la conception d'un circuit de commande de cette dernière.

II.4.1. Modèle de la machine asynchrone

La machine asynchrone double étoile est modélisé de façon à obtenir des tensions transformées de Concordia toutes les variables nécessaire pour sa commande.

On transforme les tensions d'entrée dans l'espace de Concordia pour commander la machine.

On observe à l'aide du modèle Matlab les variables de sorties telles que le couple, les courants directs, quadratique et homopolaire. Ces courants sont ensuite transformés avec la transformation Concordia inverse de façon à avoir I_a , I_b , I_c .

II.4.2. Modèle d'estimation du flux

L'implantation de ce bloc permet d'estimer le flux en fonction des courants et des tensions directs et quadratiques, la figure II.10 présente le modèle Simulink du bloc d'estimation du flux dont les entrées sont :

- les courants consommés par le moteur ;
- les tensions appliquées aux bornes de l'onduleur.

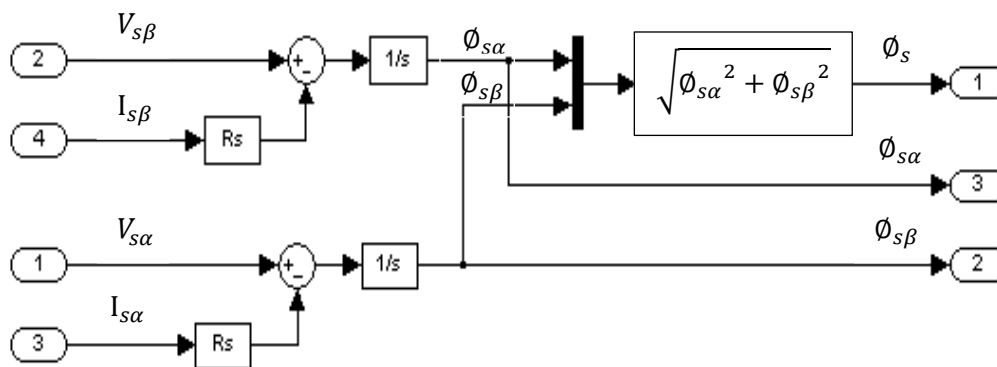


Fig. II.10. Modèle Simulink de l'estimateur du flux

II.4.3. Modèle d'estimation du couple

L'implantation de ce bloc permet d'estimer le couple en fonction des courants et le flux préalablement estimé. La figure II.11 présente le bloc d'estimation du couple dont les entrées sont :

- les courants consommés par le moteur ;
- les flux estimés.

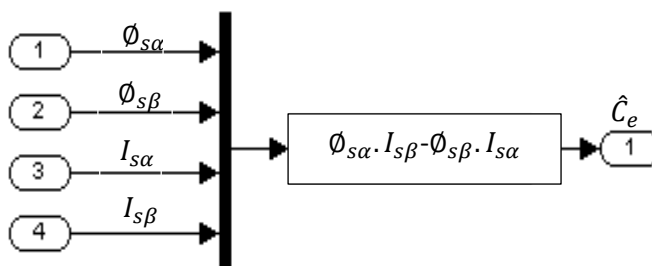


Fig.II.11. Modèle Simulink de l'estimateur du couple

II.4.4. Modèle de détection de secteur

La détection de secteur est obtenue on mesurant l'argument du flux de la machine, la structure présentée sur la figure II.12.

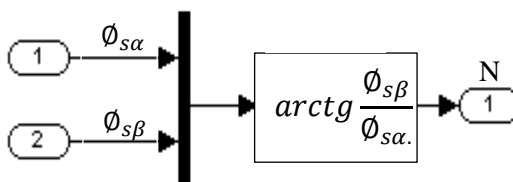


Fig. II.12. Modèle Simulink du détecteur de secteur.

II.4.5. Modèle de commande des interrupteurs

Pour asservir la machine asynchrone en couple, il est nécessaire de commander sa tension triphasée d'alimentation en fonction des besoins en couple. En effet on applique une tension de commande en fonction du tableau (II.2).

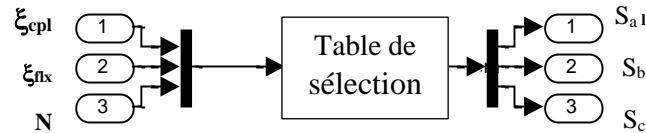


Fig. II.13. Fonction Matlab de sélection du secteur adéquat.

II.4.6. Modèle de l'onduleur

La figure II.14 représente le bloc Simulink de l'onduleur de tension dont les S_a , S_b , S_c sont les commandes des interrupteurs et les V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont les tensions obtenues :

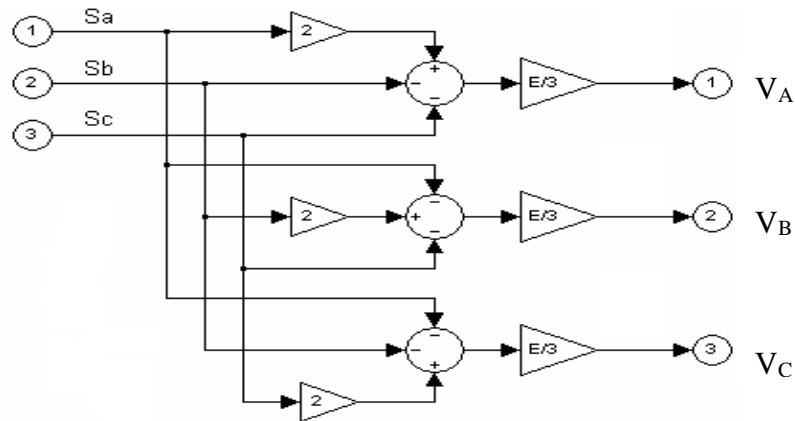


Fig II.14. Modèle Simulink de l'onduleur à deux niveaux de tensions

II.4.7. Comparateur à hystérésis pour le flux statorique

On appelle l'erreur sur le flux statorique, celle qui est déterminée par la différence entre la valeur de consigne et la valeur estimée.

Le but est de suivre l'erreur du flux d'une manière indépendante de l'évolution de la vitesse et le couple. On a vu qu'on ne pouvait faire mieux que de contenir le flux dans une bande d'hystérésis. Alors on doit donc retrouver cette hystérésis au sein du comparateur.

Le nombre des niveaux du comparateur choisi est directement lié au nombre de suppositions sur l'erreur du flux, dans notre commande il n'y a que deux suppositions : augmentation ou diminution du flux. On disposera alors d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux comme il est présenté dans la figure II.15.

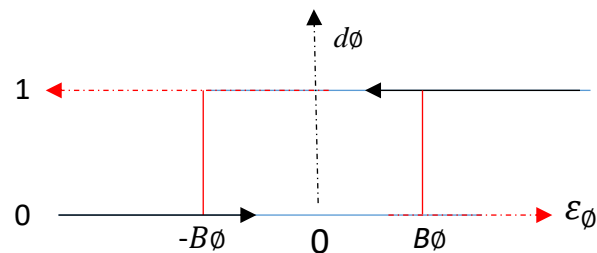


Fig.II.15. Comparateur à hystérésis à deux niveaux utilisés pour la commande du flux électromagnétique

II.4.8. Comparateur à hystérésis pour le couple

On définit l'erreur sur le couple comme étant la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée, contrairement au flux, le réglage du couple nécessite un comparateur à trois niveaux, en effet on peut avoir besoin d'augmenter ou diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de le maintenir constant. La figure II.16 représente une schématisation du comparateur qu'on a adopté.

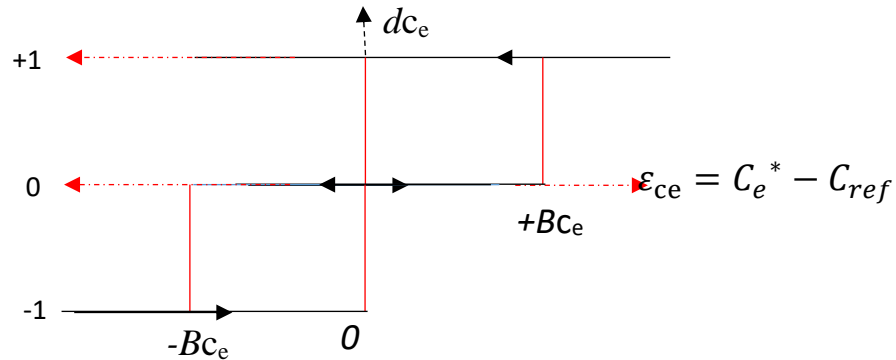
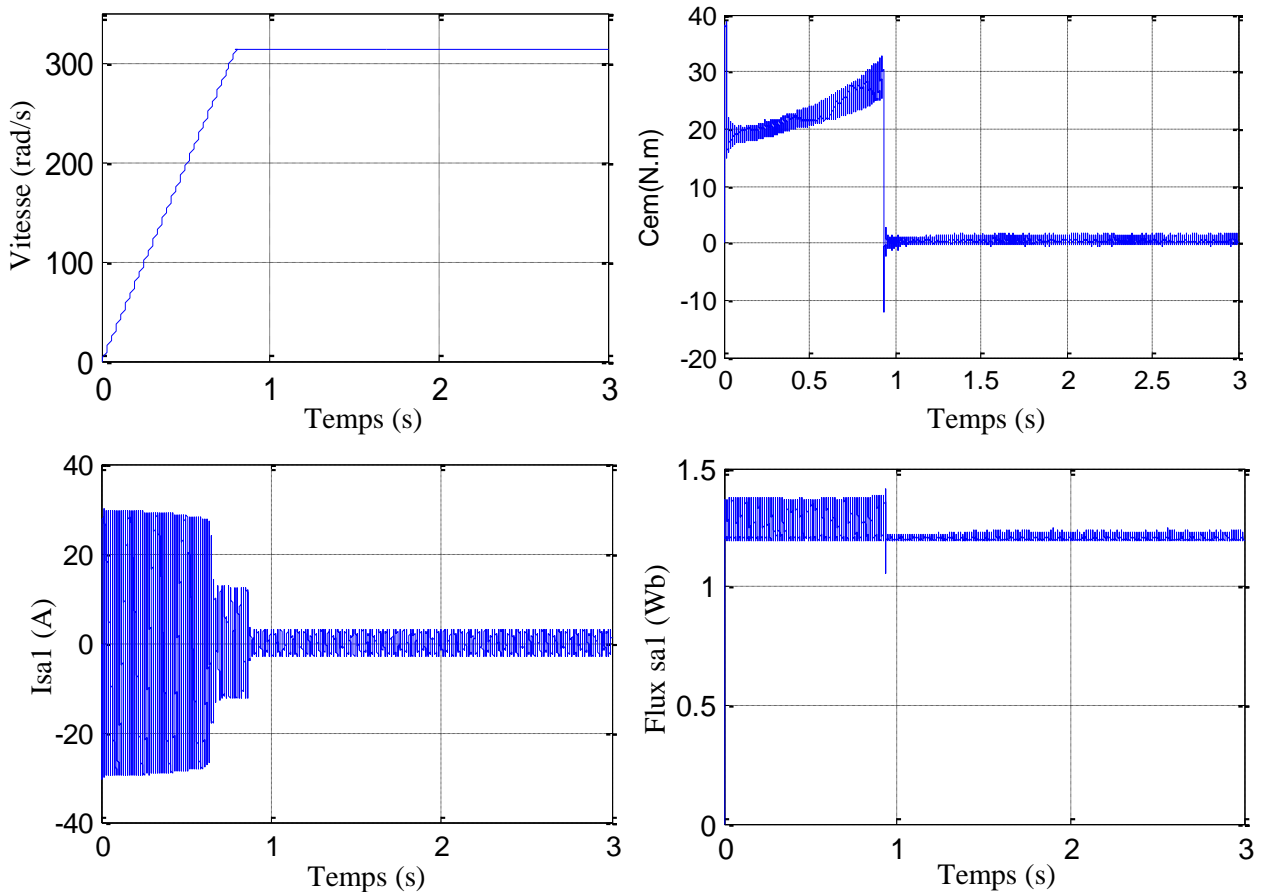


Fig II.16. Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour contrôler le couple dans les deux sens

II.5. Résultats des simulations.

II.5.1. Essai à vide



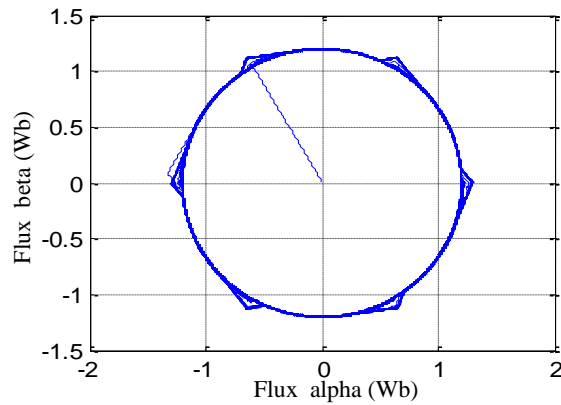
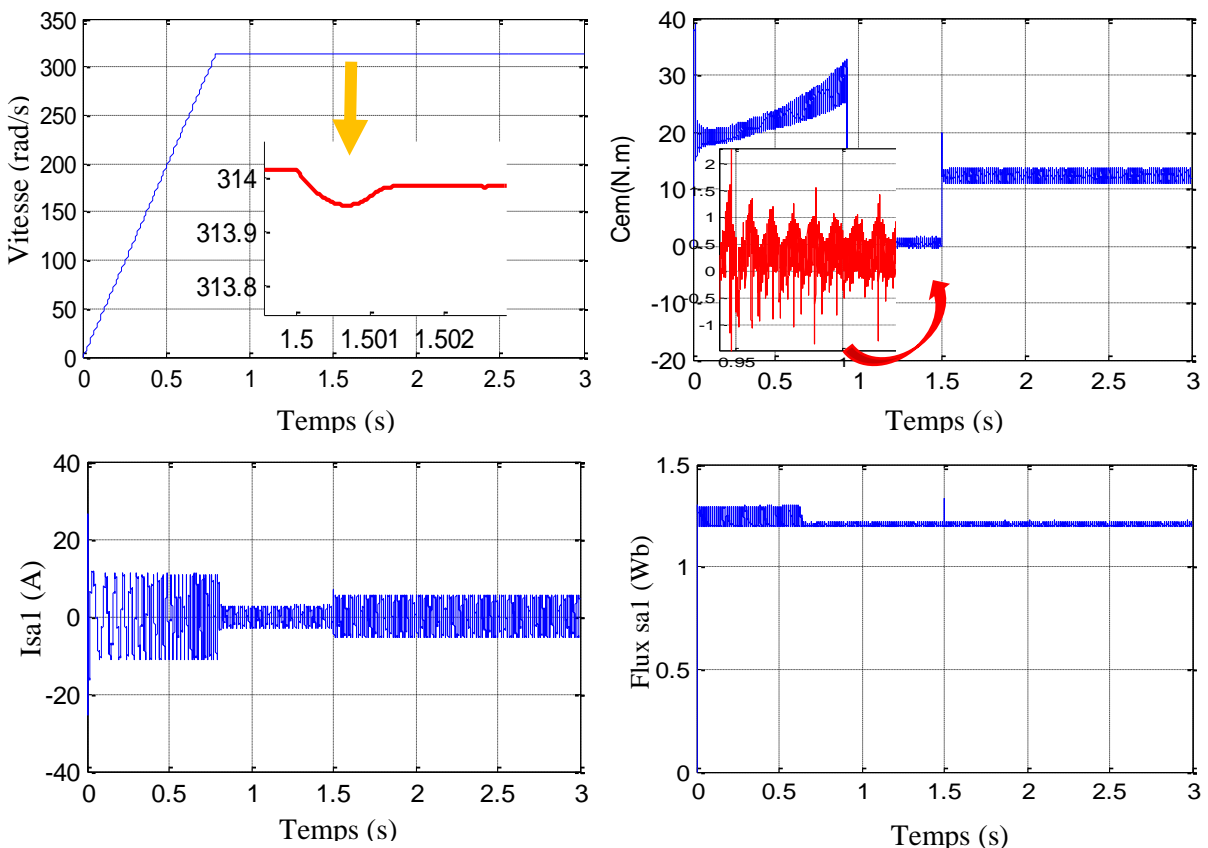


Fig.II.18. Présentation des performances de la commande directe du couple à vide

La figure II.18 montre les performances des résultats des simulations de la commande directe du couple à vide de la MASDE. A partir du résultat nous avons fait quelques constatations : la vitesse atteint la valeur de consigne après un temps de $t = 0,87s$ sous une forme linéaire sans dépassement, le couple électromagnétique passe par phase transitoire de 0.8s puis après se stabilise a 2,5 N.m. Le courant statorique ($isa1$) répond bien aux variations imposées par le couple, et conserve une forme proche de la sinusoïde. On relève également, que le courant statorique s'établit rapidement passe par une phase de transition et atteint la valeur max de 26A puis après se stabilise à 2.5A. La trajectoire de l'extrémité du flux est pratiquement circulaire, et son amplitude est maintenue constante.

II.6.2. Essai en charge



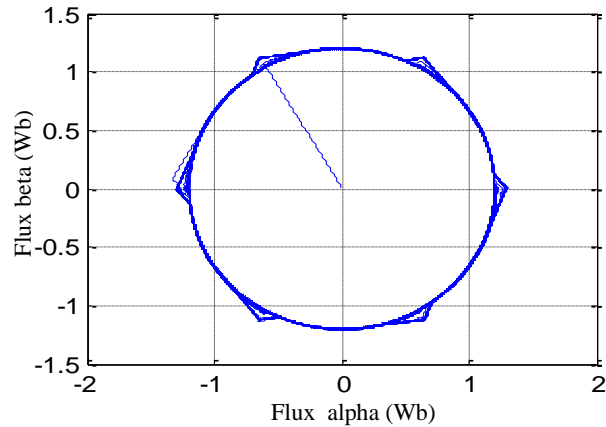
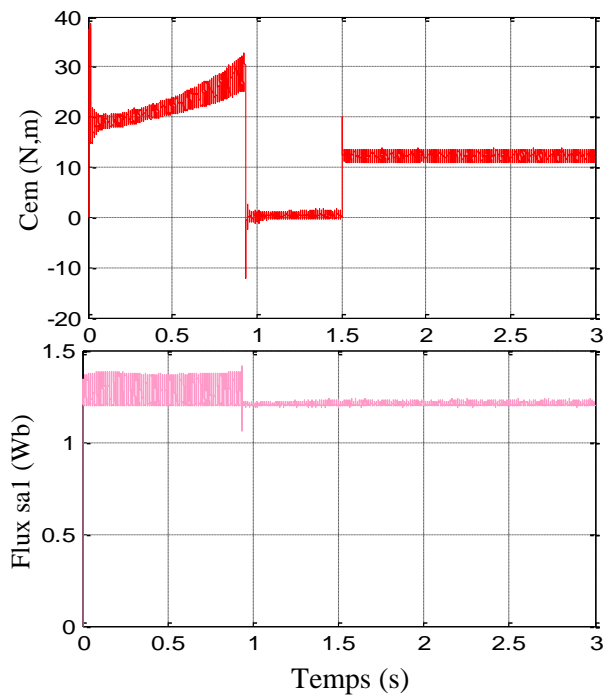


Fig.II.18. Présentation des performances de la commande directe du couple en charge.

La figure II.19 montre les performances de la commande directe du couple de la MASDE en charge, à partir du résultat obtenu nous pouvons faire quelques observations. À $t = 1.5\text{s}$ le couple électromagnétique répond à l'application de la charge sans retard, le courant statorique (I_{sa1}) présente un appel un peu plus que le courant nominal, sa valeur est de l'ordre de 5.2A pour permettre au couple électromagnétique de vaincre la charge ($C_r = 10\text{N.m}$).

L'application de la charge a eu une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (314 rad/s). Le flux statorique suit sa référence (1.2 Wb), sa valeur évolue de façon symétrique à l'intérieur de l'hystérésis.

II.6.3. Essai de désaccouplement



Les figures montrent le désaccouplement total entre le flux et le couple électromagnétique qui est l'une des caractéristiques propre de la commande directe du couple.

La figure II.20 présente les résultats d'analyses fréquentielles du courant I_{sa1} , le spectre du courant montre que le courant statorique à un taux de distorsion harmonique égale à 9.58% .

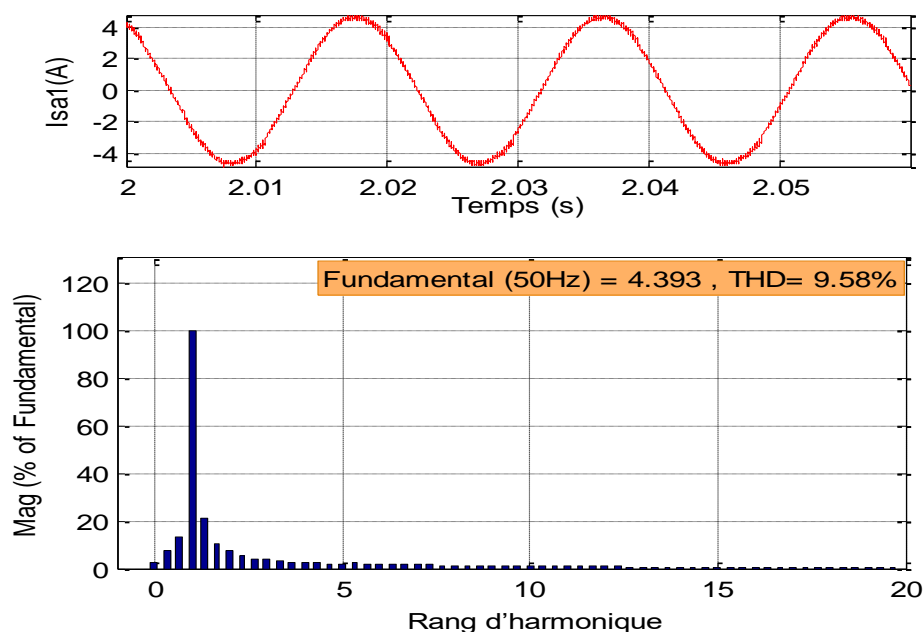


Fig.II.20. Présentation des harmoniques du courant statorique

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la théorie de la commande vectorielle et la commande directe du couple ainsi nous avons donné plus d'importance par simulations à celle de la commande directe du couple. La simulation de la commande directe du couple présente plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, etc.), les séries des simulations qui ont été présentées montrent la robustesse de cette commande, elle offre une meilleure dynamique et une bonne précision mais les ondulations au niveau du couple électromagnétique et la non maîtrise de la fréquence de commutation restent les problèmes majeurs de cette stratégie de commande.

Dans les chapitres suivants on fera appel aux techniques de l'intelligence artificielle dont l'objectif sera d'examiner l'efficacité de cette technique quand elle est utilisée avec la commande directe du couple de la MASDE puis l'amélioration des performances qu'on a obtenues avec la commande directe du couple classique tel que :

- La réduction des ondulations du couple électromagnétique ;
- La réduction des ondulations du flux statorique ;
- L'amélioration de la forme du courant statorique.

CHAPITRE III

Commande directe du couple neuronale et floue de la machine asynchrone double étoile

III.1. Introduction

Dans la commande directe du couple classique, les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutations des interrupteurs de l'onduleur de tension sans aucune distinction entre une erreur très grande ou relativement petite. Ainsi, l'état de commutation choisi dans le cas d'une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple ou du flux reste le même durant le fonctionnement normal[48].

Il en résulte durant ces régimes transitoires des réponses moins rapides du système, par contre si le vecteur de tension est sélectionné en prenant en compte les amplitudes et les signes des erreurs du couple et du flux et pas seulement leurs signes, les réponses des systèmes durant le démarrage et lors des changements de la commande du flux ou du couple peuvent être fortement améliorées.

III.1.1. Commande floue directe du couple de la MASDE

Aujourd'hui, la logique floue (en anglais Fuzzy Logic) est une technique utilisée en intelligence artificielle et qui couvre un grand champ d'application dans divers domaines : le contrôle, l'automatisme, la robotique, etc... En effet il s'agit d'une nouvelle méthode de traitement des problèmes de réglage, de contrôle et des prises de décision.

Cependant, les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur L.Zadeh de l'université de Californie de Berkeley (fuzzy sets) [49]. À cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 et 0) ont commencé à se répandre sur large échelle, par contre la logique floue permet de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre un et zéro. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme le commerce, les jurisprudences ou la médecine, dont le but de compléter les systèmes experts et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision.

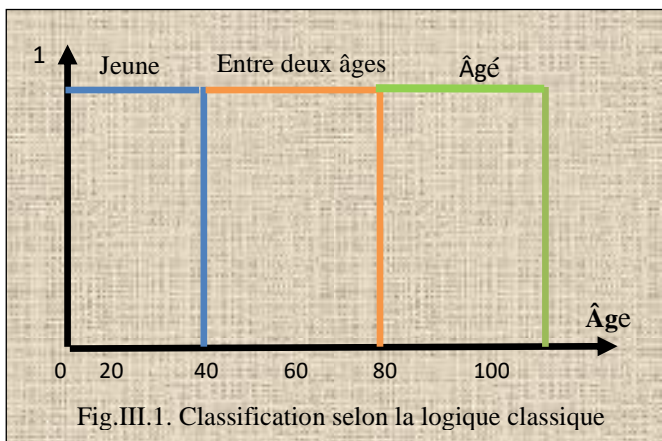
Dès 1975, apparaissent les premières applications au niveau des systèmes de réglage. À partir de 1985, ce sont les japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits

industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande, tout récemment, aussi en Europe, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe du réglage par logique floue[50, 51, 52].

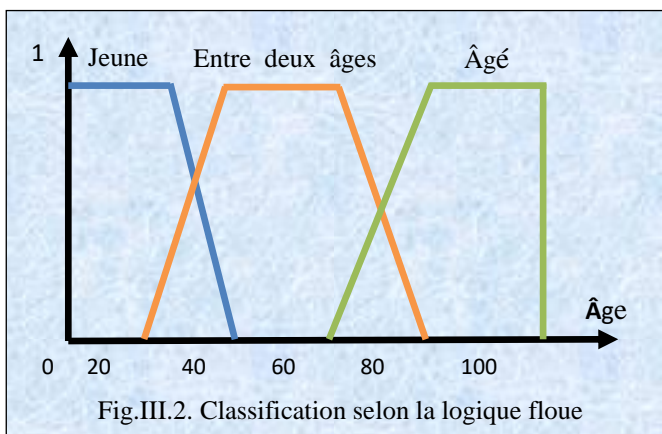
III.1.2. Principe fondamental de la logique floue

Un ensemble floue est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de (fonction caractéristique)[52], Comparativement à la logique classique, les bases théoriques de la logique floue sont établies de manière à pouvoir traiter des variables inexacts de valeurs comprises entre 0 et 1, par opposition à la logique de Boole dont les variables ne peuvent prendre que les valeurs 0 et 1.

A titre d'exemple la classification des personnes à travers leur âge par les deux logiques présenté dans les figures III.1 et III.2.



La logique classique (logique de Boole) n'admet pour les variables que les valeurs 0 et 1, qui font que les personnes âgées de moins de 30 ans, sont systématiquement jeunes et les plus de 65 ans sont âgées, sans pour autant que, cette classification soit logique ; alors que la logique floue, dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur comprise entre 0 et 1, permet de tenir compte du passage progressif de l'individu d'un âge à un autre, on parle alors, de fonction d'appartenance u .



Les limites ne varient pas soudainement, mais progressivement, la figure (III.2).montre une classification possible :
 *Une personne de 25 ans appartient à l'ensemble (jeune) avec une valeur $u = 0.75$ de la fonction d'appartenance, et à l'ensemble (Entre deux âges) avec $u = 0.25$.
 *Une personne de 70 ans appartient avec une valeur $u = 1$ de la fonction d'appartenance à l'ensemble (âgé).

III.1.3. Théorie des ensembles flous

III.1.3.1. Univers de discours

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble floue.

Plus généralement le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de x . On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-

ensemble flou. C'est par association de tous les sous-ensembles de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue. Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou [53]. Dans notre exemple, la variable floue est l'âge, l'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle [0 100], on attribue à cette variable trois sous-ensembles flous Jeune, entre deux âges, Âgé. Chacun est caractérisé par sa fonction d'appartenance de $\mu_{\text{petit}}(x)$, $\mu_{\text{moyen}}(x)$, $\mu_{\text{grand}}(x)$.

III.1.3.2. Variables linguistiques

On désigne par variables linguistiques les termes utilisés lors de la description d'une situation, un phénomène tel que la température, l'âge, la vitesse, la position ... etc.

L'expression de cette opération sera debout, accroupi, assis ou allongé pour décrire des positions, pour la discrétion d'un procédé, elle sera formulée en général avec une succession de conditions suivies d'opérations tel que :

Si condition 1, alors opération 1, Ou
 Si condition 2, alors opération 2, Ou
 .
 Si condition n, alors opération n, Ou

III.1.3.3. Différentes formes des fonctions d'appartenance [54]

On considère que la définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenances est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par un calculateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance « μ », dont la valeur varie entre « 0 » et « 1 ».

La fonction « μ » peut être définie de façon continue ou discrète et peut prendre plusieurs formes (Triangulaire, gaussienne, Trapézoïdale, ...), ces formes sont généralement caractérisées par deux, trois ou quatre paramètres.

Les fonctions d'appartenances les plus utilisées sont définies par les formes géométriques ou fonctions suivantes :

III.1.3.3.1. Fonction triangulaire

La fonction triangulaire est définie par trois paramètres (a, b, c)

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

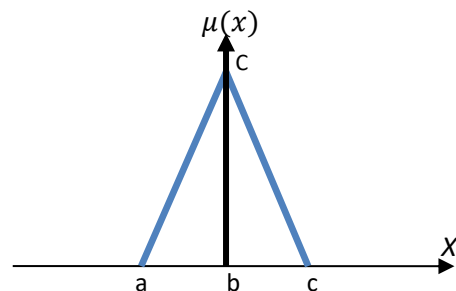


Fig. III.3. Représentations de la fonction triangulaire

III.1.3.3.2. Fonction trapézoïdale

La fonction trapézoïdale est définie par quatre paramètres (a, b, c, d)

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}, 0\right)\right) \quad (III.2)$$

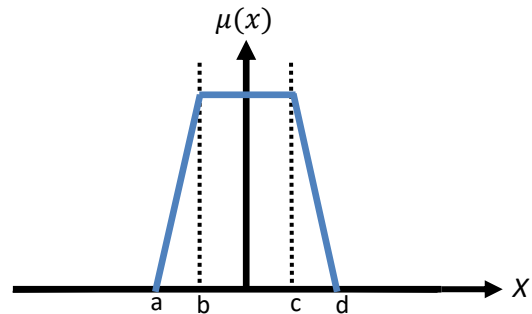


Fig. III.4.Représentation de la fonction Trapézoïdale

III.1.3.3.3. Fonction sigmoïdale

La fonction sigmoïdale est définie par deux paramètres (a, g).

$$\mu(x) = \frac{1}{1+e^{-a(x-g)}} \quad (III.4)$$

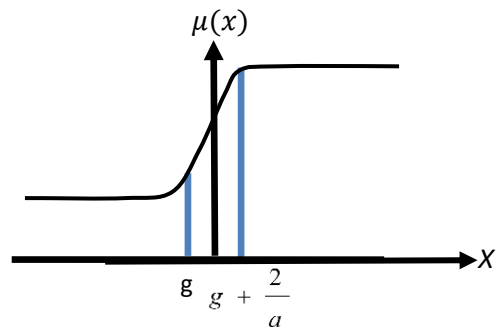


Fig. III.5.Représentation de la fonction gaussienne

III.1.3.3.4. Fonction gaussienne

la fonction gaussienne est caractérisée par les deux paramètres (g,σ)

$$\mu(x) = \frac{1}{e^{-(x-g/\sigma^2)}} \quad (III.3)$$

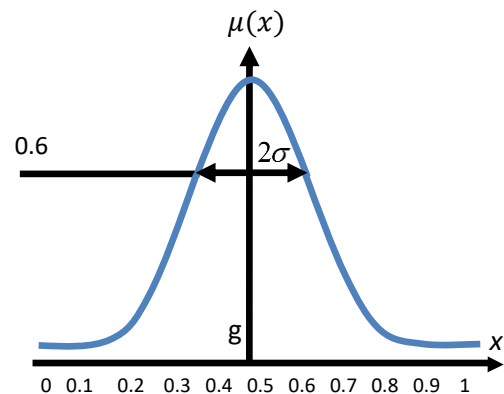


Fig. III.6. Représentation de la fonction sigmoïdale

III.1.3.3.5. Fonction en forme de cloche

La fonction cloche est définie par deux paramètres (x₀, a)

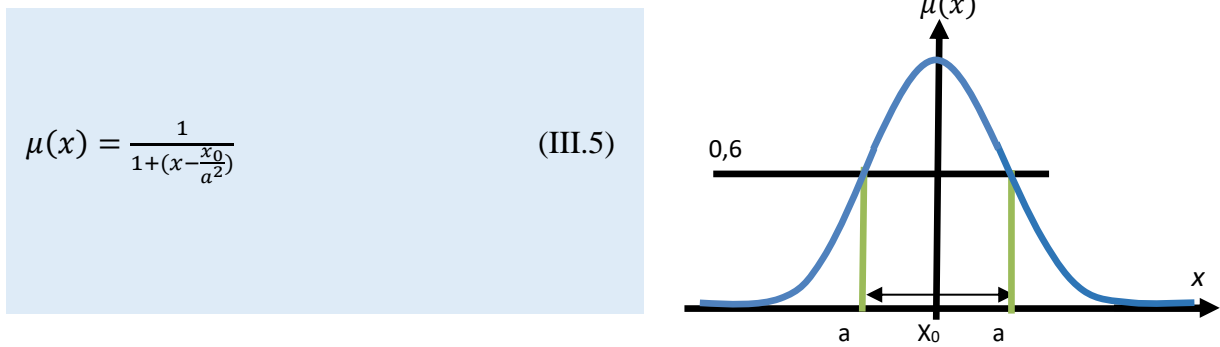


Fig. III.7. Représentation de la fonction cloche

III.1.3.3.6. Fonction trigonométrique

La fonction trigonométrique est définie par deux paramètres (x_0, a)

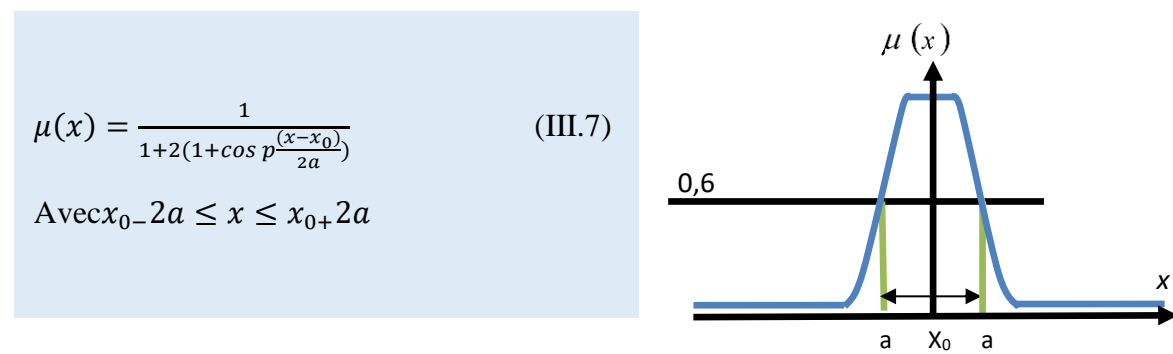


Fig. III.8. Représentation de la fonction trigonométrique

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaire et trapézoïdale, donc par des segments de droite, les fonctions sont alors dites linéaires par morceaux.

Dans la plus part des cas, et en particulier pour le réglage par la logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, les formes cloches et gaussienne peuvent être utilisées car elles donnent dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous [55].

III.1.3.4. Opération en logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs « ET », « OU », « NON ». Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques.

Les opérateurs les plus importants sont : l'intersection, l'union et le complément. de nombreuses possibilités existent pour ces opérations.

Soit A et B deux ensembles flous dont U ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance.

III.1.3.4.1. Complément d'un ensemble (fonction négation)

La fonction d'appartenance $non(\mu_A(x))$ du complément de l'ensemble flou A est définie par :

$$NON(\mu_A(x)) = 1 - \mu_A(x) \tag{III.8}$$

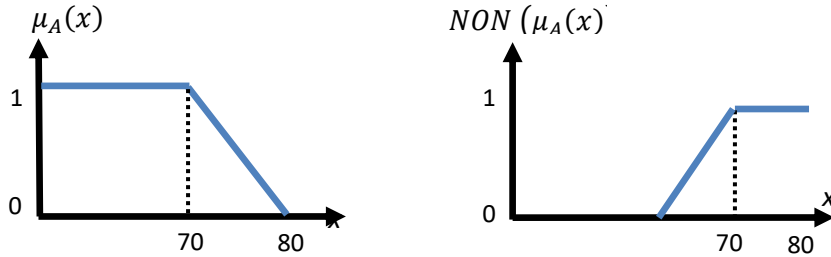


Fig. III.9.Fonction d'appartenance de l'opérateur NON

III.1.3.4.2. Intersection de deux ensembles (fonction «ET»)

De nombreuses possibilités existent, la première proposition, la proposition de ZADEH, est encore aujourd'hui souvent utilisée la fonction MINIMUM. Comme le montre la figure VI.10.

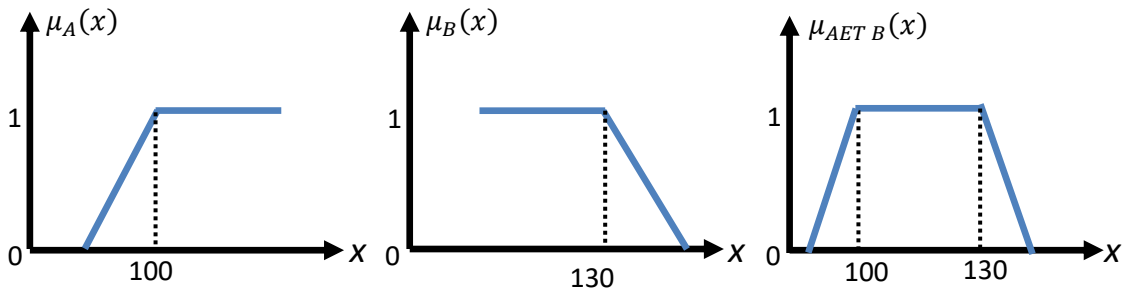


Fig. III.10.Fonction d'appartenance de l'opérateur « ET »

III.1.3.4.3. Union de deux ensembles (fonction « OU »)

Parmi les choix possibles c'est généralement la fonction maximum qu'on utilise. La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ de l'union A ou B est définie pour tout $x \in U$ par :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{III.9}$$

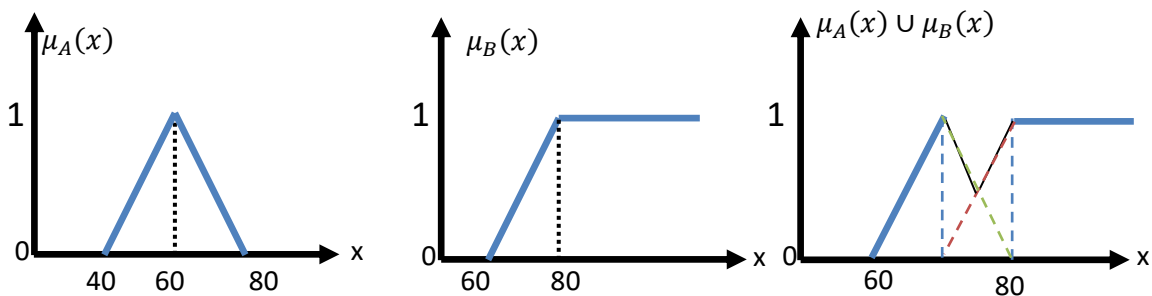


Fig. III.11.Fonction d'appartenance de l'opérateur « OU »

III.1.3.4.4. Le produit cartésien

Soit ensembles flous respectivement définis sur U_1, U_2, \dots, U_n .

Le produit cartésien de A_1, A_2, \dots, A_n est un ensemble flou défini dans l'espace $U_1 * U_2 * \dots * U_n$ ayant pour une fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1 * A_2 * \dots * A_n}(U_1, U_2, \dots, U_n) = \min [\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)] \quad (\text{III.10})$$

Ou :

$$\mu_{A_1 * A_2 * \dots * A_n}(U_1, U_2, \dots, U_n) = \mu_{A_1}(x_1) * \mu_{A_2}(x_2) * \dots * \mu_{A_n}(x_n) \quad (\text{III.11})$$

III.1.3.5. Relation floue

Une relation floue d'ordre n est un ensemble flou défini sur $U_1 * U_2 * \dots * U_n$ exprimée comme suit :

$$R(U_1 * U_2, \dots, U_n) = \left\{ \left[(U_1, U_2, \dots, U_n), \mu_R(U_1, U_2, \dots, U_n) \right] / (U_1, U_2, \dots, U_n) \in U_1 * U_2 * \dots * U_n \right\} \quad (\text{III.12})$$

III.1.3.6. Implication floue

Considérons une règle floue de la forme « Si x est A alors y est B », construite à partir de deux variables linguistiques (x, T(x), U) et (y, T(y), V). On se propose de quantifier la force de la liaison entre la prémisse et la conséquence de cette règle. Pour cela on définit une implication floue associée aux règles floues définies à partir des deux univers U et V.

La valeur de vérité de cette proposition floue est définie par la fonction d'appartenance μ_R d'une relation floue R entre U et V. Il n'existe pas une façon unique de définir l'implication floue. L'implication la plus utilisée dans la commande floue est celle de MAMDANI définie par :

$$\forall (u, v) \in U \times V; \mu_{RM}(u, v) = \min(\mu_A(u), \mu_B(v)). \quad (\text{III.13})$$

Et aussi celle de Larsen définit comme suit :

$$\forall (u, v) \in U \times V; \mu_{RL}(u, v) = \mu_A(u) * \mu_B(v) \quad (\text{III.14})$$

III.1.3.7. Interférence floue

Le problème tel qu'il se pose en pratique n'est généralement pas de mesurer le degré de vérité d'une implication mais bien de déduire, à l'aide de faits et de diverses règles implicatives, des événements potentiels.

III.1.3.8. Modus ponens généralisé

En logique classique un tel raisonnement porte le nom de Modus Ponens (raisonnement par l'affirmation) *Si P \Rightarrow q vrai et P vrai Alors q vrai* (III.15)

ZADEH a étendu ce principe au cas de la logique floue, principe que l'on rappelle alors MODUS Ponens généralisé [56]. Ce principe se résume comme suit :

A' et B' sont les ensembles flous constatés dans le cas traité et ne sont pas nécessairement strictement égaux à A et B , B' est l'ensemble flou résultant de A' par l'application de l'implication :

	Prémisse	Conclusion
Règle floue	Si X est A	Alors Y est B
Fait observé	X est A'	
Conséquence		Y est B'

Tableau (III.1) : Illustration du principe de Modus Ponens généralisé

III.1.3.9. Modus Tollens généralisé

Le principe du MODUS Tollens généralisé se résume comme suit :

	Prémisse	Conclusion
Règle floue	Si X est A	Alors Y est B
Fait observé	X est B	
Conséquence		X est A'

Tableau(III.2) : Illustration du principe de Modus Tollens généralisé

III.1.4. Réglage et commande par la logique floue

Il est à noter que notre vie quotidienne, la plupart des informations sur lesquelles se basent nos décisions sont plutôt linguistiques que numériques dans leur nature. Les règles de contrôles flous apportent un outil naturel pour la caractérisation du comportement humain et l'analyse décisionnelle, plusieurs experts ont trouvé que les ensembles des règles du contrôle flou constituent une manière convenable pour exprimer des connaissances en se basant sur un vocabulaire symbolique[57].

III.1.4.1. La structure d'un régulateur flou

La structure conventionnelle d'une commande floue[58], est présentée par la figure III.12. Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données ci-dessous[55] :

- Une interface de fuzzification à l'entrée ;
- Une base de règles ;
- Une logique de prise de décision (Mécanisme d'interférence) ;
- Une interface de défuzzification en sortie.

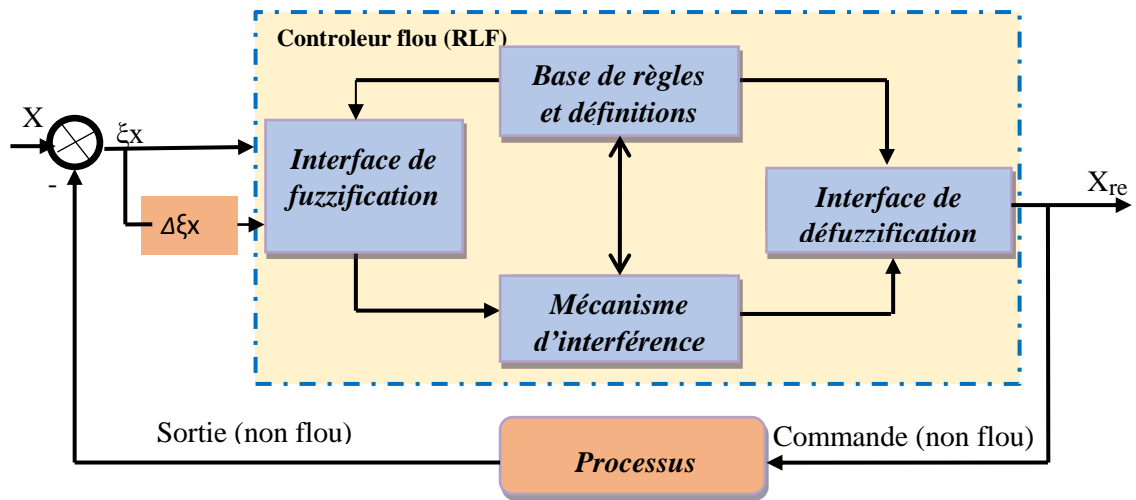


Fig. III.12. La structure d'une commande utilise de la logique floue.

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes (non floues), un RLF devrait convertir des valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et convertir le signal de commande de valeurs en valeurs déterministes pour les appliquer au procédé.

III.1.4.1.1. La fuzzification

Dans les problèmes de commande, les données observées sont habituellement physiques (réelles). Or le traitement de ces données basées sur la théorie des ensembles flous nécessite une procédure de fuzzification.

La fuzzification est une démarche qui transforme une mesure en une évaluation de valeur subjective. De là, elle peut être définie comme une cartographie d'un espace d'entrée observé sur des ensembles flous dans un univers de discours[59].

La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrées et de sortie. Dans le cas de réglage par la logique floue, on utilise en général des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenances. Figure III.13.

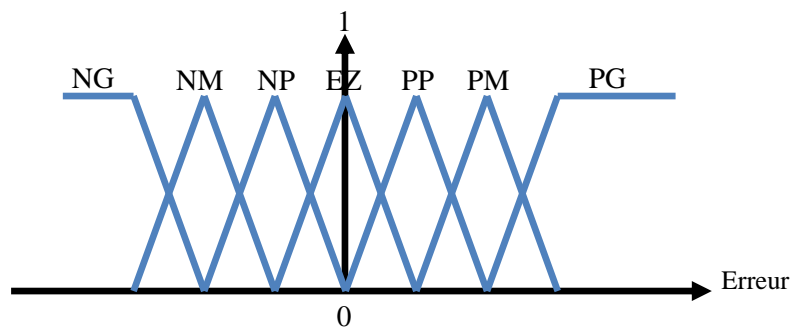


Fig. III.13. Fonction d'appartenance avec sept classes

Les différents ensembles flous sont caractérisés par des désignations standard, la signification des symboles dans l'exemple est :

NG: négatif grand.

NM: négatif moyen.

NP: négatif petit.

PM: positif moyen.

PG: positif grand.

III.1.4.1.2. Base de règle

Un ensemble flou est caractérisé par un ensemble d'expression linguistique (règles) basé sur une connaissance d'expert. Cette connaissance est d'habitude représentée sous forme des règles «Si – Alors » simple à implémenter. La collection de ces règles forme ce qu'on appelle la base de règles ou ensembles des règles d'un régulateur flou, dans cette partie, on va essayer de détailler les points relatifs aux règles floues, à savoir le choix des variables d'entrée, des variables de sortie, les variables linguistiques, les règles d'inférences floues, l'implication et la défuzzification.

III.1.4.1.3. Jeux des règles

L'analyse temporelle qui doit conduire à établir les règles du contrôleur flou peut être définie par la réponse à un échelon et les objectifs fixés par le cahier de charges.

Pour expliquer la procédure à suivre, on considère les neuf points indiqués sur la réponse à un échelon figure VI.14 et pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

- 1) **Si** $e = PG$ **et** $de = EZ$ **alors** $du = PG$ (départ commande importante).
- 2) **Si** $e = PG$ **et** $de = NP$ **alors** $du = PM$ (augmentation de la commande pour gagner l'équilibre).
- 3) **Si** $e = PM$ **et** $de = NP$ **alors** $du = PP$ (très faible augmentation de u pour ne pas dépasser).
- 4) **Si** $e = PP$ **et** $de = NP$ **alors** $du = EZ$ (convergence vers l'équilibre correct).
- 5) **Si** $e = EZ$ **et** $de = NP$ **alors** $du = NP$ (freinage du processus).
- 6) **Si** $e = NP$ **et** $de = NP$ **alors** $du = NM$ (freinage et inversion de la variation de la commande).
- 7) **Si** $e = NM$ **et** $de = EZ$ **alors** $du = NM$ (rappel du processus vers l'équilibre correct).
- 8) **Si** $e = NP$ **et** $de = PP$ **alors** $du = EZ$ (convergence vers l'équilibre correcte)
- 9) **Si** $e = EZ$ **et** $de = EZ$ **alors** $du = EZ$ (équilibre).

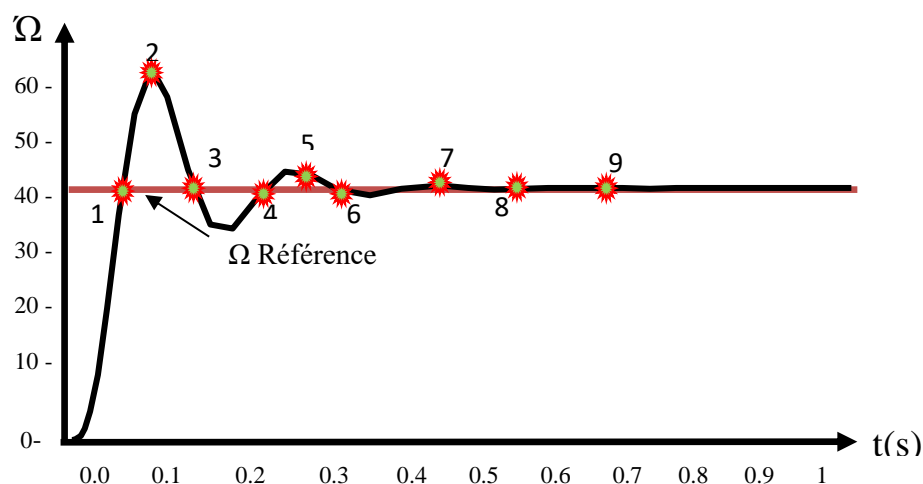


Fig. III.14. Ecriture des jeux de règles grâce à une analyse temporelle

III.1.4.2. Inférence floue

Pour exprimer les inférences, il existe plusieurs possibilités, à savoir la description linguistique et symbolique ou l'utilisation des tableaux et matrices d'inférence. Le grand intérêt de cette méthode est la possibilité de regrouper les règles en une matrice. C'est une représentation graphique. À l'intersection d'une colonne et d'une ligne se trouve l'ensemble correspondant de la variable de sortie, définie par une règle d'inférence.

Dans les règles floues interviennent les opérateurs « et » et « ou ». L'opérateur « et » s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur « ou » lie les différentes règles, il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces opérateurs.

Pour le réglage par la logique floue, on distingue les méthodes suivantes :

- Régulateur de type Mamdani (méthode d'inférence maximum/minimum: max-min) ;
- Régulateur de type Larsen (méthode d'inférence maximum – produit : max – prod) ;
- Méthode de Sugeno.

III.1.4.2.1. Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)

La méthode d'inférence max-min réalise, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formulation du minimum, la conclusion dans chaque règle introduite par « Alors », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie, réalisé par la formation de minimum. Enfin, l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

III.1.4.2.2. Méthode d'inférence max-prod (méthode de Larsen)

La méthode de l'inférence max-prod est réalisée au niveau de la condition et l'opérateur « ET » par la formation du produit. La conclusion 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.

III.1.4.2.3. Méthode d'inférence som-produit (méthode de Zadeh)

Par opposition aux méthodes précédentes, les opérateurs « ET » et « OU » dans la méthode « Som-Prod » sont réalisés respectivement par la fonction du produit et de la somme arithmétique quel que soit leurs positions au niveau de la condition ou de la conclusion ou entre deux règles.

III.1.4.2.4. Méthode de Sugeno

L'opérateur « ET » est réalisé par la formation de minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue. La figure III.15 illustre un exemple d'un RLF type MAMDANI.

L'inférence se compose de trois réels avec une description symbolique.

$$X_r = \begin{cases} \text{Si (e est NG) RT (de est EZ) Alors (du est NG)} \\ \text{ou} \\ \text{Si (e est NG) ET (de est PG) Alors (du esy EZ)} \\ \text{ou} \\ \text{Si (e et EZ) ET (de est EZ) Alors (du est EZ)} \end{cases}$$

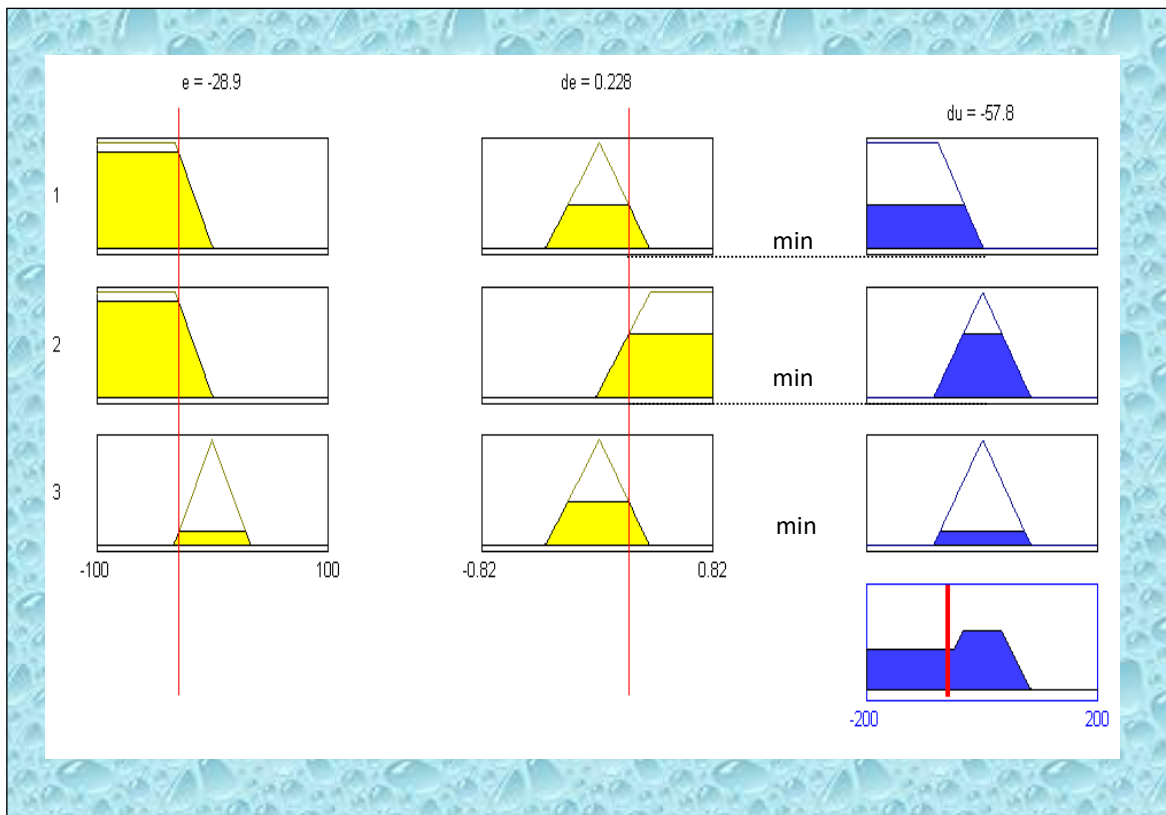


Fig. III.15.Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée

III.1.4.3. Défuzzification

La dernière étape du contrôle, appelée défuzzification consiste à définir précisément qu'elle doit être l'action sur le processus[60]. En effet le procédé ne peut pas interpréter des ordres de type « petit » ou « grand » ...etc., on doit lui envoyer une valeur physique.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont[60]:

- Méthode du maximum ;
- Méthode de la moyenne des maxima ;
- Méthode du centre de gravité ;
- Méthode des hauteurs pondérées.

III.1.4.3.1. Méthode du maximum

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

III.1.4.3.2. Méthode de la moyenne des maxima

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale[61].

III.1.4.3.4. Méthode du centre de gravité

Cette méthode est plus utilisée dans les contrôleurs flous, elle génère le centre de gravité \bar{Y} de la fonction d'appartenance issue de l'inférence. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation (IV.16) :

$$\bar{Y} = \frac{\int Y \mu_{res}(Y) dY}{\int \mu_{res}(Y) dY} \quad (III.16)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. La détermination du centre de gravité nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout en vue d'exécution en temps réel, de ce fait cette méthode est la plus coûteuse en temps de calcul.

III.1.4.3.5. Méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres (rectangles de largeurs étroites) et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité, l'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{Y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{Y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (\text{III.17})$$

Où : M : nombre de règles.

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i .

\bar{Y}_i : est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou du variable de sortie associé à la règle R_i .

Braae et Rutherford ont présenté une analyse détaillée de plusieurs stratégies de défuzzification et ils ont conclu que la méthode du centre de gravité donne des résultats meilleurs que les autres.

III.1.5. Commande directe du couple par la logique floue

La commande directe du couple classique utilise les signes des erreurs du couple et du flux (qui sont soit très grands soit très petits) pour déterminer les états des interrupteurs.

Les termes « très grande » ou « très petite » sont des termes vagues et imprécis qui renferment une notion de flou ; il semble donc naturel d'utiliser un contrôleur flou [62].

Un régulateur flou convertit un ensemble de règle linguistique, basé sur les connaissances d'un expert, en une stratégie de commande automatique. Les performances de ce type de réglages sont souvent meilleurs que celles obtenues avec des contrôleurs conventionnelles surtout lorsque les informations sur le système sont inexacts ou incertaines.

Nous proposons dans ce chapitre une amélioration de la commande directe du couple basée sur la logique floue, où les deux régulateurs à hystérésis et la table de commutation de chaque étoile sont remplacés par un contrôleur flou. Le contrôleur flou étudié possède trois variables d'états flous en entrée et une variable de commande en sortie pour réaliser une commande à couple et flux constants. Chaque variable est représentée par des ensembles flous. Le nombre des ensembles flous pour chaque variable est choisi pour obtenir une commande performante avec un nombre minimal de règles floues.

La première variable floue, constituée de trois ensembles flous, est une différence entre l'amplitude du flux de référence et le flux estimé. La deuxième variable floue est constituée de cinq ensembles flous, et elle est la différence entre le couple de référence et le couple estimé. La troisième variable floue est l'angle entre le flux statorique et les axes de référence «angle du flux statorique».

III.1.5.1. Variable d'états floue

L'univers de discours de la première variable floue est divisé en trois sous-ensembles flous ; erreur positive du flux (P), erreur du flux proche de zéro (Z) et l'erreur de flux négative (N). Les fonctions d'appartenance, de type triangulaire de ces ensembles flous sont représentées sur la figure III.16.

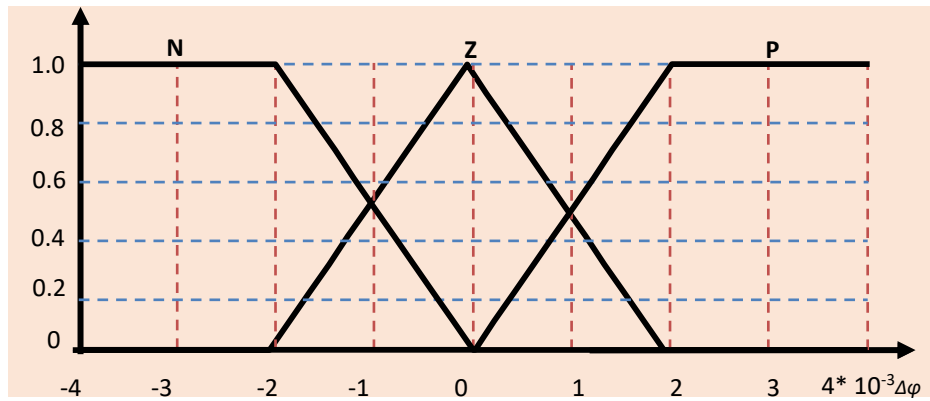


Fig. III.16. Fonctions d'appartenance avec trois sous-ensembles flous pour l'erreur du flux

Pour prendre en compte les faibles variations au niveau du couple, l'univers de discours de la deuxième variable floue est divisée en cinq sous-ensembles flous ; erreur positive grande (PG), erreur positive petite (PP), erreur de couple proche de zéro (Z), erreur négative petite (NP) et erreur négative grande (NG). La distribution de la fonction de ces fonctions d'appartenances est représentée sur la figure III.17.

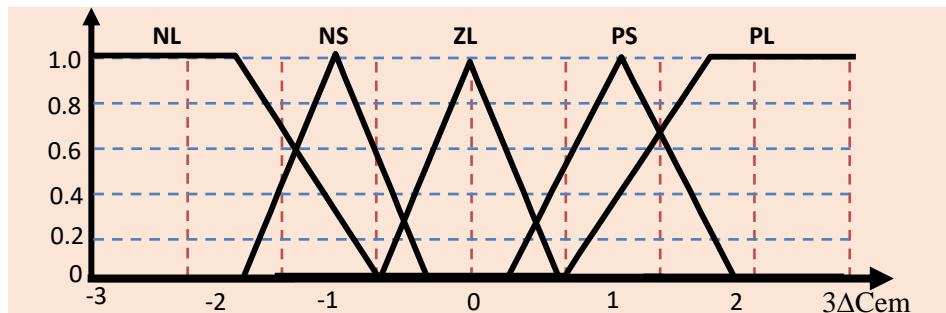


Fig. III.17. Fonctions d'appartenance avec cinq sous-ensembles flous pour l'erreur de couple

La figure III.18 présente l'univers de discours de la troisième variable floue est divisée en douze sous-ensembles.

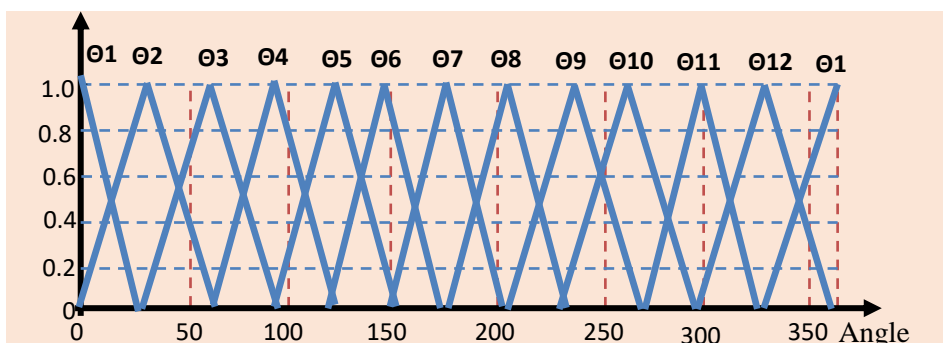


Fig. III.18. Fonctions d'appartenance pour la position du flux statorique

La sortie de contrôleur flou est le vecteur tension convenable. Ces vecteurs tensions sont des valeurs discrètes, ils sont également représentés par des singletons comme il est présenté sur la figure III.19.

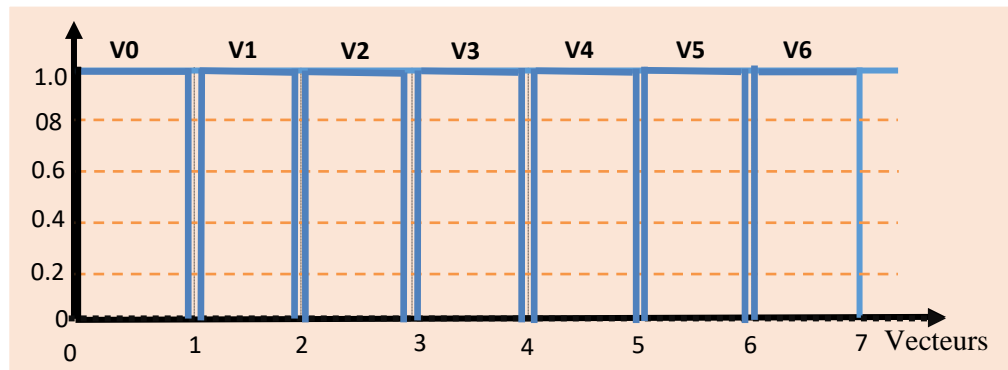


Fig. III.19. Fonctions d'appartenance avec six sous-ensembles flous pour les vecteurs tensions

III.1.5.2. Table des règles de sélection floue des vecteurs de tensions

La table des règles est donnée par douze tables représentées sur le tableau III.

	Θ1					Θ2					Θ3				
$\Delta\Gamma$ $\Delta\phi$	PL	PS	Z	NS	NL	PL	PS	Z	NS	NL	PL	PS	Z	NS	NL
P	V6	V1	V0	V2	V2	V6	V6	V0	V1	V2	V5	V6	V0	V1	V1
Z	V6	V6	V0	V0	V3	V5	V5	V0	V0	V2	V5	V5	V0	V0	V2
N	V5	V5	V0	V4	V3	V5	V4	V0	V3	V3	V4	V4	V0	V3	V2
	Θ4					Θ5					Θ6				
$\Delta\Gamma$ $\Delta\phi$	PL	PS	Z	NS	NL	PL	PS	Z	NS	NL	PL	PS	Z	NS	NL
P	V5	V4	V0	V6	V1	V4	V5	V0	V6	V6	V4	V4	V0	V5	V6
Z	V4	V4	V0	V0	V1	V4	V4	V0	V0	V1	V3	V3	V0	V0	V5
N	V4	V3	V0	V2	V2	V3	V3	V0	V2	V1	V3	V2	V0	V1	V1
	Θ7					Θ8					Θ9				
$\Delta\Gamma$ $\Delta\phi$	PL	PS	Z	NS	NL	PL	PS	Z	NS	NL	PL	PS	Z	NS	NL
P	V3	V4	V0	V5	V5	V3	V3	V0	V4	V5	V2	V3	V0	V4	V4
Z	V3	V3	V0	V0	V6	V2	V2	V0	V0	V5	V2	V2	V0	V0	V5
N	V2	V2	V0	V1	V6	V2	V1	V0	V6	V6	V1	V1	V0	V6	V5
	Θ10					Θ11					Θ12				
$\Delta\Gamma$ $\Delta\phi$	PL	PS	Z	NS	NL	PL	PS	Z	NS	NL	PL	PS	Z	NS	NL
P	V2	V2	V0	V3	V4	V1	V2	V0	V3	V3	V1	V1	V0	V2	V3
Z	V1	V1	V0	V0	V4	V1	V1	V0	V0	V4	V6	V6	V0	V0	V3
N	V1	V6	V0	V5	V5	V6	V6	V0	V5	V4	V6	V5	V0	V4	V4

Tab.III.3. Représentation de la table des règles de sélection de la commande floue

III.1.5.3. Simulation de la commande floue directe du couple

La plupart des blocs existants dans la commande DTC floue sont identiques à ceux du contrôle par DTC classique. Les nouveaux blocs pour chaque étoile seront examinés ci-dessous.

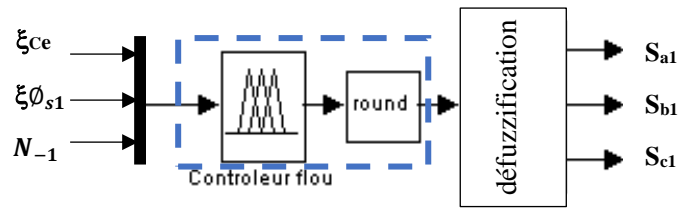


Fig. III.20. Modèle de la table de sélection floue de la commande directe du couple floue

Pour la fuzzification de chaque variable d'entrée réelle, on calcule ses degrés d'appartenance aux ensembles flous qui lui sont associés. Dans l'étape de défuzzification, on réalise l'opération inverse, à savoir, obtenir une valeur réelle de la sortie à partir des surfaces obtenues dans l'étape d'inférence. Notons qu'il existe plusieurs méthodes de défuzzification, parmi les méthodes utilisées, on a choisi la méthode du centre de gravité. On peut également donner une représentation pour notre table floue dans l'espace d'état tridimensionnel, cela nous donne en général, une meilleure idée de l'allure des caractéristiques de notre commande

III.1.5.4. Surface de caractéristique

La figure III.21 montre la surface caractéristique de la table floue utilisée dans le modèle Simulink du FDTC.

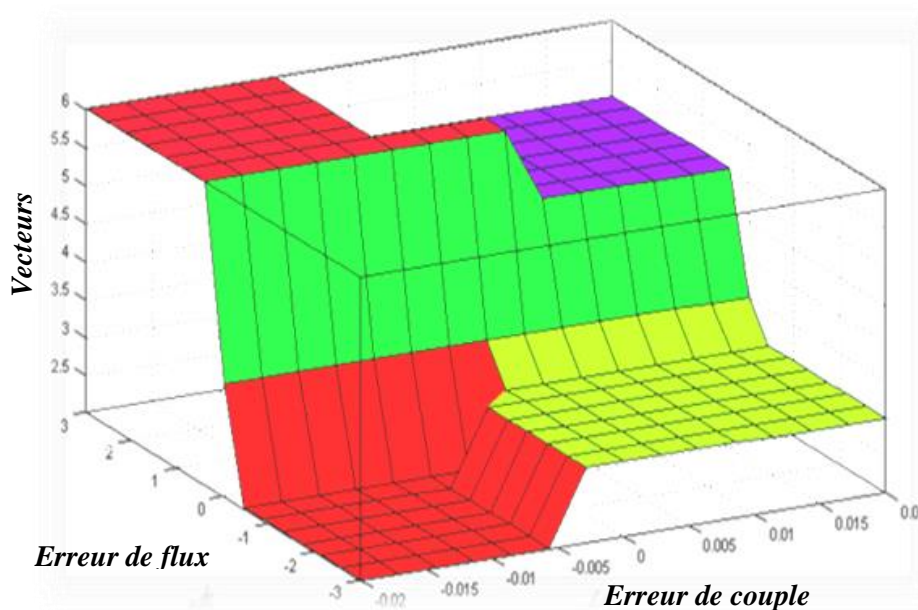


Fig.III.21.Surface caractéristique de la table floue de sélection

III.1.5.6. Résultats des simulations

III.1.5.6.1. Résultats des simulations à vide

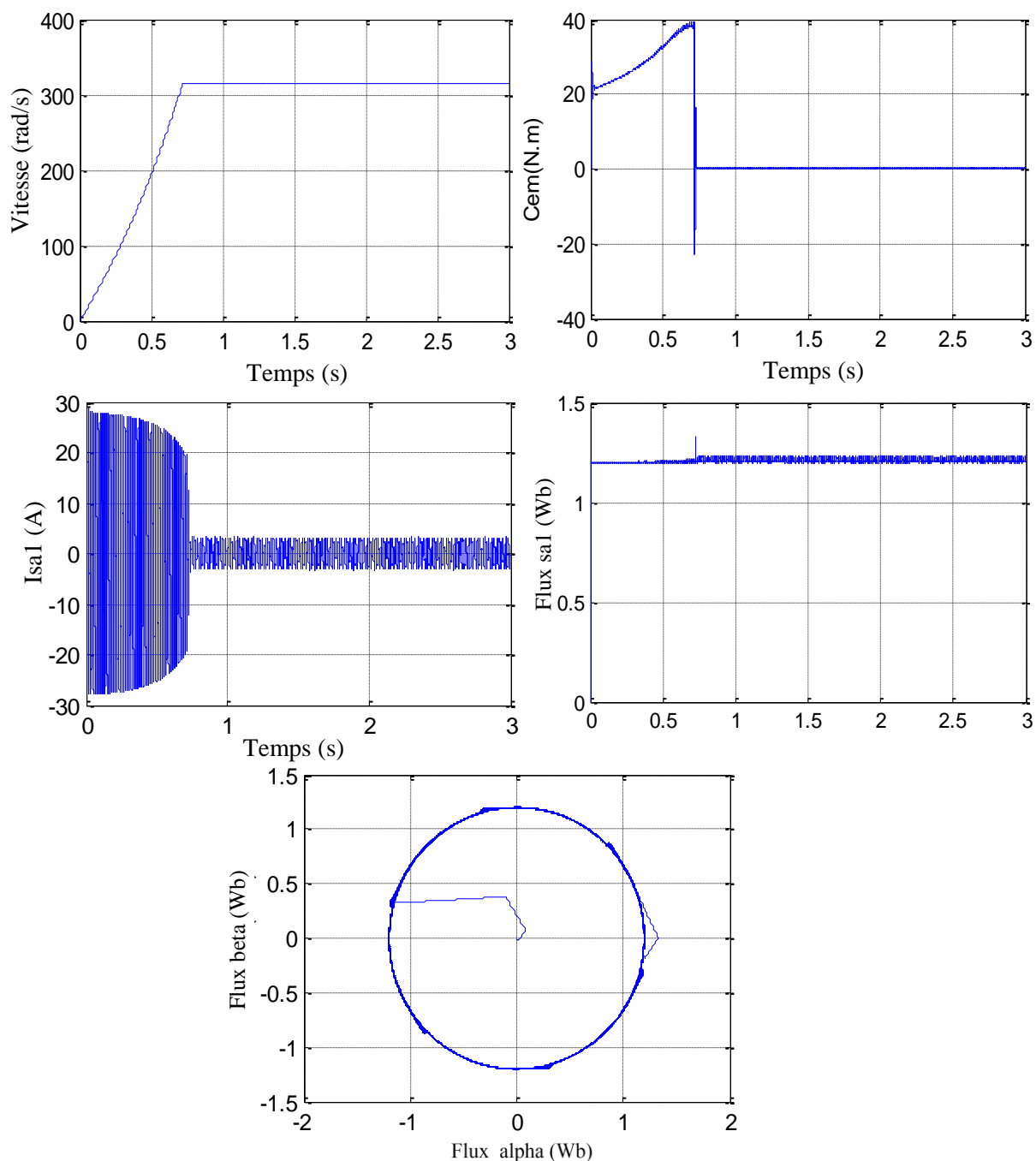


Fig.III.22.Performances des résultats de simulation de la DTCF à vide de la MASDE

La figure III.22 montre les performances par simulation de la de la DTC floue sur laquelle nous pouvons faire les observations suivantes :

Au niveau de la vitesse la MASDE a atteint la vitesse de consigne après une durée de 0.7s sans dépassement. Le couple électromagnétique a connu une réduction importante au niveau des ondulations, la commande directe du couple floue a ramené les ondulations de (-2,5, 2,5) N.m à (-0,25, 0,25) N.m.

III.1.5.6.2. Résultats des simulations en charge

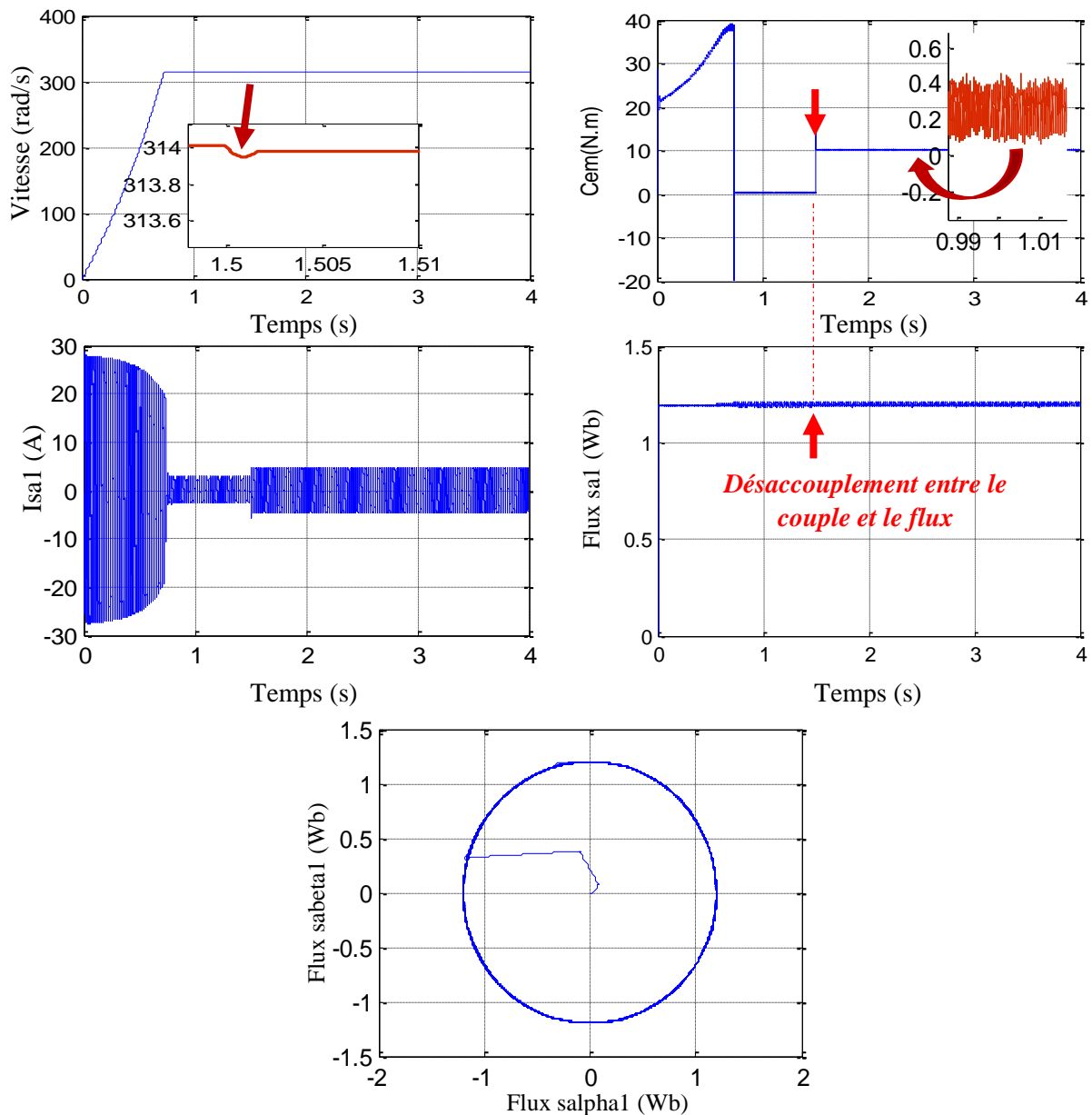


Fig.III.23.Performances des résultats de simulation de la DTFC en charge de la MASDE

La figure III.23 présente les performances par simulation de la commande directe du couple floue en charge, à partir des résultats obtenus. Il est clair que l'application de la charge n'a pas influé sur la qualité de commande. Les ondulations au niveau du couple à vide et en charge ont également évolué avec 0.25N.m.

La figure III.24 présente l'analyse des harmoniques du courant statorique I_{sa1} sur laquelle nous pouvons faire les remarques suivantes :

Le taux de distorsion d'harmonique égale à 5.04% au lieu de 9.58% dans le cas de la commande directe du couple classique ;

La réduction des ondulations au niveau du couple avec la méthode floue directe du couple a des influences sur la qualité du courant statorique.

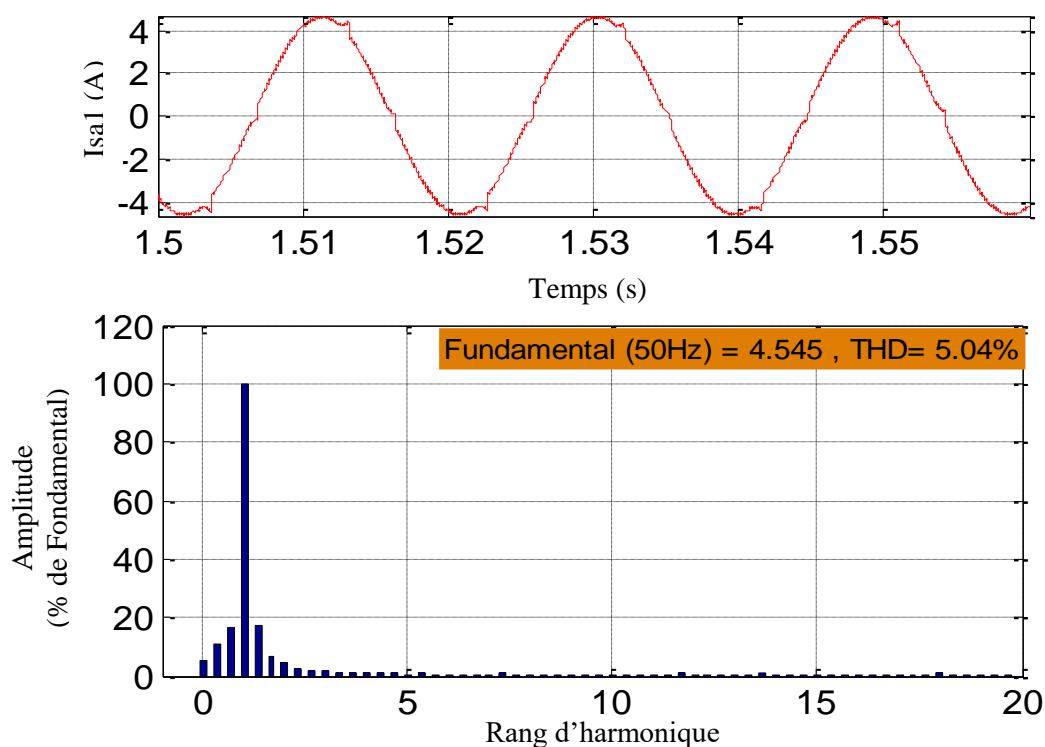


Fig.III.24.Presentation des harmoniques du courant statorique

Sur la deuxième partie de ce chapitre notre objectif sera l'utilisation d'une autre stratégie de commande basée sur les réseaux de neurones artificiels, afin d'éviter le problème majeur que nous avons rencontré lors de l'ajustement des gains des contrôleurs floue FLC1 et FLC2 dans la commande floue directe du couple.

III.2. Commande neuronale directe du couple de la MASDE

III.2.1. Chronologie des réseaux de neurones

C'est à l'ère de la cybernétique et lors de son premier mouvement qui débuta en 1942, que germa l'idée et le concept des réseaux de neurones formels, à une époque où les chercheurs, immergés dans la genèse de ce qui deviendra ce que nous connaissons aujourd'hui de l'électronique, de l'informatique, ou encore, de la mécanique moderne, cherchent à concevoir un système, entièrement artificiel, capable de reproduire le comportement humain, ou au moins, son intelligence.

Ce sont alors les scientifiques Warren McCulloch et Walter Pitts[63], l'un, chercheur en neurologie et l'autre en psychologie cognitive ; qui proposèrent en 1943 le tout premier réseau de neurones artificiels, basé bien entendu, sur le principe de leurs homologues biologiques et du système nerveux auquel ils sont liés. A l'image de ces derniers, le modèle proposé par McCulloch et Pitts, permet d'apprendre, de mémoriser des informations voire encore, de traiter

des informations incomplètes [64]. Le principe de fonctionnement de ce tout premier réseau de neurones est basé sur la notion de coefficient synaptique : contrairement à ce que l'on trouve usuellement dans les diverses sciences de traitement de l'information, un réseau de neurones ne peut être conçu et utilisé à partir d'une suite d'instructions figées ou écrites par le concepteur au fur et à mesure de sa compréhension du problème, le réseau de neurones se veut être capable de résoudre un problème, sans l'intervention du concepteur, et pour y parvenir, il met en place un modèle de résolution selon les informations qui lui sont transmises, la mise en place de ce modèle de résolution s'effectue via les coefficients synaptiques, paramètre alors essentiel du réseau. Mais les travaux de McCulloch et de Pitts n'ont laissé aucune information pour adapter les coefficients synaptiques et il fallu attendre 1949 et Donald Hebb, psychologue et neuropsychologue Canadien, qui donna un début de réponse grâce à ses travaux sur l'apprentissage, *The Organisation of Behaviour* où Hebb propose une règle simple permettant de définir les coefficients synaptiques selon les liaisons des neurones. Cette règle, connue sous le nom de "Règle de Hebb", est encore utilisée aujourd'hui.

Moins de dix années plus tard, Franck Rosenblatt propose une application de ces différents travaux, et son réseau de neurones, le Perceptron, devient le tout premier système capable d'apprendre, y compris lorsque certaines des informations qui lui sont fournies, sont erronées. Mais en 1969, Marvin Lee Minsky chercheur en science cognitive et en intelligence artificielle, coécrit avec le mathématicien et informaticien Seymour Papert, un ouvrage mettant en avant les limites du modèle de Rosenblatt, démontrant son incapacité à résoudre des problèmes non linéaires. Ils étendirent implicitement cette limitation, à tous les réseaux de neurones existant ; tous fonctionnant plus ou moins sur le même principe que celui du Perceptron. Ce fut alors le début de sombres années pour les réseaux de neurones, toujours utilisés dans certains milieux, la recherche piétina et les fonds furent rapidement redirigés vers les autres voies de l'intelligence artificielle. Ce n'est qu'en 1982 que le physicien John Joseph Hopfield relança timidement les réseaux de neurones avec son modèle éponyme. Toutefois, ce modèle ne permettant toujours pas la résolution de problèmes non linéaire, l'engouement pour les réseaux de neurones restera limité, et il faudra attendre 1984 pour obtenir un modèle de réseaux de neurones qualifié de multicouches et ne possédant pas les défauts démontrés par Minsky et Papert, ce modèle proposé par Paul J. Werbos et mis en œuvre par David Rumelhart en 1986 repose sur la rétropropagation du gradient 4 de l'erreur dans des systèmes à plusieurs couches[65]. Depuis, les réseaux de neurones connaissent un essor considérable, et la communauté gravitant autour de leur évolution, progresse sans cesse et multiplie leurs

applications, notamment dans le jeu vidéo, la commande des systèmes et dans d'autres domaines.

III.2.2. Neurone biologique

Le cerveau humain possède deux hémisphères latéraux reliés par le corps calleux et d'autres ponts axonaux; il pèse moins de deux kilogrammes et contient mille milliards de cellules, dont 100 milliards sont des neurones constitués en réseaux [66]. Les neurones sont des cellules nerveuses décomposables en quatre parties principales comme il est représenté sur figure III.25 :

- Les dendrites, sur lesquelles les autres cellules entrent en contact synaptique, c'est par les dendrites que se fait la réception des signaux ;
- Le corps de la cellule, c'est l'unité de traitement ;
- L'axone, où passent les messages accumulés dans le corps de la cellule, l'envoi de l'information se fait par l'axone ;
- Les synapses par lesquelles la cellule communique avec d'autres cellules, ce sont des points de connexion par où passent les signaux de la cellule.

Un neurone stimulé envoie des impulsions électriques ou potentielles d'action à d'autres neurones. Ces impulsions se propagent le long de l'axone unique de la cellule, et sont converties en signaux chimiques. Quand l'accumulation des excitations atteint un certain seuil, le neurone engendre un potentiel d'action, d'une amplitude d'environ 100 mV et pendant une durée de 1 ms.

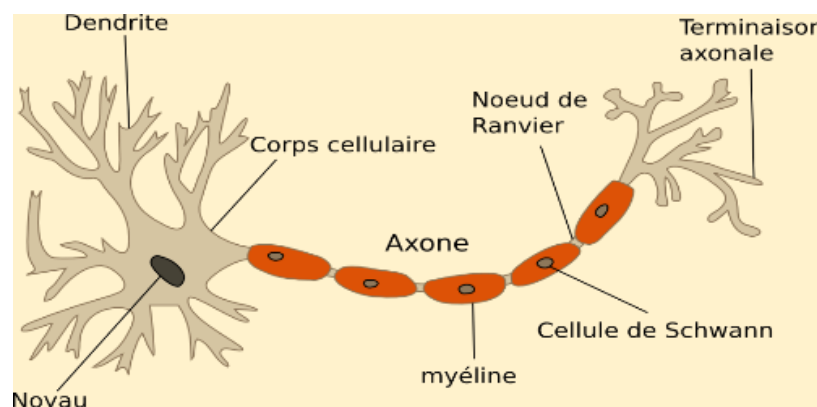


Fig.III.25. Présentation d'un réseau de neurones biologiques humain

III.2.3. Neurone formel

Le neurone formel est un modèle mathématique simplifié du neurone biologique, il présente un certain nombre d'entrées, les dendrites, un corps traitant les entrées suivant la méthode du tout ou rien, et un axone véhiculant la réponse du neurone. La première modélisation d'un neurone découle des résultats des travaux significatifs de Mac Culloch et Pitts (1943) [67].

Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire de traitement. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones amont. À chacune de ces entrées est associé un poids W_{ij} représentant la force de la connexion [68]. Le neurone artificiel modélisé par McCulloch et Pitts est représenté par la figure III.26.

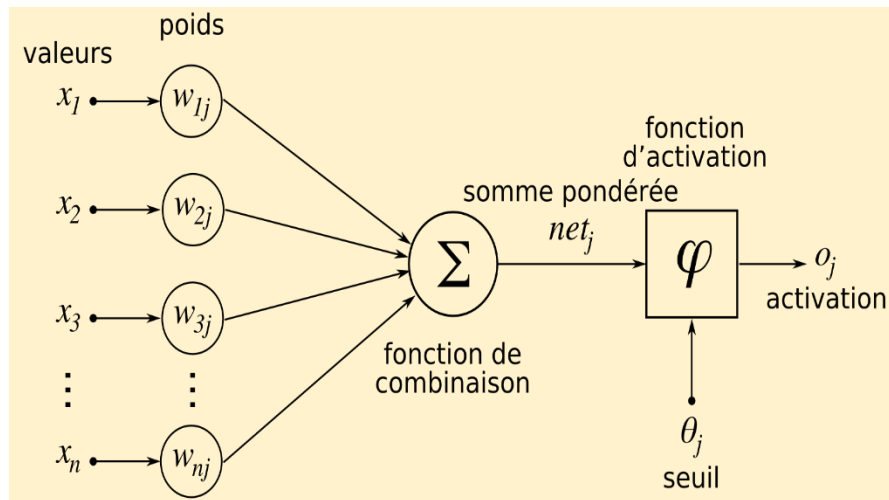


Fig.III.26. Présentation d'un réseau de neurones formel

Le modèle de la figure III.26 est composé de :

- Des entrées du neurone formel $x_i, i=1,2,\dots, n$;
- Des paramètres de pondération W_{ij} ;
- De la fonction d'activation ou de seuillage ;
- Une sortie S du neurone formel.

La sortie (net_j) du neurone formel est donnée par la relation (III.18).

$$net_j = \sum_{i=1}^n W_{ji} x_i \quad (III.18)$$

A partir de cette valeur, une fonction d'activation calcule la valeur de sortie j du neurone. C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones avants :

$$Y_j = \phi(net_j) \quad (III.19)$$

La fonction d'activation est souvent de façon à avoir une sortie comprise entre 0 et 1, il existe plusieurs genres de fonction d'activation. La figure III.27 présente les trois genres les plus utilisés.

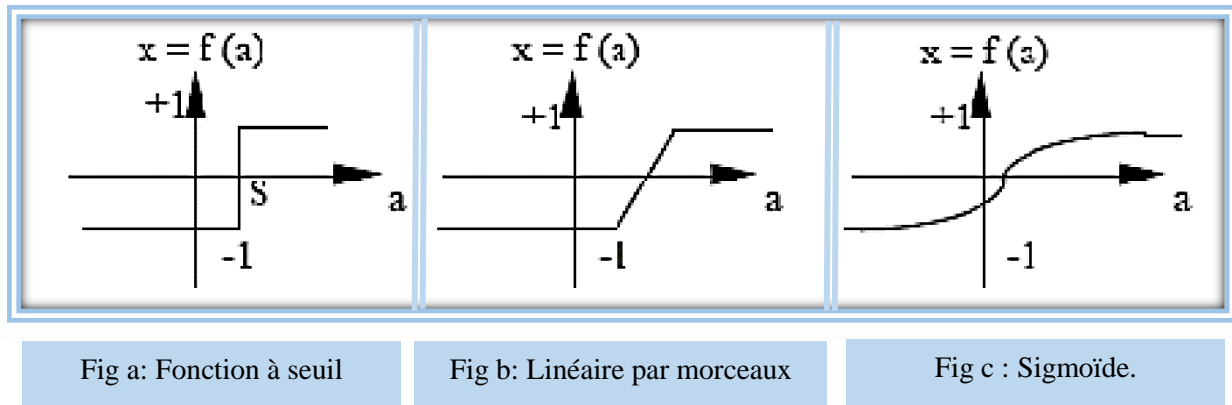


Fig.III.27. Présentation des fonctions d'activation les plus utilisées

III.2.4. Structures d'interconnexion des réseaux de neurones

Un réseau de neurones est, comme son nom l'indique, un ensemble de neurones en réseau, de sorte que : Les connexions entre les neurones qui composent le réseau décrivent la topologie du modèle. Elle peut être quelconque, mais le plus souvent il est possible de distinguer une certaine régularité qui différencie entre ces réseaux [69,70, 71].

La figure III.28 présente l'architecture d'un réseau de neurones (avec deux couches cachées) couche d'entrée

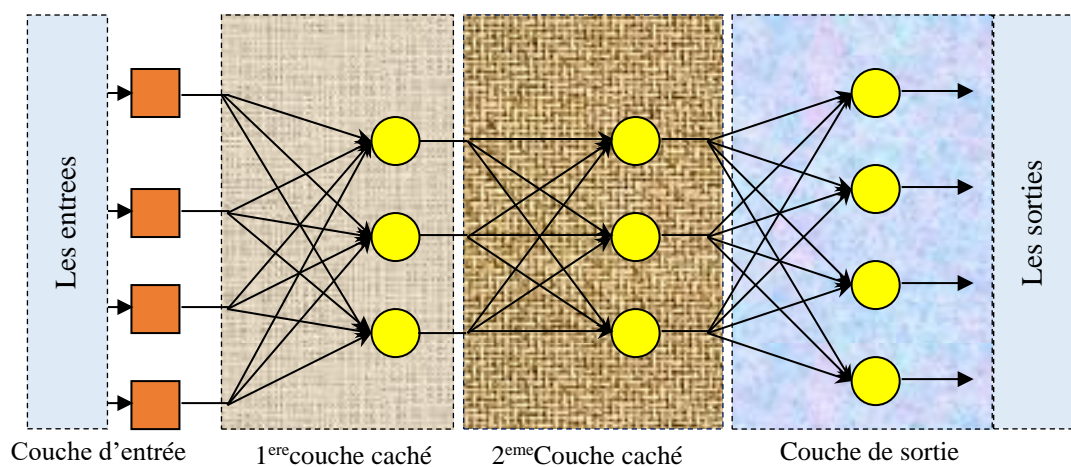


Fig.III.28. Présentation de l'architecture d'un réseau de neurones

III.2.5. Les réseaux non bouclés et réseaux bouclés

On distingue deux types des réseaux de neurone [72] :

➤ Des réseaux unidirectionnels sans retour, le signal de sortie est directement obtenu après l'application du signal d'entrée ;

➤ Le deuxième type est celui des réseaux de neurones bouclés, Il s'agit de réseaux de neurones avec retour en arrière (feedback network) ou récurrent.

III.2.6. L'apprentissage

L'apprentissage est souvent considéré comme la caractéristique principale des réseaux de

neurones, car les informations captées par ces dernières ne servent pas uniquement à prendre une décision mais également à améliorer le système. On discerne habituellement trois types d'apprentissage : supervisé, non supervisé et enfin, l'apprentissage par renforcement aussi connu sous le terme « renforcement Learning ».

III.2.6.1. Apprentissage supervisé

Dans ce genre d'apprentissage, le contrôleur (ou le maître) fournit l'action qui devrait être exécutée, le système obtient la valeur à retenir par un élément extérieur, généralement l'utilisateur d'un Expert. Imaginons un cas (1) où le système doit décider de tourner une clef vers la gauche ou vers la droite. Toutefois, il ignore que l'objectif est de déverrouiller la porte, il lui sera alors fourni par l'utilisateur. Une fois cet objectif en main, le système essaiera de tourner la clef et déterminera le bon sens de rotation permettant d'aboutir à l'état indiqué par le superviseur[73].

III.2.6.2. Apprentissage non supervisé

Dans lequel l'apprenant doit identifier par lui-même la meilleure réponse possible, il n'y a pas de réponse désirée. La tâche peut être par exemple dans ce cas de créer des regroupements de données selon des propriétés communes (catégorisation) [68]. Ce type d'apprentissage est identique au supervisé, la différence c'est qu'aucun utilisateur n'est présent pour indiquer la valeur à obtenir. Ainsi, dans le cas (1) vu précédemment, le système va tourner la clef dans un sens puis dans l'autre et déverrouiller la porte, mais sans comprendre que ce qu'il a fait est correct. Un apprentissage artificiel sans aucune supervision ne saura jamais si ses actions sont correctes ou non. Il est intéressant d'utiliser ce type de système en compétition avec d'autres, ou de lui fournir des statistiques comme support d'apprentissage. Les réseaux auto-organiseurs de Kohonen sont les réseaux à apprentissage non supervisé les plus connus.

III.2.6.3. Apprentissage par renforcement

Le contrôleur a un rôle d'évaluateur et non pas d'instructeur, l'information disponible est un signal de renforcement. Son rôle est de fournir une mesure indiquant si l'action générée est appropriée ou non. Le contrôleur doit déterminer et de modifier ses actions de manière à obtenir une meilleure évaluation dans le futur [74].

III.2.7. Procédure d'apprentissage

Une fois la structure du réseau est connu (les interconnexions), l'idée de l'apprentissage est de trouver les poids qui minimisent la différence entre les valeurs délivrées par le réseau et les valeurs désirées pour toutes les données. Ceci est habituellement réalisé à l'aide d'une procédure itérative constituée des étapes suivantes : premièrement initialiser les poids du réseau aléatoirement, puis pour chaque exemple de l'ensemble d'apprentissage calculer la sortie du réseau lui correspondant, comparer le résultat avec la valeur désirée et appliquer une correction

de tous les poids afin de minimiser l'erreur. Une itération est la présentation de tous les exemples. La procédure complète peut représenter beaucoup d'itérations.

Pour l'apprentissage supervisé d'un perceptron multicouche, par correction d'erreur, l'algorithme le plus utilisé est l'algorithme de descente de gradient. Le calcul du gradient se fait en utilisant l'algorithme de la rétro-propagation de l'erreur. Ce algorithme reste encore aujourd'hui la méthode d'apprentissage la plus largement utilisée [73], [75, 76]. La modification des poids du réseau de neurones est réalisée à l'aide d'un algorithme de gradient qui est de la forme :

$$W^{t+1} = W^t - \alpha \nabla C(W^t) \quad (\text{III.21})$$

Où la matrice W représente les poids du réseau,

- ∇ Représente le gradient de la fonction de coût par rapport aux poids W
- α Représente un coefficient de modification des poids, appelé pas

d'apprentissage.

Il existe deux méthodes principales de modification des poids du réseau liées à la manière de calculer le gradient, soit en utilisant un gradient total qui est une méthode globale encore appelée "batch", soit en utilisant un gradient partiel : qui est appelée méthode stochastique. Bottou présente dans [78] une comparaison des deux méthodes et il montre que la méthode stochastique est plus "rapide" que la méthode globale. Les propriétés de convergence de la rétro-propagation "standard" (telle que proposée dans [65], [79]).

III.3. Commande directe du couple par réseaux de neurones

III.3.1. Introduction

La technique de la commande directe du couple était à son origine basée sur la connaissance qualitative du comportement de la machine ; la position du vecteur de tension ; l'erreur du couple et l'erreur du flux, d'une part, d'autre part sur la technique associée à la commande.

Dans le cadre d'amélioration de la commande directe du couple nous avons fait appel à l'une des techniques de l'intelligence artificielle pour répondre aux problèmes suivants : ondulation de couple électromagnétique de flux et du courant statorique, la non maîtrise de la fréquence de commutation et la sensibilité à la variation de la résistance du stator.

III.3.2. Structure de réseau de neurone

La structure du réseau de neurones proposée dans ce travail pour remplacer la table de sélection et les comparateurs hystérésis dans la commande directe du couple classique de la machine asynchrone double étoile est un réseau de neurone de type de rétro-propagation avec trois nœuds d'entrée, dix neurones dans la couche cachée, et trois neurones dans la couche de sortie, comme représenté sur la figure III.29.

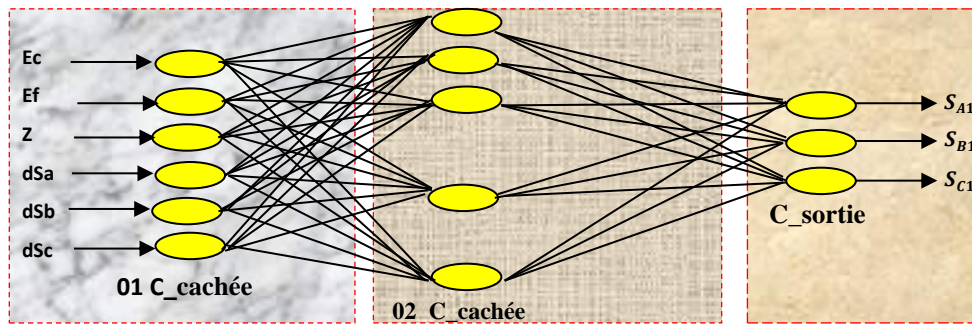


Fig.III.29.Présentation du réseau de neurone proposé

Les comparateurs à hystérésis et la table de vérité sont remplacés par un contrôleur neuronal, dont les entrées sont : l'erreur du flux (Ef), erreur du couple (Ec) et l'angle de la position du flux (Z). Les sorties sont les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur (Sa, Sb, Sc).

III.3.3. Commande directe du couple à base du réseau de neurone artificiel

Le schéma de la figure III.31 montre le principe de la commande directe du couple à base des réseaux de neurones. Dans ce schéma de commande, la majorité des fonctions sont les mêmes que celles de la commande directe du couple classique sauf que la table de sélection dans la commande directe du couple neuronale a été remplacé par un modèle neuronal.

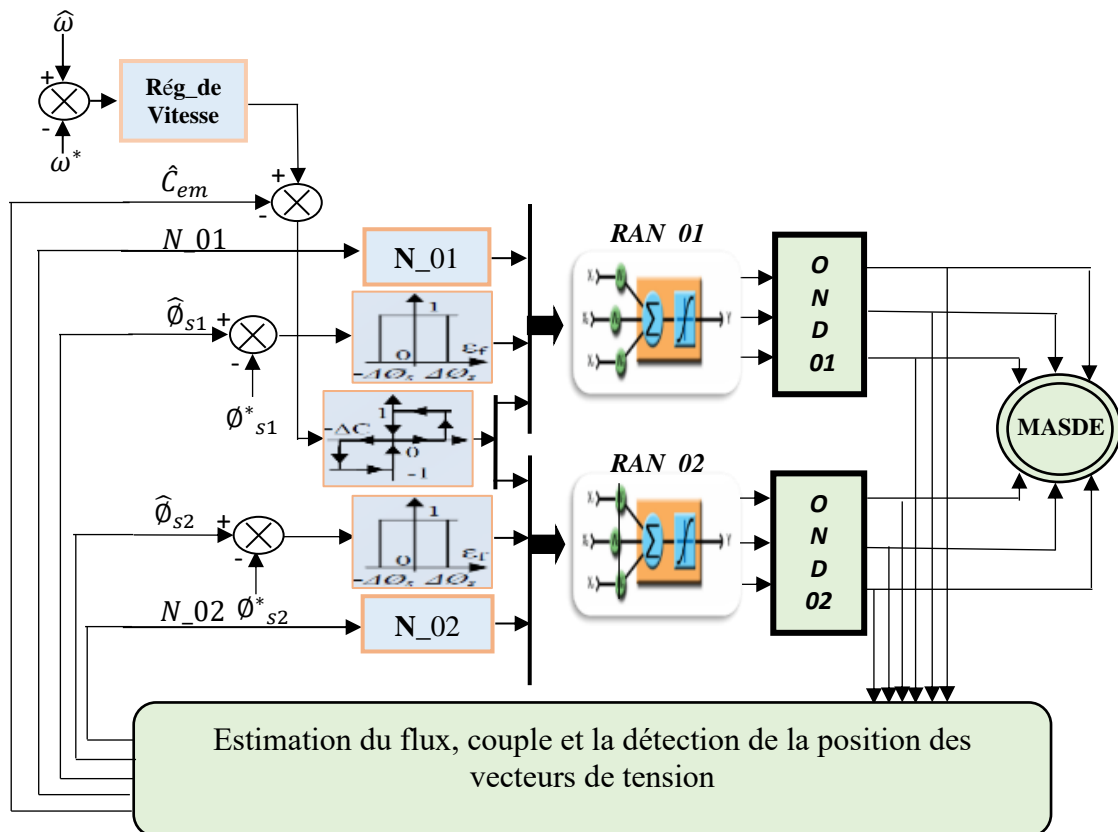


Fig.III.30. Présentation du schéma block de la commande directe du couple neuronal

La plupart des blocs existants dans la commande DTC à base des réseaux de neurones sont identiques à ceux du contrôle par DTC à base de la logique floue. Le nouveau bloc sera examiné ci-dessous.

III.3.3.1. La table de sélection neuronale

La figure III.31 présente la nouvelle table de sélection neuronale utilisée dans la simulation de la commande directe du couple à base des réseaux de neurones de la machine asynchrone double étoile.

Les entrées de chaque table de sélection neuronale sont :

- Erreur du flux ;
- Erreur du couple ;
- La position dans lequel se trouve le vecteur de tension ;
- Les états des interrupteurs de l'onduleur de tension.

Les détails de réseau de neurone utilisé se trouvent dans l'annexe A

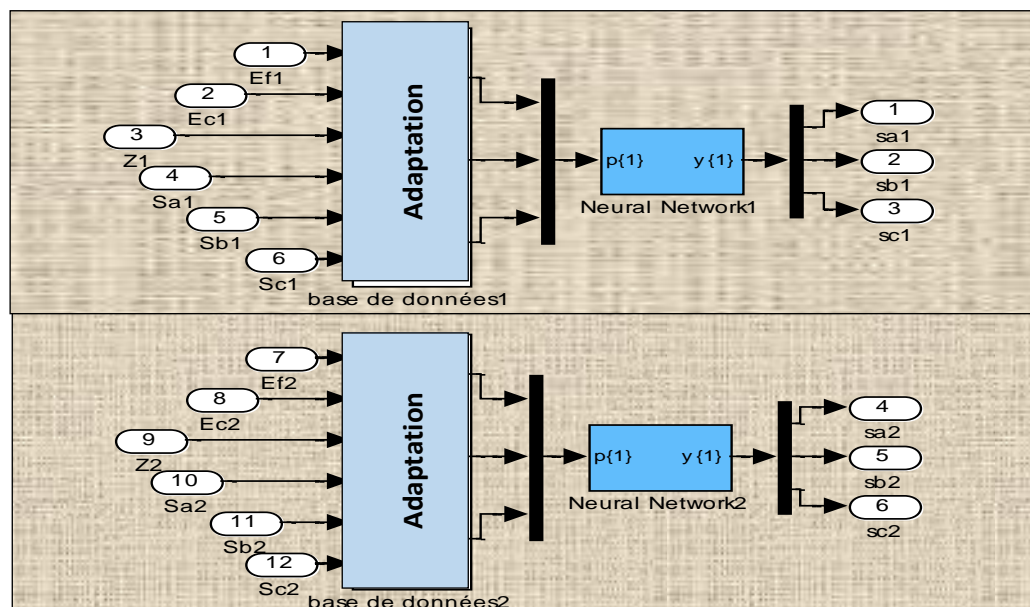


Fig.III.31. Table de sélection à base de réseau de neurone

III.3.3.2. Résultats des simulations

III.3.3.2.1. Essai à vide

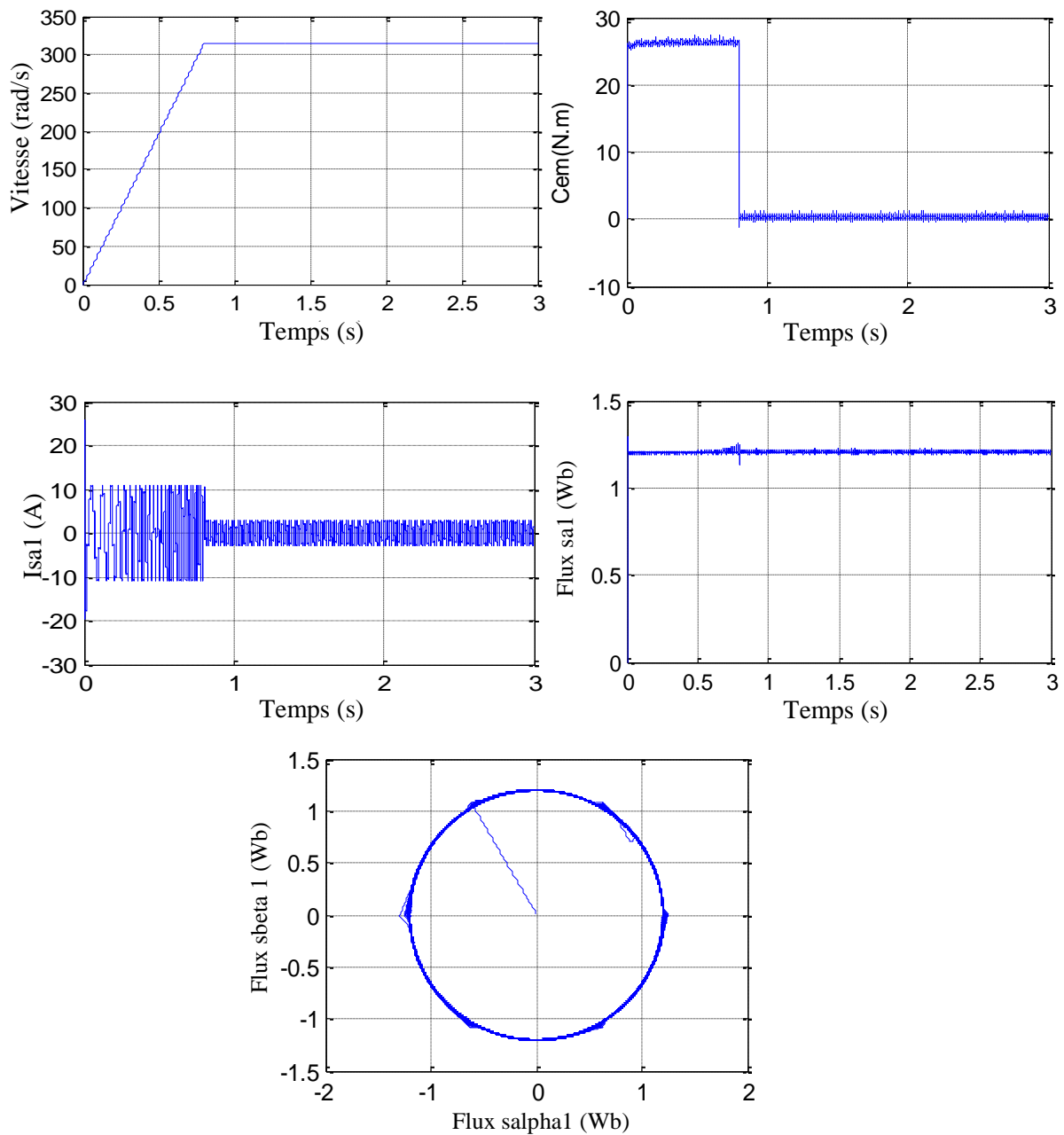


Fig.III.32.Performances des résultats de la commande neuronal directe du couple à vide de la MASDE

Comme le montre la figure III.32, l'utilisation des réseaux de neurones dans la commande directe du couple à vide donne de très bons résultats en comparaison avec celle de la commande directe du couple classique. L'inertie de la DTC à base des réseaux de neurones réside dans l'apprentissage et l'absence de l'ajustement des gains. Concernant les performances, nous avons presque les mêmes performances obtenues avec la DTC à base de la logique floue.

III.3.3.3.2. Essai en charge

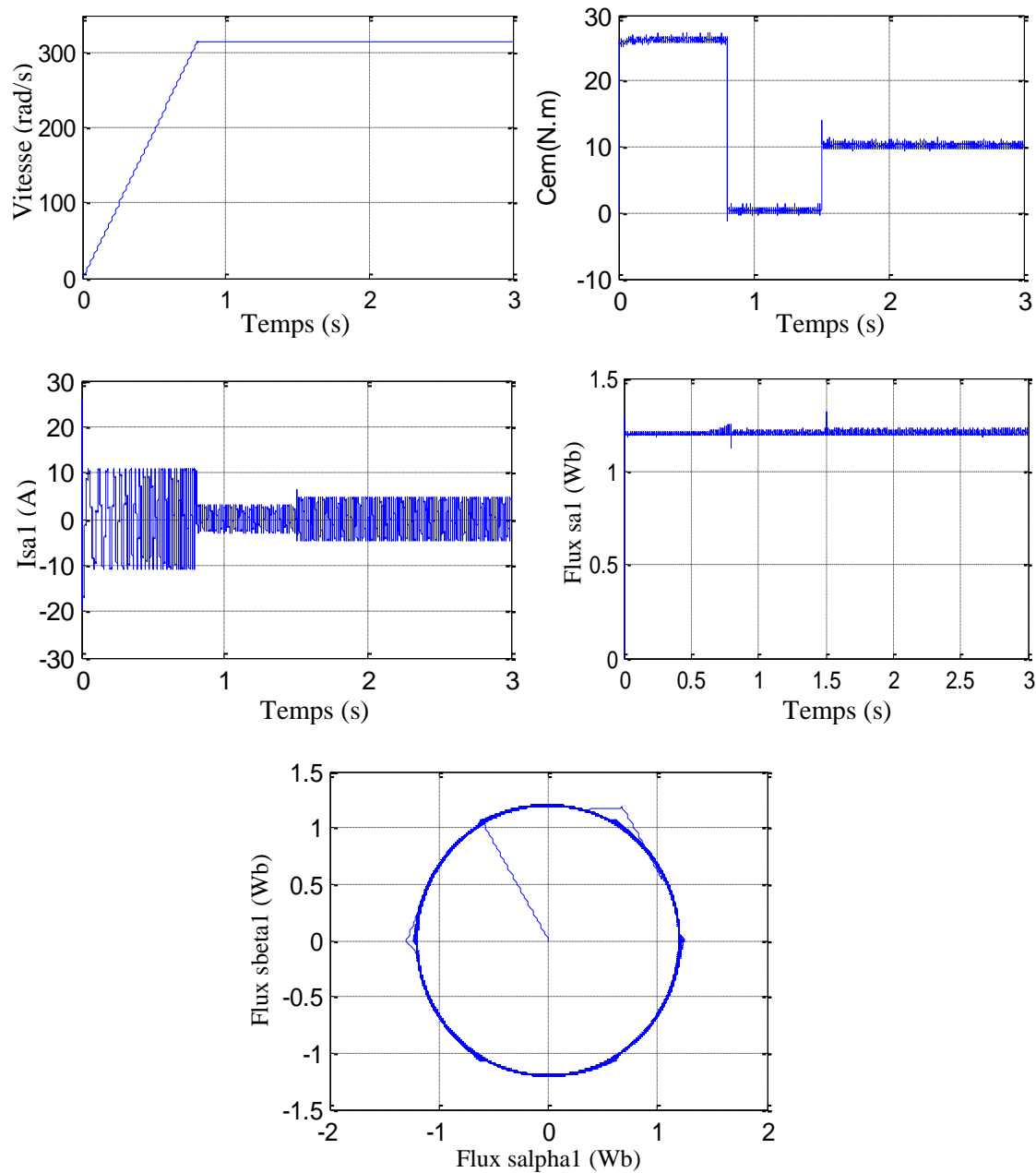
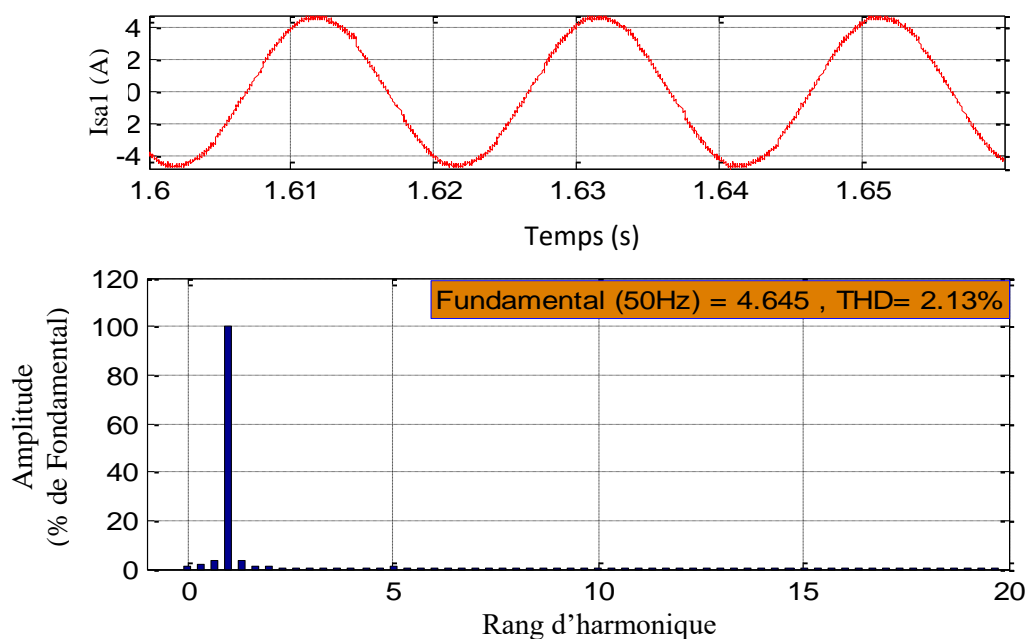


Fig.III.33.Performances des résultats de la commande neuronale directe du couple en charge de la MASDE

La figure III.33 présente les performances par simulation de la stratégie de commande DTC à base de RNA en charge et montre la capacité de traitement lors de l'application brusque d'une charge de 10N.m.

La figure III.34 présente la forme du courant statorique I_{sa1} obtenu avec la commande neuronale du couple ainsi que le spectre du courant avec un taux de distorsion égale à 2.13% au lieu de 5.04% dans le cas de la commande floue directe du couple.

Fig.III.34. Présentation des harmoniques du courant statorique I_{s1}

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, la technique de la logique floue et les réseaux de neurone ont été exposées, dont l'objectif était l'amélioration de la commande directe du couple classique avec l'utilisation des intelligences artificielles.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons fait appel à la logique floue utilisant la notion de la table de sélection, nous avons remplacé la table de sélection classique par un FLC dans la commande directe du couple classique pour la machine asynchrone à double étoile (MASDE). L'efficacité du choix de ce type de commande a été justifiée par la capacité de la logique floue à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

Les résultats obtenus montrent que la commande floue directe du couple présente de très bonnes performances telles que la minimisation des ondulations au niveau du couple électromagnétique.

Cependant, le réglage d'un système flou est difficile à appréhender. Il s'agit parfois beaucoup plus de tâtonnement que d'une réelle réflexion.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons profité de l'une des caractéristiques principales des réseaux de neurones (l'apprentissage). Cela nous a permis de résoudre certains problèmes auxquels nous avons été confrontés dans la première partie de ce chapitre tel que le problème de tâtonnement.

Les résultats de simulations obtenues par la commande neuronale directe du couple sont très satisfaisants grâce à la capacité d'apprentissage de l'architecture du RNA choisi.

Dans la fin de ce chapitre nous citons une comparaison entre les deux techniques utilisées (la logique floue et les réseaux de neurones).

<i>Les avantages des réseaux de neurones</i>	<i>Les avantages de la logique floue</i>
<ol style="list-style-type: none"> 1. Le modèle mathématique non requis. 2. Aucune connaissance basée sur les règles. 3. Plusieurs algorithmes d'apprentissage sont disponibles. 4. La DTC neuronale a donné des très bons résultats par rapport la DCT classique. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Le modèle mathématique non requis. 2. La connaissance antérieure sur les règles peut être utilisée. 3. Une interprétation et implémentation simple. 4. La DTC flou a donné des très bons résultats par rapport la DTC classique.
<i>Les inconvénients des réseaux de neurones</i>	<i>Les inconvénients de la logique floue</i>
<ol style="list-style-type: none"> 1. Boite noire (manque de traçabilité). 2. L'adaptation aux environnements différents est difficile & le réapprentissage est souvent obligatoire. 3. La connaissance antérieure ne peut pas être employée (apprentissage à partir de zéro). 4. Aucune garantie sur la convergence de l'apprentissage. 5. l'implantation demande une capacité de calcul importante. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Les règles doivent être disponibles 2. Adaptation difficile au changement de l'environnement. 3. Aucune méthode formelle pour l'ajustement. 4. Problème de tâtonnement pour le réglage des gains. 5. l'implantation demande une capacité de calcul importante.

CHAPITRE IV

Commande DTC sans capteur mécanique de la MASDE par l'utilisations des réseaux de neurones

IV. Introduction

Certaines applications exigent deux modes de calcul tel que l'aviation, le transport maritime et le transport ferroviaire... etc. Afin d'assurer une bonne redondance de fonctionnement. Dans le premier mode, le calculateur utilise les grandeurs mesurées à travers des capteurs mécaniques installés sur la partie rotative des actionneurs (sur le rotor dans notre cas). Toutefois, les inconvénients inhérents à l'utilisation des capteurs mécaniques sont multiples, en effet, ceux-ci sont sensibles aux perturbations électromagnétiques, aux vibrations ou à la température. Ils nécessitent un encombrement supplémentaire pour leur installation et requièrent donc des précautions particulières et une connectique soignée.[81, 82], d'autre part, ils engendrent une perte de fiabilité, un surcoût et une augmentation de la complexité de l'équipement, limitant ainsi leur mise en œuvre dans de nombreuses applications. L'emploi de ces capteurs peut aussi réduire substantiellement la fiabilité du système en terme à l'ajout de pièces mécaniques additionnelles, dans d'autres, il affecte simplement le coût de la commande. Mais dans le cas où il y a une défaillance au niveau du capteur lui-même, la carte d'acquisition ou sur le câble de transmission il faut s'orienter vers une autre technique pour estimer la même information afin d'éviter l'arrêt complet du système. On appelle le deuxième cas : le mode dégradé, dans ce mode on fait appel aux techniques d'estimations pour reconstruire une information capitale pour le calculateur sans passage par une mesure et sans utilisation d'un capteur mécanique. La figure IV.I présente un capteur mécanique avec sa carte d'acquisition utilisée dans une application ferroviaire. (Push Pull Diesel Electric Série. 5000).



Fig.IV.1. Présentation du capture mécanique de vitesse avec ses accessoires

Il s'agit aussi d'utiliser les deux modes en même temps (mode normale et mode dégradé) dans certaines applications par exemple : un calculateur dans un train de vitesse nominale de 200kph en mode patinage ne va pas changer sa sortie du patinage de 1 à 0 si il ne reçoit pas deux différentes lectures de vitesse avec un degré d'erreurs bien déterminé à savoir :

- La vitesse mesurée à partir des tachymètres installés au niveau des roues ;
- La vitesse estimée.

La plupart des travaux relatés dans la littérature traitent séparément le problème de la suppression du capteur mécanique et le remplacent par des estimateurs.

IV.1. Commande sans capteur mécanique

Aujourd'hui l'emploi du moteur asynchrone à cage ne cesse pas de croître dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable grâce aux avancées dans le développement des convertisseurs de puissances et de la micro-électronique, les commandes vectorielles qui assurent des dynamiques rapides et précises, telles que les commandes par orientation de flux rotorique, la commande directe du couple, la commande non-linéaire ou la commande à modes glissants. La majeure partie de ces stratégies de commande nécessite une connaissance précise de la vitesse mécanique. On s'intéresse dans ce chapitre à l'étude de la commande directe du couple sans capteur mécanique basé sur l'approche MRAS (Model Reference Adaptive System) et les réseaux de neurones. Nous présenterons deux méthodes d'estimation de la vitesse rotorique et commenterons leurs avantages et inconvénients.

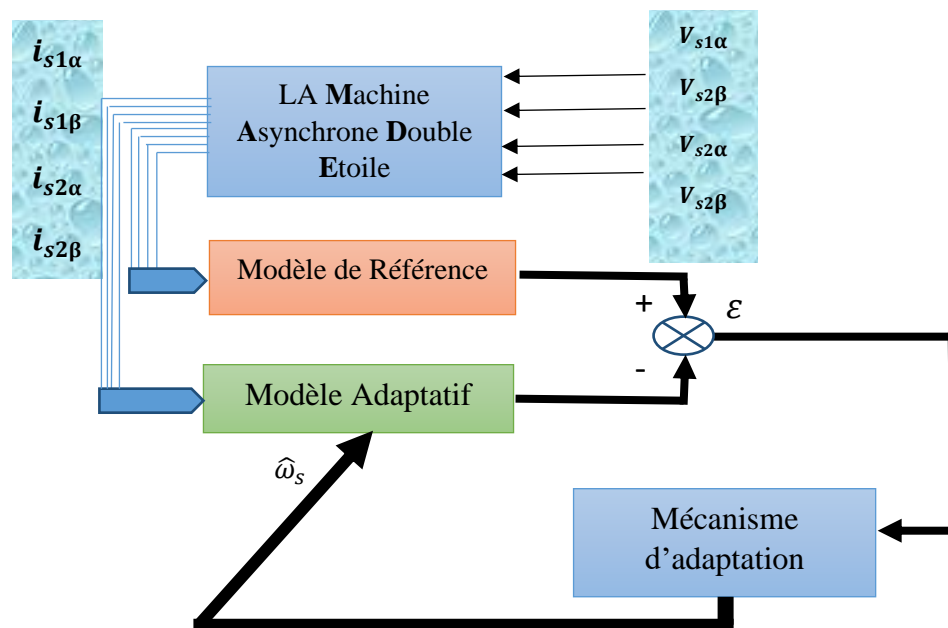


Fig.IV.2. Présentation de la structure de l'estimateur type MRAS de vitesse

IV.1.1. Estimation de vitesse avec la méthode MRAS

La méthode du MRAS (Model Reference Adaptive System), introduit par LANDAU, est basée sur le choix de deux modèles pour représenter un système, le premier est appelé «modèle de référence » l'autre sera nommé «modèle adaptatif».

Le modèle de référence ne doit pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer alors que le second en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, généralement un PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence[83], On considère dans ce cas, que la constante de temps rotorique est un paramètre constant alors que la vitesse sera prise comme un paramètre variable à estimer.

IV.1.1.1. Modèle ajustable (adaptatif)

À partir du système (I.71), on tire :

$$\begin{cases} I_{r\alpha} = \frac{\phi_{r\alpha}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha}) \\ I_{r\beta} = \frac{\phi_{r\beta}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (I_{s1\beta} + I_{s2\beta}) \end{cases} \quad (IV.1)$$

En introduisant les expressions des courants rotorique du système (IV.1) dans le système des équations des tensions rotorique (I.64), on obtient :

$$\begin{cases} 0 = R_r \left(\frac{\phi_{r\alpha}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha}) \right) + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} - \omega_r \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r \left(\frac{\phi_{r\beta}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (I_{s1\beta} + I_{s2\beta}) \right) + \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} + \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (IV.2)$$

Le modèle ajustable, déduit de l'équation tension du rotor est défini par (IV.3) :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_m+L_r} \phi_{r\alpha} + \frac{R_r L_m}{L_m+L_r} (I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha}) + \omega_r \phi_{r\beta} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_m+L_r} \phi_{r\beta} + \frac{R_r L_m}{L_m+L_r} (I_{s1\beta} + I_{s2\beta}) - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (IV.3)$$

IV.1.1.2 Modèle de référence

Ce modèle ne dépend pas explicitement de la vitesse et il est construit à partir des équations statoriques de la machine.

Après l'introduction de l'expression du courant rotorique (IV.1) dans le système des équations (I.71), en peut présenter les flux statoriques en fonction du flux rotorique sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha 1} = L_1 I_{s1} + L_m \left(I_{s\alpha 1} + I_{s\alpha 2} + \frac{\phi_{r\alpha}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha}) \right) \\ \phi_{s\beta 1} = L_1 I_{s1} + L_m \left(I_{s\beta 1} + I_{s\beta 2} + \frac{\phi_{r\beta}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (I_{s1\beta} + I_{s2\beta}) \right) \end{cases} \quad (IV.4)$$

D'autre part nous avons le système des équations des flux statorique en fonction des tensions statorique dans le repère statorique sous la forme :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{s1\alpha} = V_{s1\alpha} - R_{s1} I_{s1\alpha} \\ \frac{d}{dt} \phi_{s1\beta} = V_{s1\beta} - R_{s1} I_{s1\beta} \end{cases} \quad (IV.5)$$

On dérivant le système des équations du système (IV.4) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{s1\alpha}}{dt} = L_1 \frac{dI_{s\alpha1}}{dt} + L_m \left(\frac{dI_{s\alpha1}}{dt} + \frac{dI_{s2}}{dt} + \frac{1}{L_m+L_r} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - \frac{L_m}{L_m+L_r} \left(\frac{dI_{s\alpha1}}{dt} + \frac{dI_{s\alpha2}}{dt} \right) \right) \\ \frac{d\phi_{s1\beta}}{dt} = L_1 \frac{dI_{s\beta1}}{dt} + L_m \left(\frac{dI_{s\beta1}}{dt} + \frac{dI_{\beta2}}{dt} + \frac{1}{L_m+L_r} \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \frac{L_m}{L_m+L_r} \left(\frac{dI_{s\beta1}}{dt} + \frac{dI_{s\beta2}}{dt} \right) \right) \end{cases} \quad (IV.6)$$

Après une comparaison entre les deux systèmes des équations (IV.6) et (IV.5) et avec un arrangement de calcul, le modèle de référence déduit de l'équation de tension du stator est donné par le système (IV.7)

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r+L_m}{L_m} (V_{s\alpha1} - r_s I_{s\alpha1} - \left(\frac{L_1 L_m + L_s L_r}{L_m + L_r} \right) \frac{dI_{s\alpha1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_s} \frac{dI_{s\alpha2}}{dt}) \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r+L_m}{L_m} (V_{s\beta1} - r_s I_{s\beta1} - \left(\frac{L_1 L_m + L_s L_r}{L_m + L_r} \right) \frac{dI_{s\beta1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_s} \frac{dI_{s\beta2}}{dt}) \end{cases} \quad (IV.7)$$

L'erreur destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé

$$\varepsilon = \widehat{\phi}_{r\alpha} \cdot \phi_{r\beta} - \widehat{\phi}_{r\beta} \cdot \phi_{r\alpha} \quad (IV.8)$$

IV.1.1.3. Loi d'adaptation

Cet organe a pour objectif de générer la valeur de la vitesse estimée, à réintroduire dans le modèle ajustable afin d'annuler l'erreur entre les deux modèles d'estimation du flux. Il doit donc faire converger cette erreur vers zéro, en fournissant une réponse rapide et en garantissant la stabilité du système. C. Schauder étudie la stabilité de cet algorithme en appliquant le critère dit de l'hyper stabilité [84].

Enfin la vitesse estimée peut être exprimée par une loi de type proportionnelle et intégrale donnée par la relation suivante :

$$\widehat{\omega}_r = k_p \cdot e_{\phi_r} + k_i \int e_{\phi_r} \cdot dt \quad (IV.7)$$

K_p et k_i étant les gains proportionnel et intégral.

La loi d'adaptation est donnée par l'expression suivante

$$\widehat{\omega}_r = \varepsilon \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (IV.8)$$

Ce qui se traduit tout simplement par l'utilisation d'un régulateur PI comme mécanisme d'adaptation.

IV.1.1.4. Simulation de la méthode MRAS utilisée dans la DTC

La figure IV.3 montre le modèle Simulink de l'estimateur avec modèle de référence dont les entrées sont : $I_{s1\alpha}$, $I_{s2\alpha}$, $I_{s1\beta}$, $I_{s2\beta}$, $V_{s1\alpha}$, $V_{s2\alpha}$, $V_{s1\beta}$, $V_{s2\beta}$. et la sortie est la vitesse rotorique. Le modèle Simulink apparait sous forme de trois blocs soit :

- Modèle de référence ;
- Modèle adaptatif ;
- Loi d'adaptation.

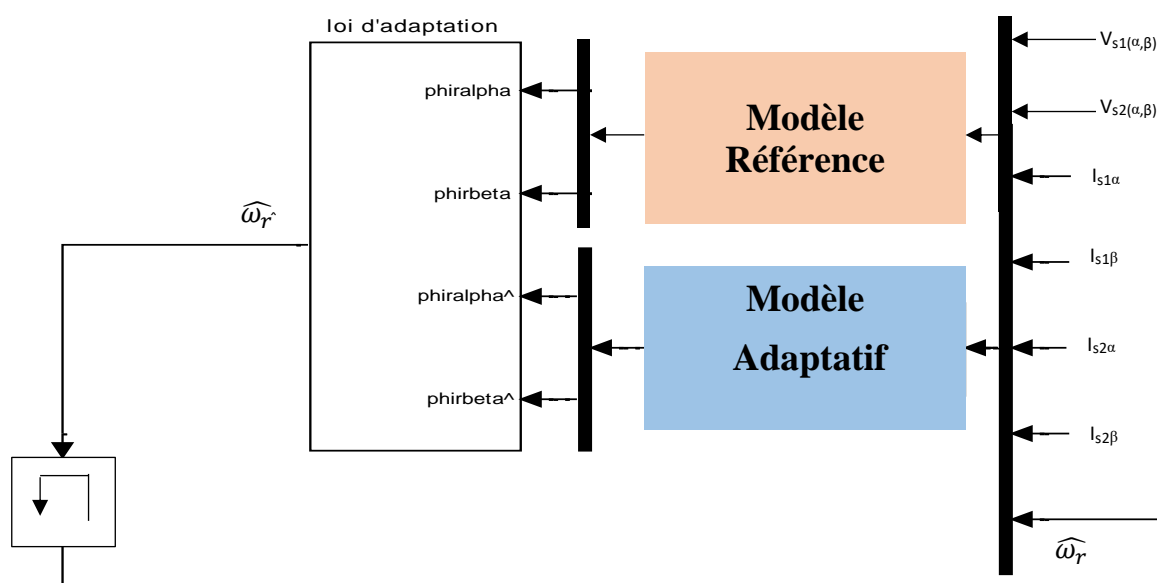


Fig.IV.3. Présentation du modèle Simulink de l'estimateur type MRAS

IV.1.1.4.1. Modèle de référence

Sur ce Modèle nous avons utilisé les flux [Flux_ralpha Flux_rbetha] comme référence et ne dépend pas explicitement de la vitesse.

IV.1.1.4.2. Modèle adaptatif

Sur ce bloc nous avons calculé les valeurs des flux estimés [$\hat{\Phi}_{\text{ralpha}}$ $\hat{\Phi}_{\text{rbetha}}$] en utilisant la vitesse rotorique estimée pour ajuster les nouvelles valeurs des flux. En essayant à chaque période de calcul de satisfaire la loi d'adaptation.

IV.1.1.4.3. Loi d'adaptation

La loi d'adaptation (mécanisme d'adaptation) fait le calcul d'erreur avec un produit croisé entre les flux de références et les flux estimés est donnée par l'expression (IV.8) Cette erreur est destinée au correcteur PI.

IV.1.1.5. Résultats de simulation

IV.1.1.5.1. Essai à vide

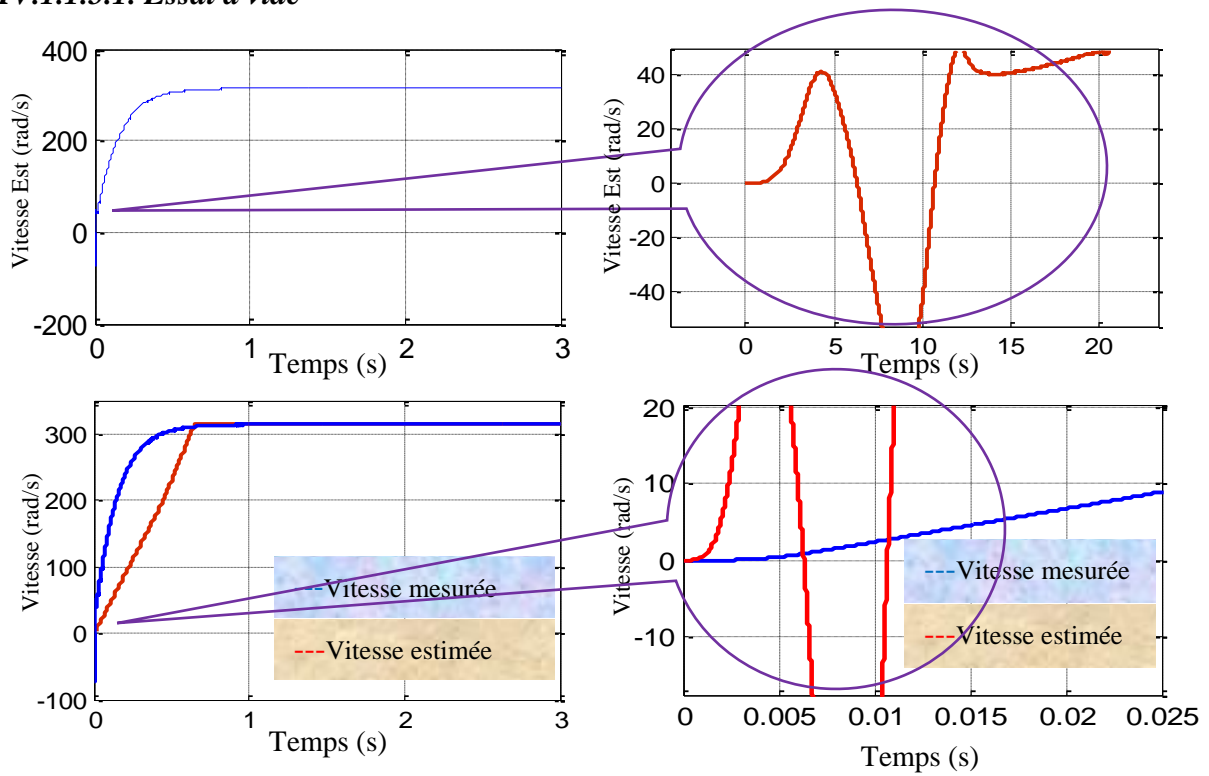


Fig. IV.4. Performance des résultats à vide de l'estimateur MRAS de la vitesse rotorique de la MASDE

IV.1.1.5.2. Essai en charge

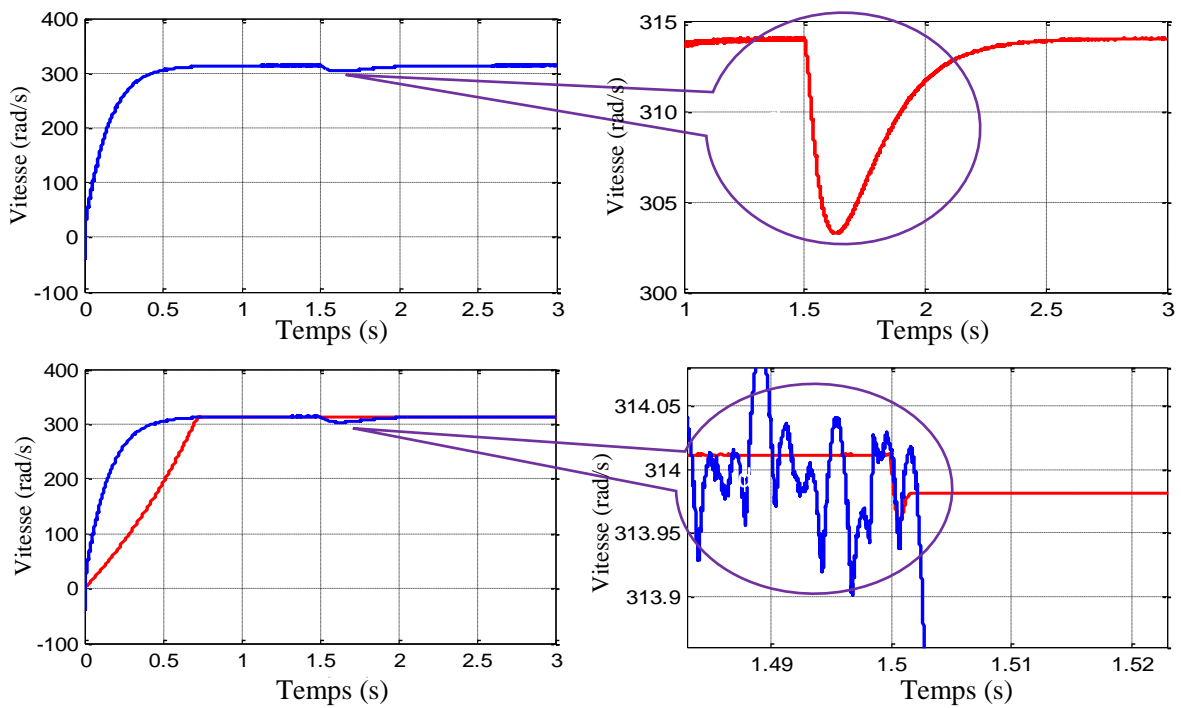


Fig. IV.5. Performance des résultats en charge de l'estimateur MRAS de la vitesse rotorique de la MASDE

IV.1.1.5.3. Essai d'inversion de sens de rotation

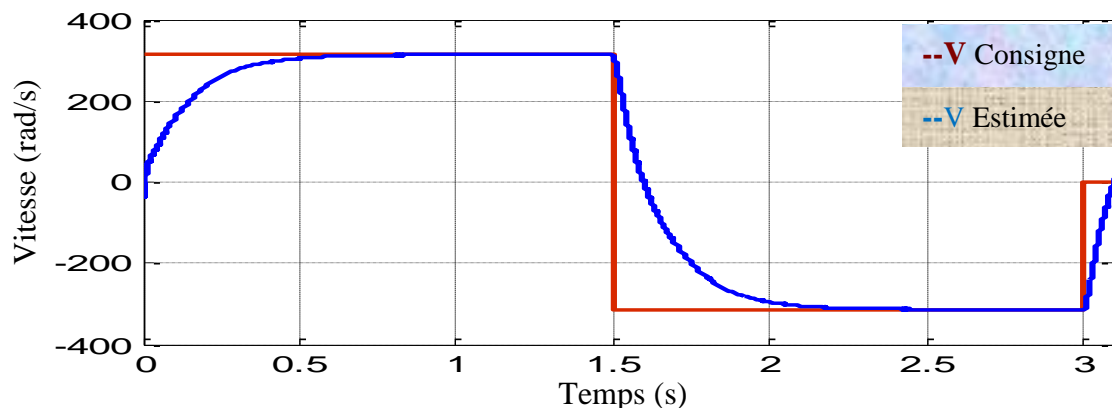


Fig.IV.6. Performance des résultats de l'estimateur MRAS de la vitesse rotorique de la MASDE (cas d'inversion de sens de rotation)

IV.1.1.6. Interpretation des resultats

Les figures IV.4, IV.5, IV.6 motrent les performances par simulation de la commande directe du couple sans capteur mécanique par la methode MRAS. Nous avons constaté lors du démarrage des oscillations de la vitesse estimé de valeur considerable puis apres l'estimateur suit la vitesse mesuré exactement.

L'application brusque d'une charge après un temps de 1.5s se traduit par une chute de vitesse dont la valeur estimée est de l'ordre de 10 rad/sec (3%), juste après elle se stabilise à une valeur constante égale à celle de la consigne 314 (rad/s) avec un temps de réponse de 0.7s. L'essai en charge montre que l'estimation avec la méthode MRAS présente de bons résultats.

L'objectif de l'essai de l'inversion de sens est de voir le comportement de la MASDE commandée par la méthode DTC sans capteur mécanique dans les deux sens de rotation.

Les résultats des essais montrent de bons résultats d'estimation dans les deux sens, la vitesse atteint celle de la consigne après 0.9 s sans aucun dépassement dans les deux sens.

Les résultats obtenus avec la méthode MRAS présente des ondulations lors du démarrage, notre deuxième choix est : l'utilisation des réseaux de neurones pour estimer la vitesse et améliorer ce que nous avons atteint avec la méthode MRAS classique.

IV.1.1.7. Amélioration de l'estimation de la vitesse à base de la méthode MRAS

Le principe de l'amélioration de la méthode d'estimation avec le modèle de référence adaptatif classique (MRAS classique) proposé dans cette partie repose sur l'utilisation des réseaux de neurones. Nous allons remplacer le mécanisme adaptatif dans la méthode classique par un mécanisme à base des réseaux de neurones en utilisant un programme d'apprentissage.

IV.1.2. Estimation de la vitesse rotorique à base de réseaux de neurones

Récemment le réseau de neurones artificiel est devenu un choix attractif pour les techniques d'estimation de vitesse rotorique grâce à sa capacité d'apprentissage et à l'amélioration progressive de ses performances.

L'estimation à base des réseaux de neurones artificiels utilise la particularité de l'apprentissage qui se caractérise cette technique au lieu de la modélisation dans les techniques d'estimation classique. En effet, les réseaux de neurones possèdent une capacité de calcul en parallèle extrêmement rapide, une excellente capacité de généralisation et des caractéristiques de tolérance aux défauts [85].

IV.1.2.1. Classification des méthodes d'estimation par les réseaux de neurones

Nous pouvons classer l'estimation de la vitesse par réseaux de neurones en trois méthodes :

IV.1.2.1.1. La première méthode

Cette méthode est basée sur les systèmes adaptatifs avec un modèle de référence qui est apparu pour la première fois dans la référence [86]. Dans cette méthode l'apprentissage se fait en ligne, le réseau de neurone joue un rôle du modèle d'adaptation, il est utilisé pour avoir la vitesse de rotation en fonctions des poids appropriées.

Cette méthode est peu robuste puisque le modèle de référence utilise la résistance statorique et constante du temps rotorique.

IV.1.2.1.2. La deuxième méthode

Cette méthode est apparue dans la référence[87], elle est basée sur deux réseaux de neurones qui évaluent le numérateur et le dénominateur (ayant des singularités) d'un système qui relie la vitesse de rotation aux variables statorique. La vitesse estimée est filtrée numériquement avant d'être utilisée. La réalisation de cette méthode est couteuse.

IV.1.2.1.3. La troisième méthode

La troisième méthode apparaît dans la référence[88], cette dernière n'exige aucun prétraitement des données. Elle utilise des réseaux de neurones multicouches. Dans cette méthode la vitesse est estimée à la sortie du réseau (apprentissage supervisé), les tensions et les courants statorique constituent la base de données d'apprentissage. Parfois les variables estimées et bruitées exigent l'utilisation d'un filtre.

IV.1.2.2. Avantage de l'estimation de vitesse par réseaux de neurones

- Avec la particularité des réseaux de neurones artificielle la génération des lois de

commande qui correspondant mieux au comportement réel des machines électriques où toutes ses non linéarités peuvent être compensées, sans aucune information à priori sur elles la diminution du besoin en un modèle précis pour le système ;

➤ La réalisation d'une commande adaptative performante et valide pour toutes les conditions de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, même avec petite vitesse et faible charge ;

➤ Un estimateur neuronal artificiel est capable d'une plus grande tolérance de pannes d'un estimateur traditionnel. Ce dernier est capable de régénérer un défaut dans l'un de ses composants, sans perte de données stockées. Il utilise des instances et des exemples du passé pour remonter le fonctionnement d'un nœud endommagé ou les autres composants du réseau ;

➤ l'implémentation informatique ne présente pas de difficultés.

IV.1.2.3. Inconvénients des estimateurs par réseaux de neurones

➤ L'absence de méthode systématique permettant de définir la meilleure topologie du Réseau et -le nombre de neurones à placer dans la (ou les) couche(s) cachée(s) ;

➤ Le choix des valeurs initiales des poids du réseau et le réglage du pas d'apprentissage, qui jouent un rôle important dans la vitesse de convergence ;

➤ l'algorithme de rétro-propagation du gradient de l'erreur suit la descente du gradient de l'erreur : un minimum local peut rapidement bloquer la recherche des optima globaux ;

➤ Le problème du sur apprentissage (apprentissage au détriment de la généralisation) ;

➤ La connaissance acquise par un réseau de neurone est codée par les valeurs des poids

Ces dernières sont inintelligibles pour l'utilisateur.

IV.1.2.4. Modélisation de l'estimateur neural de la vitesse rotorique

La Figure IV.8 montre le modèle Simulink du modèle de l'estimateur de vitesse à base de réseau de neurone proposé dans le reste du travail qui contient :

➤ Un modèle de référence ;

➤ Un modèle adaptatif ;

➤ Un mécanisme d'adaptation a base des réseaux de neurones.

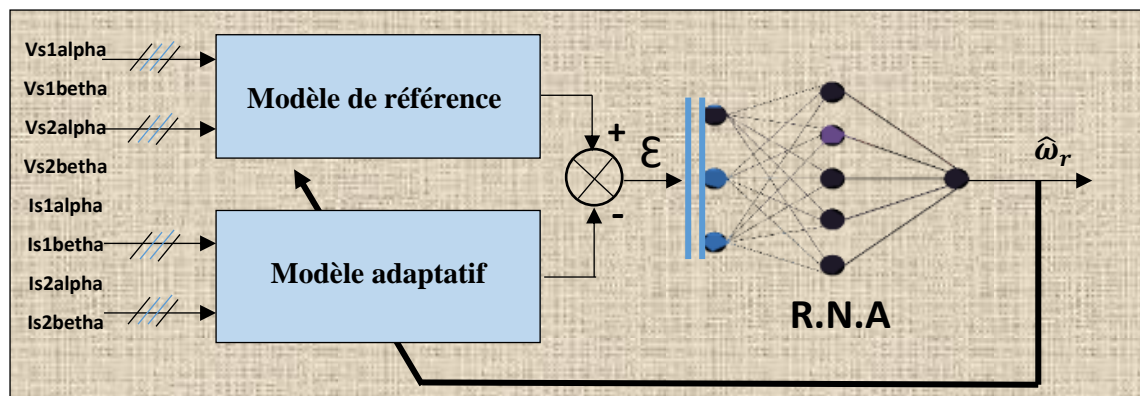


Fig.IV.8.Structure de l'estimateur adaptatif neuronal

IV.1.2.5. Méthode de validation de l'estimateur à base des réseaux de neurones

Les essais concernent la vérification des performances d'un réseau de neurones et sa capacité de généralisation basée sur la validation, parfois utilisée lors de l'apprentissage (ex : cas du early stopping). Une fois le réseau calculé, il faut toujours procéder à des tests afin de vérifier que notre réseau réagit correctement. Il y a plusieurs méthodes pour effectuer une validation : Cross validation, le boot strapping... mais pour les tests, dans le cas général, une partie de l'échantillon est simplement écartée de l'échantillon d'apprentissage et conservée pour les tests hors échantillon. On peut par exemple utiliser 60% de l'échantillon pour l'apprentissage, 20% pour la validation et 20% pour les tests. Dans les cas de petits échantillons, on ne peut pas toujours utiliser une telle distinction, simplement parce qu'il n'est pas toujours possible d'avoir suffisamment de données dans chacun des groupes. On a alors parfois recours à des procédures comme la cross-validation pour établir la structure optimale du réseau[89].

IV.1.2.6. Préparation des données d'apprentissage

L'apprentissage est un problème numérique d'optimisation. Il consiste à calculer les pondérations optimales des différentes liaisons, la méthode la plus utilisée est la rétro-propagation, qui est généralement plus économe que les autres en termes de nombres d'opérations arithmétiques à effectuer pour évaluer le gradient. Pour rendre l'optimisation plus performante, la préparation de la banque de données d'apprentissage devrait prendre en considération toute information sur les différents modes de fonctionnement du système d'entraînement à vitesse variable dans notre cas nous avons considéré la mesure de la vitesse rotorique comme référence d'apprentissage.

IV.1.2.7. Architecture du réseau de neurone utilisé

Rappelons que dans l'architecture d'un réseau de neurones artificiels (RNA) multicouches, le nombre de neurones dans les couches d'entrée et de sortie est connu, c'est-à-dire déterminé par le problème donné. Mais ceci n'est pas le cas pour le nombre de neurones dans la(les)

couche(s) cachée(s). Ce choix est fait généralement de façon empirique, pour que l'architecture trouvée soit satisfaisante selon certains critères, comme par exemple, la minimisation d'erreur moyenne quadratique. Dans notre cas nous avons procédé par la méthode d'essai et erreur. Nous avons commencé par des structures avec une seule couche cachée et un nombre réduit de neurones. A chaque essai nous avons étudié le compromis entre les résultats obtenus et l'architecture choisie. Si les résultats ne sont pas acceptables, on augmente progressivement le nombre de neurones jusqu'à ce qu'on obtienne les performances désirées. La figure IV.9 présente l'architecture choisie

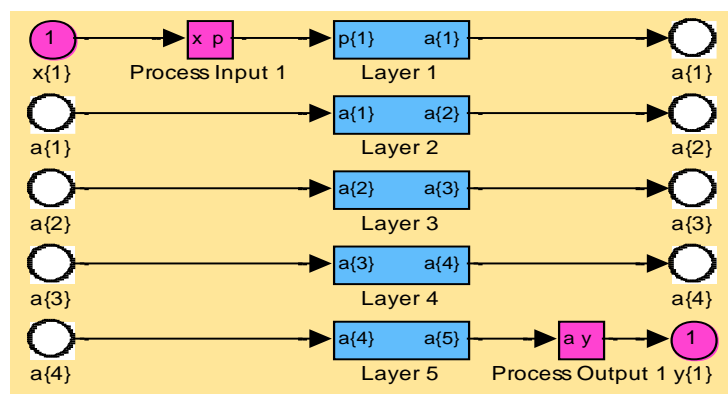


Fig.IV.9. Présentation de l'architecture du RNA utilisée dans l'estimateur de vitesse

IV.1.2.8. Choix de l'algorithme d'apprentissage

Une fois l'architecture d'un réseau de neurones choisie, il est nécessaire d'effectuer un choix d'un algorithme pour faire l'apprentissage afin de déterminer les valeurs des poids permettant à la sortie du réseau de neurones d'être aussi proche que possible de l'objectif fixé. Dans notre cas nous avons choisi Rétro-Propagation. Cet algorithme propose de modifier les coefficients les plus proches des sorties jusqu'à ceux situés près des entrées, la répercussion de l'erreur se fera ainsi en sens inverse de la propagation de l'information[90].

La règle d'adaptation des poids dans l'algorithme standard est donnée par :

$$W_{ij}(k + 1) = W_{ij}(k) + \Delta W_{ij}(k) \quad (IV.9)$$

La règle d'adaptation des poids dans l'algorithme de rétro propagation est :

$$\Delta W_{ij} = m_c \Delta W_{ij} + (1 - m_c) \text{Ird}(i) P(i) \quad (IV.10)$$

Où m_c désigne le coefficient qui détermine l'effet du changement du poids précédent sur le poids présent, Ird représente le coefficient d'apprentissage.

IV.1.2.9. Validation des résultats

Pour valider la méthode d'estimation à base de réseau de neurone proposée, nous avons utilisé la commande directe du couple comme stratégie de commande. La figure (IV.10) sur

annexe présente le modèle Simulink de la commande directe du couple avec estimateur de vitesse neuronal.

IV.1.2.10. Résultats des simulations

IV.1.2.10.1. Essai à vide

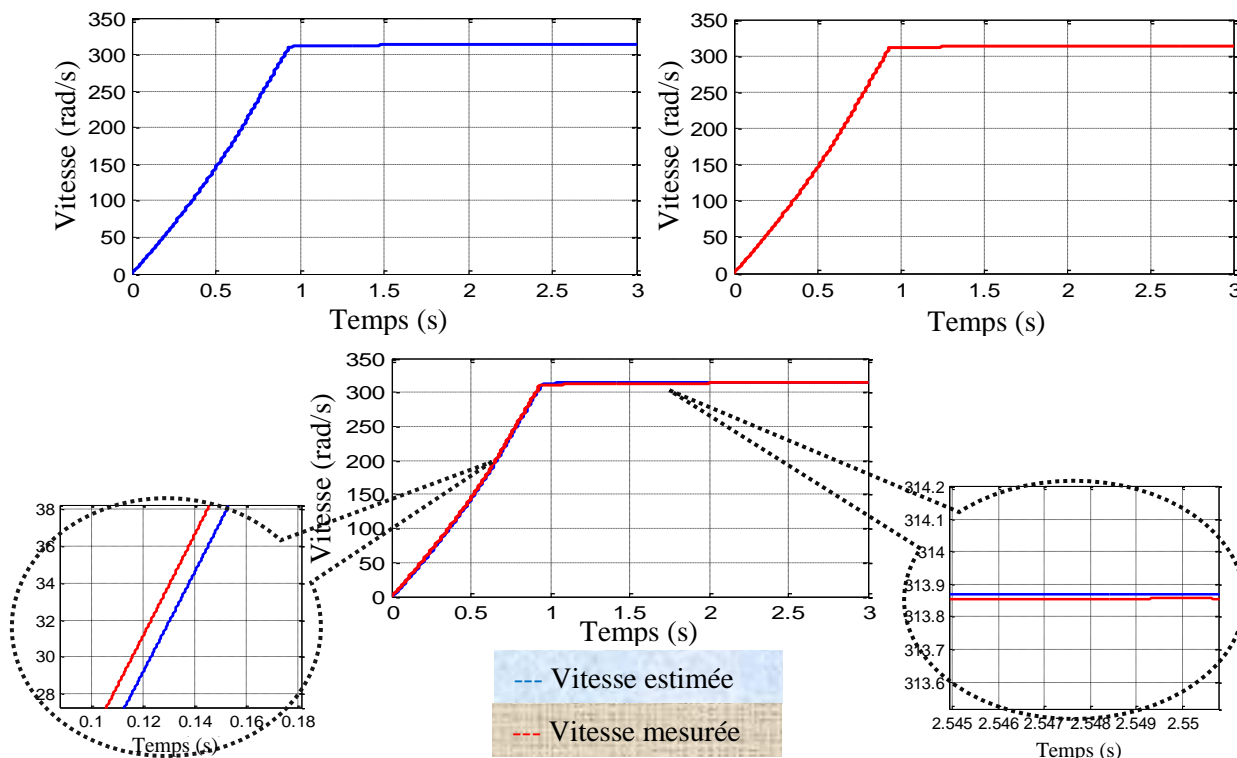


Fig.IV.10. Performance des résultats de l'estimateur MRAS neuronale à vide de la vitesse rotorique de la MASDE

IV.1.2.10.2. Essai de changement de sens de rotation

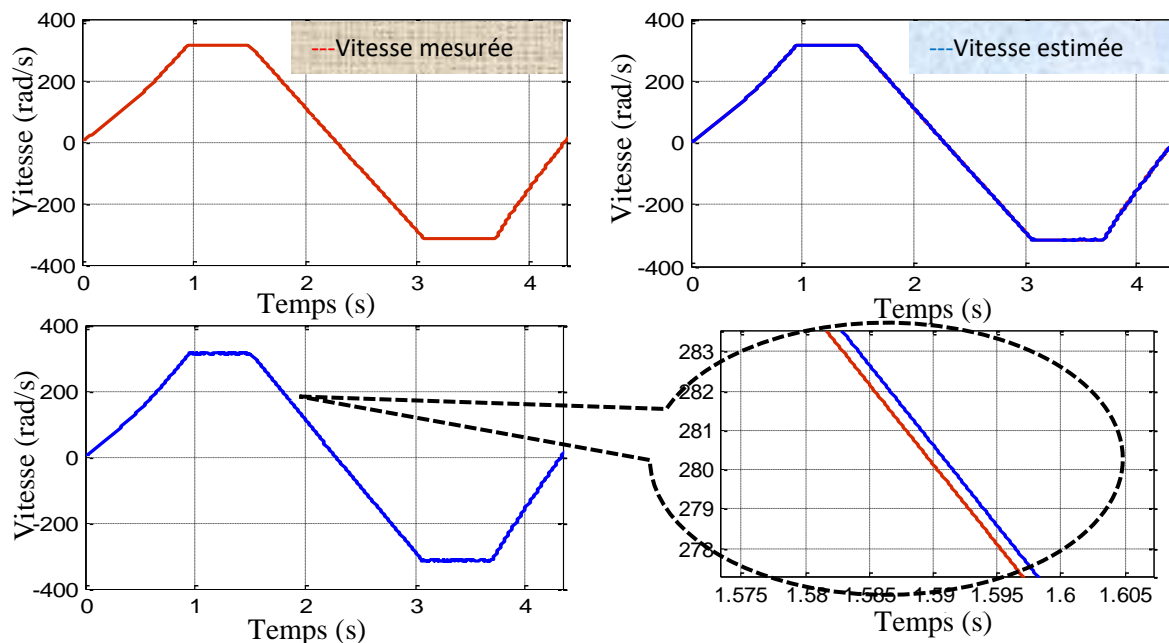


Fig.IV.11. Performance des résultats de l'estimateur MRAS neuronale de la vitesse rotorique de la MASDE (cas de changement de sens de rotation)

IV.1.2.10.3. Changement de consigne de vitesse

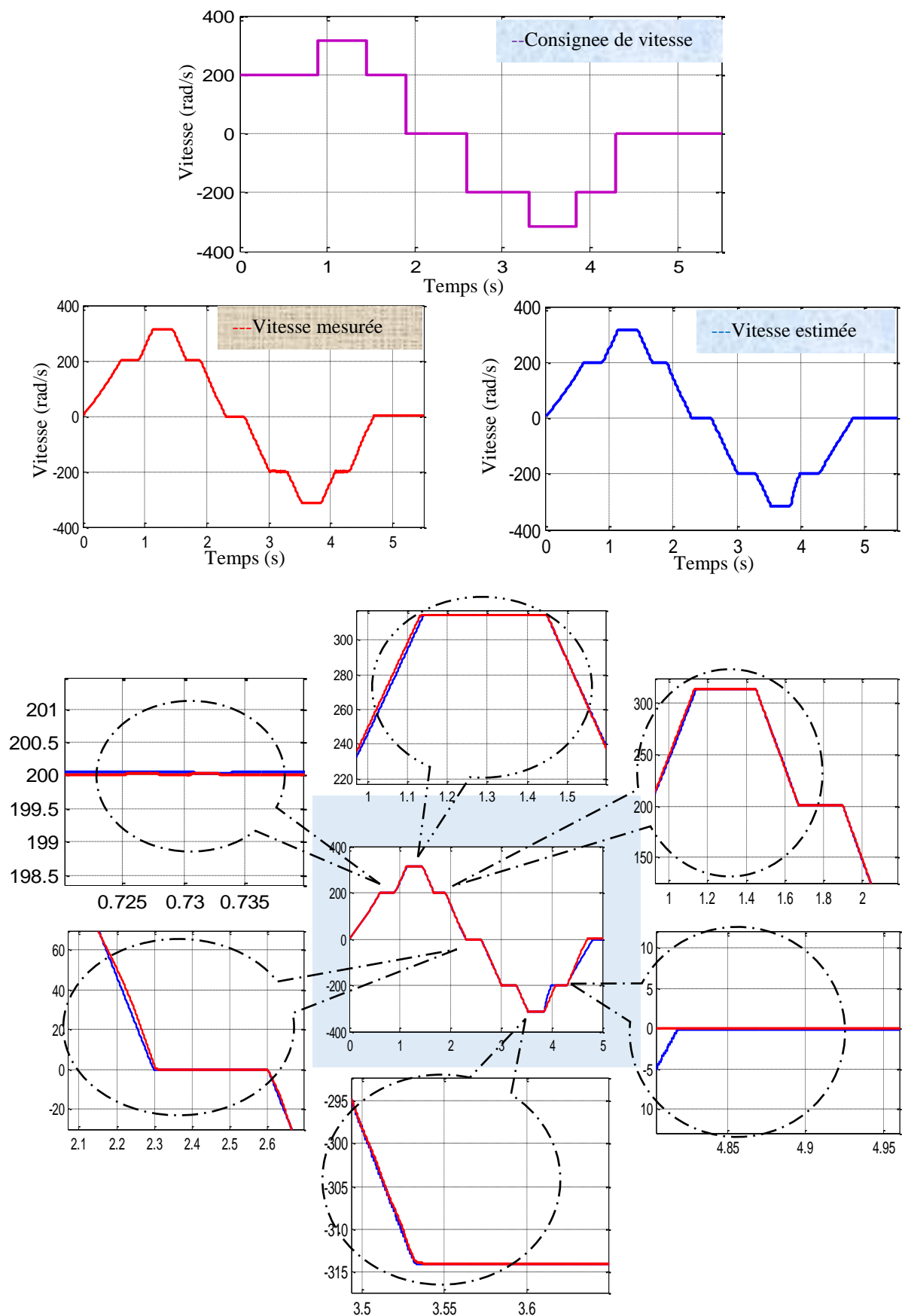


Fig. IV.12. Performance des résultats de l'estimateur neuronale de la vitesse rotorique de la MASDE (cas d'un créneau de consigne avec changement de sens de rotation)

IV.1.2.10.4. Erreur de la vitesse estimée

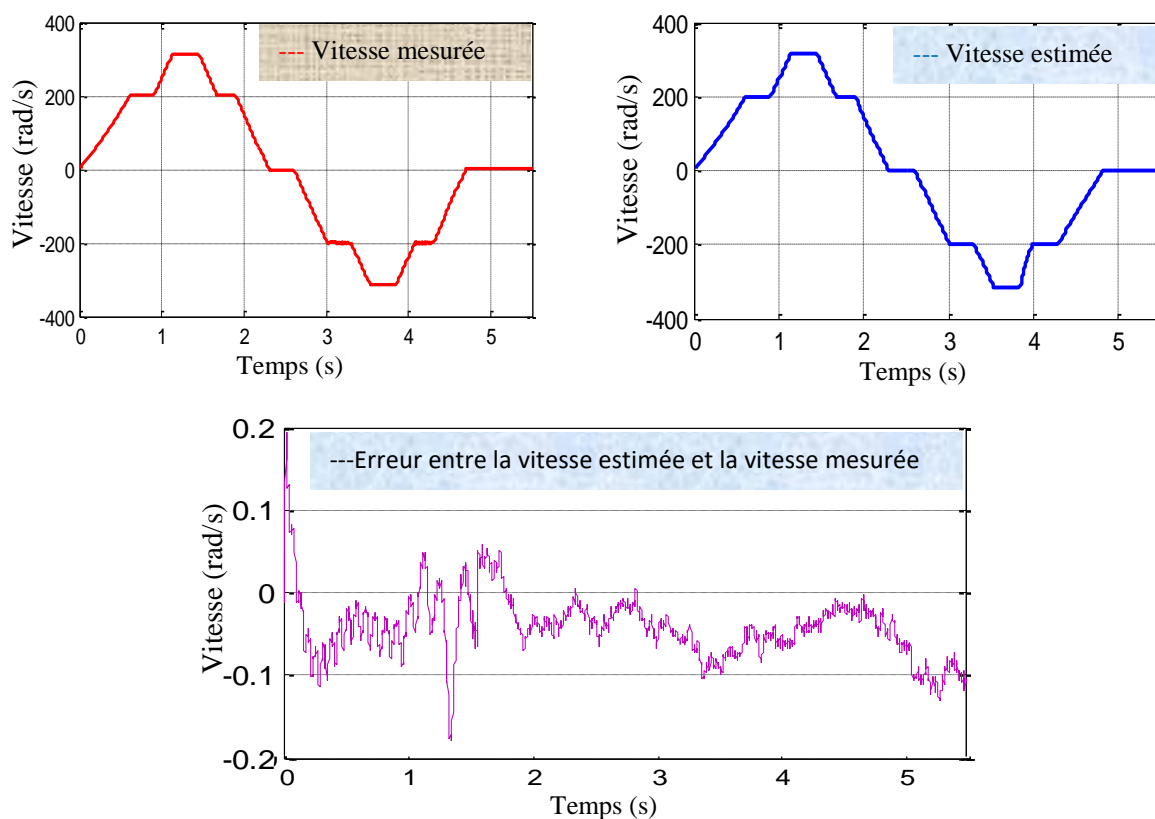


Fig.IV.13. Erreur entre la vitesse estimée avec estimateur neuronal et la vitesse mesurée

IV.1.2.10.5. Essai avec augmentation de 25% de R_s

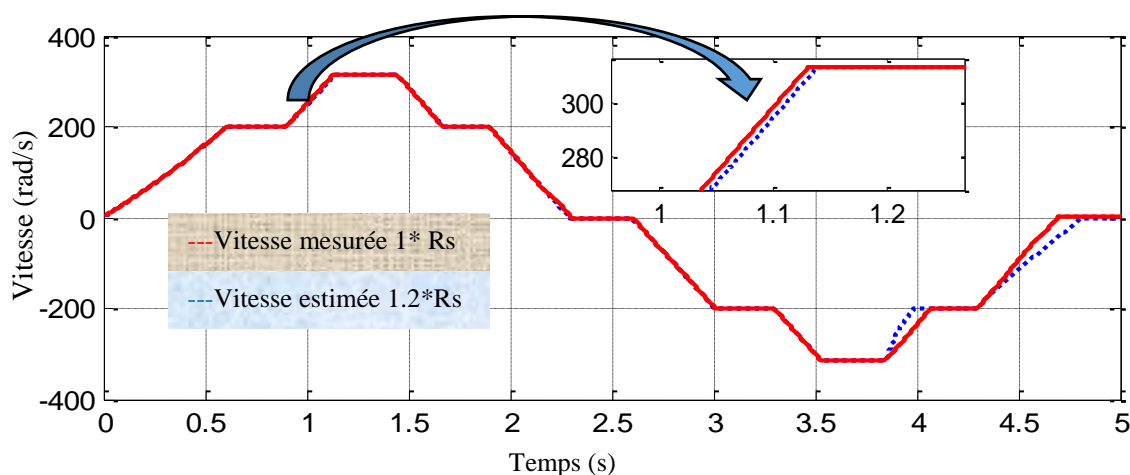


Fig.IV.14. Performance des résultats de l'estimateur MRAS neuronale vis-à-vis un changement des paramètres (cas de $1.25 * R_s$ nominale) de la MASDE

IV.1.2.11. Interprétation des résultats

Dans cette partie une nouvelle approche a été présentée pour réaliser un estimateur de vitesse neuronal associé avec la commande directe du couple application sur une machine asynchrone double étoile. Cette méthode d'estimation consiste en un modèle adaptatif de

vitesse et un mécanisme à base de réseau de neurones artificiels composant une estimation en ligne de la vitesse de rotation de la MASDE.

Les synthèses de cet estimateur de vitesse ont fait l'objet d'une analyse des résultats de simulation qu'ont été présentées sur les figures IV.10-IV.14.

L'analyse des réponses montre un suivi de trajectoire parfait comme il est présenté sur la figure IV.10, on observe une excellente estimation de vitesse, avec une très bonne précision lors du passage par la vitesse nulle comme le montre la figure IV.12 avec une erreur négligeable.

La figure IV.12 montre le comportement de l'entraînement sous les conditions : faible ; moyenne et sous valeur nominale avec une référence sous forme créneaux rectangulaire multiple niveau avec changement de sens de rotation comme le montre la figure IV.13. Cet essai montre que l'estimateur maintient sa capacité et sa précision avec différents types de consigne.

Sur la figure IV.14 nous avons augmenté la résistance statorique de la MASDE de 25% par rapport à la valeur nominale, malgré cette variation l'estimation reste précise.

IV.2. Réglage de la vitesse

En générale la régulation (ou asservissement) consiste à agir de façon à ce que une mesure soit égale à une consigne. Cette partie aborde l'étude du correcteur permettant de régler la vitesse.

Le choix des paramètres de ces régulateurs doit être adapté aux performances requises (temps de réponse, dépassement, rejet des perturbations,...) aux impératifs techniques (complicité de commande, immunité aux parasites,...) et aux contraintes économiques. Les correcteurs ont un triple objectif :

- Stabiliser le système en boucle fermée ;
- Assurer le suivi des grandeurs de sortie en fonction des consignes ;
- Atténuer la variation des sorties en présence de perturbations.

La Figure IV.15 montre le schéma bloc du régulateur de vitesse utilisé pour le réglage de vitesse dans la commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile.

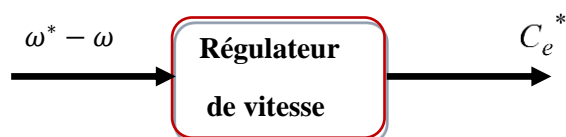


Fig. IV.15. Schéma fonctionnel d'un régulateur de vitesse

L'erreur de vitesse $\omega^* - \omega$ est introduite dans le régulateur de vitesse afin de générer le couple de commande C_e^* qui est utilisé par les deux stratégies de commande afin de conduire la machine asynchrone vers sa vitesse de référence même en cas de perturbations de charge ou de variations des paramètres de la machine.

IV.2.1. Régulateur PI classique [91]

Le correcteur à action proportionnelle intégrale noté PI couvre une large gamme d'applications industrielles. Il doit sa grande diffusion à la simplicité de sa synthèse et de sa mise en œuvre, il peut être réalisé électriquement ou à partir de modules pneumatiques ou mécaniques. Il délivre une commande au processus à partir de l'erreur entre la consigne et la sortie régulée $e = \omega^* - y$ comme il est illustré sur la figure IV.16.

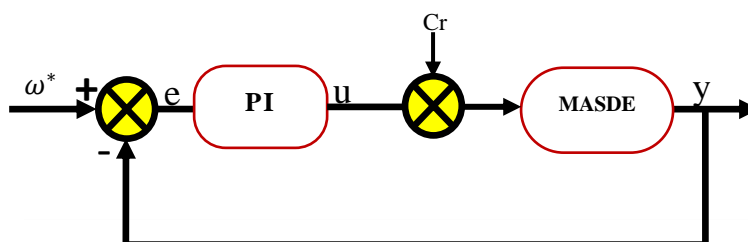


Fig.IV.16. Schéma synoptique général d'une boucle de régulation

➤ l'action proportionnelle est caractérisée par $(u = K_p (\omega - y))$. Elle augmente la rapidité et la précision mais la MASDE est plus sollicitée au démarrage et le système corrigé peut devenir instable.

➤ L'action intégrale est donnée par $u = \frac{I}{T_i} \int_0^t e(v) dv$, elle permet d'éliminer l'erreur,

Si T_i augmente, la contribution de l'intégrateur diminue. Le système rejette plus lentement les perturbations inversement.

Si T_i diminue, le système réagit plus rapidement, mais le dépassement sur la sortie s'amplifie.

IV.2.1.1. Critères typique de synthèse

Lors de la synthèse d'un régulateur (détermination de ses paramètres T_i & K_p) il est important de considérer quelques critères typiques [92] :

- Atténuation des perturbations de charge ;
- Poursuite de signal de référence ;
- Robustesse vis-à-vis des incertitudes de modélisation ;
- Atténuation du bruit de mesure.

IV.2.1.1.1. Méthode de Ziegler-Nichols temporelle

La méthode temporelle de Ziegler-Nichols est basée sur la réponse indicielle du procédé[93]. La figure IV.17 présente la réponse indicielle du système en boucle ouverte.

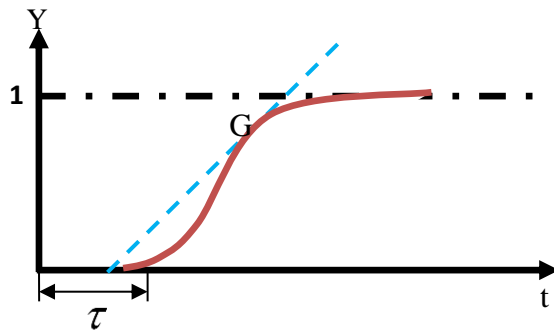


Fig.IV.17.Réponse indicielle du système en boucle ouverte

En boucle ouverte. $C(s) = \left(K_p + \frac{1}{T_i s} \right)$, les paramètres du correcteur sont donnés par

$$K_p = \frac{0.9}{G_0 \tau}, \quad T_i = 3.3\tau$$

IV.2.1.1.2. Méthode des essais successifs

Pour le réglage d'un régulateur PI on a procédé de la manière suivante :

- Supprimer l'action intégrale ou la mettre à sa valeur minimale ;
- Réduire progressivement la bande proportionnelle jusqu'à l'obtention de bons résultats, en appliquant de petits échelons sur l'entrée de référence, d'une réponse avec des oscillations s'amortissant dans un rapport d'environ 0.25 sur chaque période ;
- A partir de ce réglage on augmente progressivement l'action intégratrice jusqu'à l'obtention d'une réponse satisfaisante.

IV.2.1.2. Implantation du régulateur PI

En insérant un régulateur PI dans la boucle de régulation, le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente sur la figure IV.18 où $F(s)$ représente la fonction de transfert du système à régler.

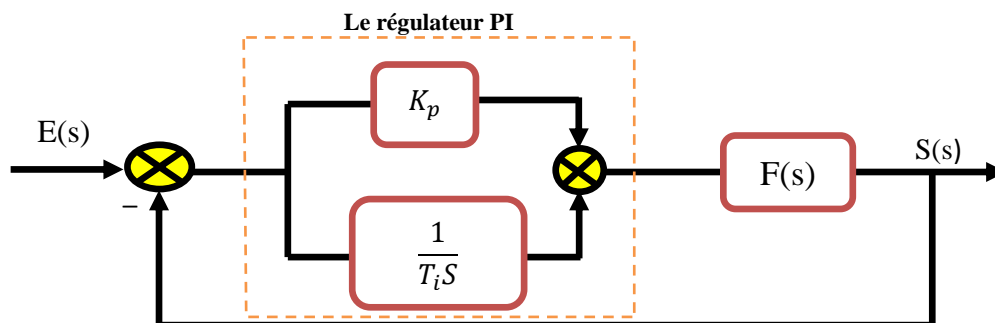


Fig.IV.18.Structure du régulateur PI

L'utilisation de ce type de régulateurs est caractérisée par un dépassement en régime transitoire et un lent rejet des perturbations de charge en régime permanent. Le réglage de ce contrôleur doit se faire de manière à avoir un compromis entre le dépassement et le temps de rejet des perturbations.

IV.2.2 Régulateur de vitesse IP

L'avantage major du correcteur IP est la permission de filtrage de la consigne, ce qui améliore fortement la robustesse du système

À partir de la relation fondamentale de la dynamique :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \tag{IV.11}$$

Où C_{em} représente le couple électromagnétique produit par le moteur, C_r le couple résistant, J est le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes et f le coefficient de frottement. Cette relation est une équation différentielle dont la variation est la vitesse angulaire du rotor.

$$\frac{\Omega}{C_{em} - C_r} = \frac{1}{(f_v + J.s)} \tag{IV.12}$$

La figure IV.19 montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse dont l'action intégrale dans cette structure est avant l'action proportionnelle.

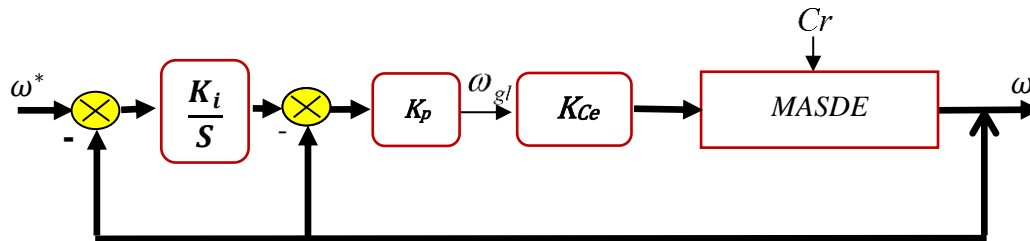


Fig.IV.19. La structure du régulateur IP

IV.2.3. Structure des régulateurs de vitesse PI flou

L'observation du processus montre que les grandeurs significatives pour le contrôle sont l'erreur de vitesse et la variation cette erreur. Les entrées du correcteur flou seront donc ces deux grandeurs notée E et dE , quant à la sortie il est intéressant de choisir l'incrément du signal de commande à appliquer au processus à commander. Ce signal de commande correspond à la composante du couple. La configuration de la boucle de vitesse est indiquée par la figure IV.20. Les entrées du contrôleur se déterminent à l'instant k de la manière suivante :

$$E(k) = \omega^*(k) - \omega(k) \tag{IV.13}$$

$$dE(k) = E(k) - E(k-1) \tag{IV.14}$$

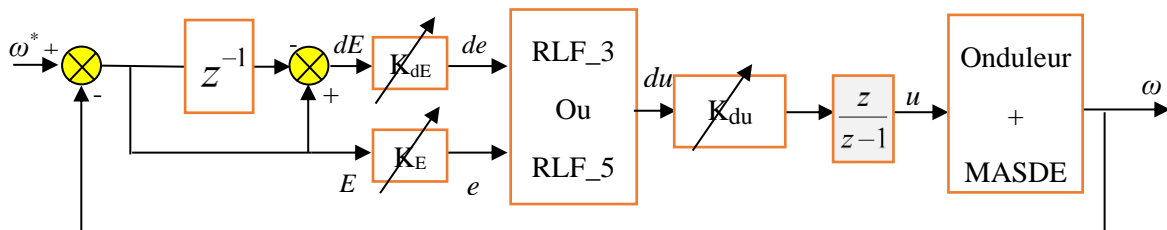


Fig.IV.20. Schéma bloc d'un régulateur flou

Le signal de commande est déterminé par :

$$u(k) = u(k - 1) + du(k) \quad (IV.15)$$

A chaque période d'échantillonnage T_e le contrôleur flou délivre une commande $u(k)$ qui correspond à ses deux entrées $E(k)$ et à sa dérivée $dE(k)$.

IV.2.3.1. Contrôleur flou à trois sous-ensembles

Nous avons opté pour le contrôleur RLF_3 en faveur d'une partition de l'univers de discours à trois sous-ensembles flous avec des fonctions d'appartenance de formes triangulaire et trapézoïdale, symétriques et équidistantes. Nous avons employé pour le designer les notations standards :

- NG : Négatif Grand ;
- EZ : Environ Zéro ;
- PG : Positif Grand.

IV.2.3.1.2. Univers de discours

Après plusieurs essais de simulation afin d'aboutir à une réponse similaire à celle du contrôleur PI nous avons obtenu les gains de normalisations suivants :

$$K_e = 0.002 \quad K_{de} = 0.12733 \quad K_u = 12$$

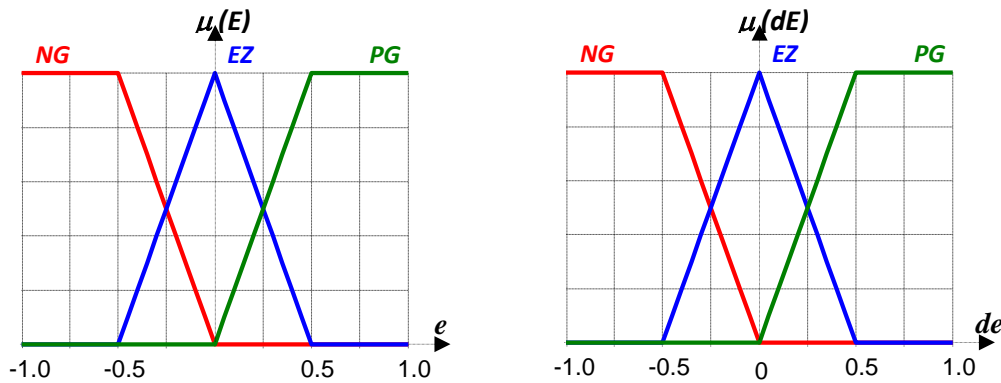


Fig IV.21. Formes des fonctions d'appartenance pour (E) et (dE) (valeurs normalisées)

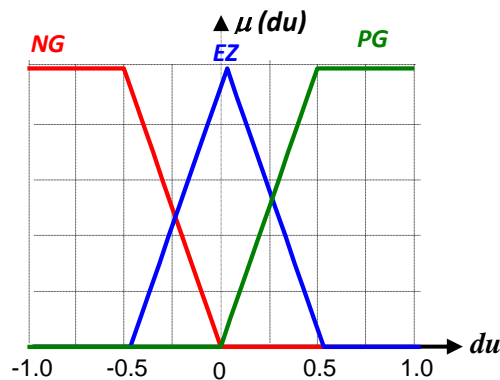


Fig IV.22. Forme de la fonction d'appartenance pour ($dC_{i_{qs}}$) (valeur normalisée)

IV.2.3.1.3. Base de règles et matrice d'inférence

Au regard de la réponse en vitesse du système ou celle du plan de phase de l'erreur et de sa dérivée, on peut définir les règles d'inférence suivantes :

SI (<i>e</i> est NG ET <i>de</i> est NG) ALORS (<i>du</i> est NG) OU
SI (<i>e</i> est NG ET <i>de</i> est EZ) ALORS (<i>du</i> est NG) OU
SI (<i>e</i> est NG ET <i>de</i> est PG) ALORS (<i>du</i> est EZ) OU
SI (<i>e</i> est EZ ET <i>de</i> est NG) ALORS (<i>du</i> est NG) OU
SI (<i>e</i> est EZ ET <i>de</i> est EZ) ALORS (<i>du</i> est EZ) OU
SI (<i>e</i> est EZ ET <i>de</i> est PG) ALORS (<i>du</i> est PG) OU
SI (<i>e</i> est PG ET <i>de</i> est NG) ALORS (<i>du</i> est EZ) OU
SI (<i>e</i> est PG ET <i>de</i> est EZ) ALORS (<i>du</i> est PG) OU
SI (<i>e</i> est PG ET <i>de</i> est PG) ALORS (<i>du</i> est PG)

D'où la matrice d'inférence correspondante :

		E		
		NG	EZ	PG
dE	NG	NG	NG	EZ
	EZ	NG	EZ	PG
	PG	EZ	PG	PG

IV.2.3.1.4. Traitement numérique des inférences

Pour interpréter les combinaisons logiques et réaliser le traitement numérique des inférences, nous avons opté pour des choix nécessitant des volumes et des temps de calculs réduits, soit :

- Pour ET logique : la méthode PRODUIT ;
- Pour OU logique : la méthode SOMME ;
- Pour les règles d'inférence : la méthode SOMME- PRODUIT.

IV.2.3.1.5. Défuzzification

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.

IV.2.3.1.6. Surface caractéristique

La figure IV.23 présente une représentation tridimensionnelle de la fonction $du = f(e, de)$ en coordonnées normalisées et illustre les non linéarités qui caractérisent le contrôleur flou considéré.

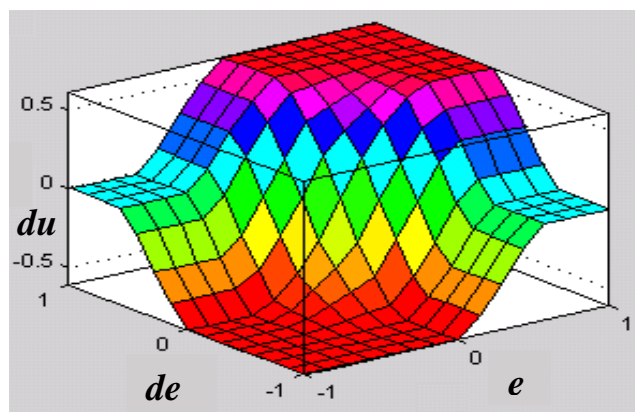


Fig.IV.23. Surface caractéristique du contrôleur flou RLF_3

IV.2.3.2. Contrôleur flou à cinq sous-ensembles

IV.2.3.2.1. Fuzzification

Nous avons opté pour le contrôleur RLF_5 une partition de l'univers de discours à cinq sous-ensembles flous. Aussi après plusieurs essais de simulations nous avons constaté que pour obtenir une augmentation de la robustesse face aux variations paramétriques du processus, il est préférable de choisir une plus grande densité autour des valeurs nulles. Les fonctions d'appartenance de formes triangulaire et trapézoïdale ont été privilégiées, mais la répartition floue adoptée est symétrique et non équidistante.

Les désignations employées pour les fonctions d'appartenance sont :

- NG : Négatif Grand.
- NP : Négatif Petit.
- EZ : Environ Zéro.
- PP : Positif Petit.
- PG : Positif Grand.

Les figures IV.24, IV.25 et IV.26 illustrent ces choix

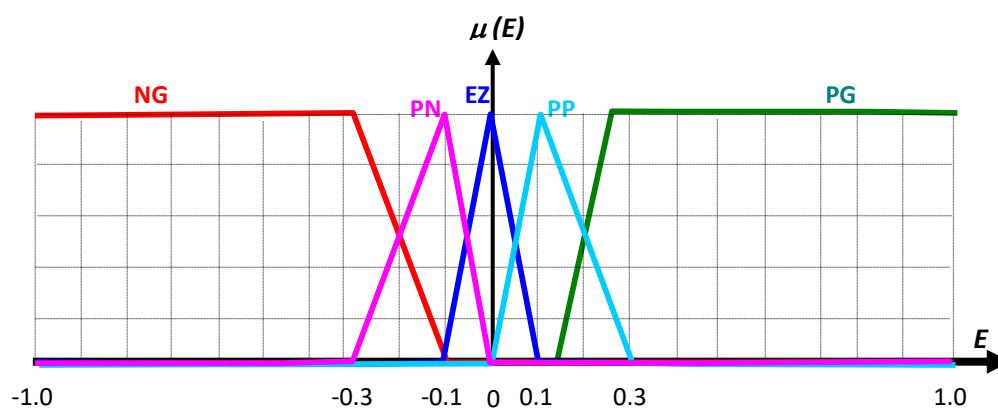


Fig.IV.24. Formes des fonctions d'appartenance pour (e) (valeurs normalisées)

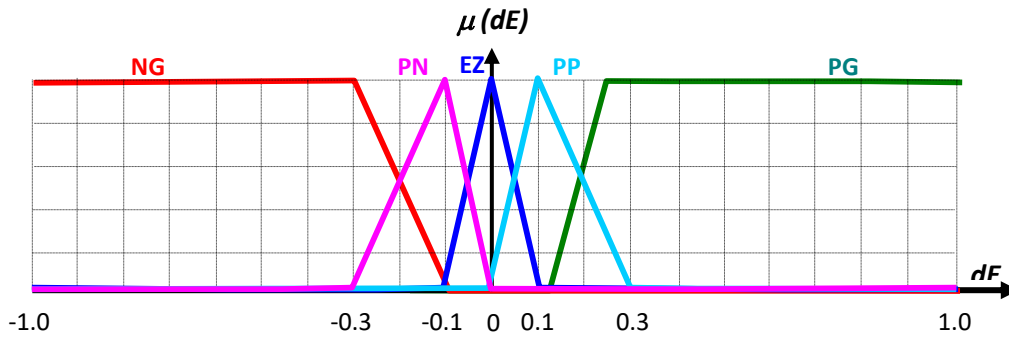


Fig.IV.25. Formes des fonctions d'appartenance pour (dE) (valeurs normalisées)

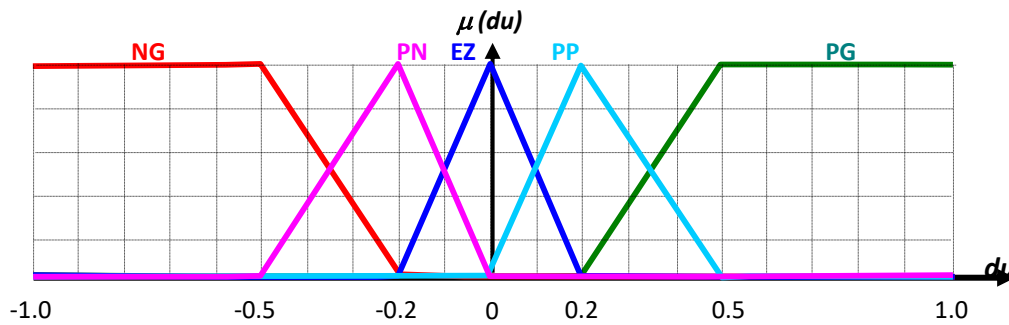


Fig.IV.26. Formes des fonctions d'appartenance pour (du) (valeurs normalisées)

La forme des fonctions d'appartenance retenue permet d'avoir une réponse douce lorsque la vitesse est proche de la vitesse de référence, dans ce cas les sous-ensembles flous PN et PP seront sollicités. Par contre lorsque l'écart entre la vitesse de rotation et la vitesse de référence est important, l'objectif est de solliciter les sous-ensembles flous PG et NG pour réduire rapidement cette différence.

IV.2.3.2.2. Univers de discours

Les considérations précédentes nous ont amenés à augmenter la valeur des gains de normalisations par rapport à celles du contrôleur RLF_3.

Comme précédemment, nous avons fait une série d'essais de simulation afin d'approcher au mieux la réponse en vitesse du contrôleur PI.

$$D'où : K_E = 0.0011 \quad K_{dE} = 0.06369 \quad K_u = 24$$

IV.2.3.2.3. Base de règles et la matrice d'inférence

La matrice d'inférence à vingt-cinq règles utilisée est donnée ci-dessous.

		E				
		NG	NP	EZ	PP	PG
dE	NG	NG	NG	PN	NP	EZ
	NP	NG	NP	PN	EZ	PP
	EZ	NG	NP	EZ	PP	PG
	PP	NG	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

IV.2.3.2.4. Traitement numérique des inférences

Pour le traitement numérique des inférences, nous avons utilisé les mêmes choix que pour le contrôleur RLF_3, soit :

- Pour ET logique : la méthode PRODUIT ;
- Pour OU logique : la méthode SOMME ;
- Pour les règles d'inférence : la méthode SOMME- PRODUIT.

IV.2.3.2.5. Défuzzification

Pour la défuzzification nous avons utilisé la méthode du centre de gravité.

IV.2.3.2.6. Surface caractéristique

La figure IV.27 donne une représentation tridimensionnelle de la fonction $du = f(e,de)$ en coordonnées normalisées.

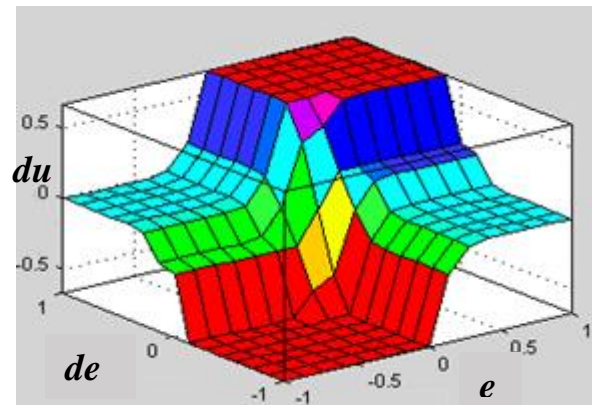


Fig.IV.27. Surface caractéristique du contrôleur flou RLF_5

IV.2.5. Validation des résultats

À la fin de cette partie on présente les résultats de simulation de la MASDE commandée par la méthode directe du couple avec les deux types de régulateurs étudiée précédemment. Le modèle Simulink de la commande est présenté sur la figure IV.28 dans l'annexe.

IV.2.6. Résultats des simulations

IV.2.6.1. Régulateur IP classique

IV.2.6.1.1. Essai à vide et en charge

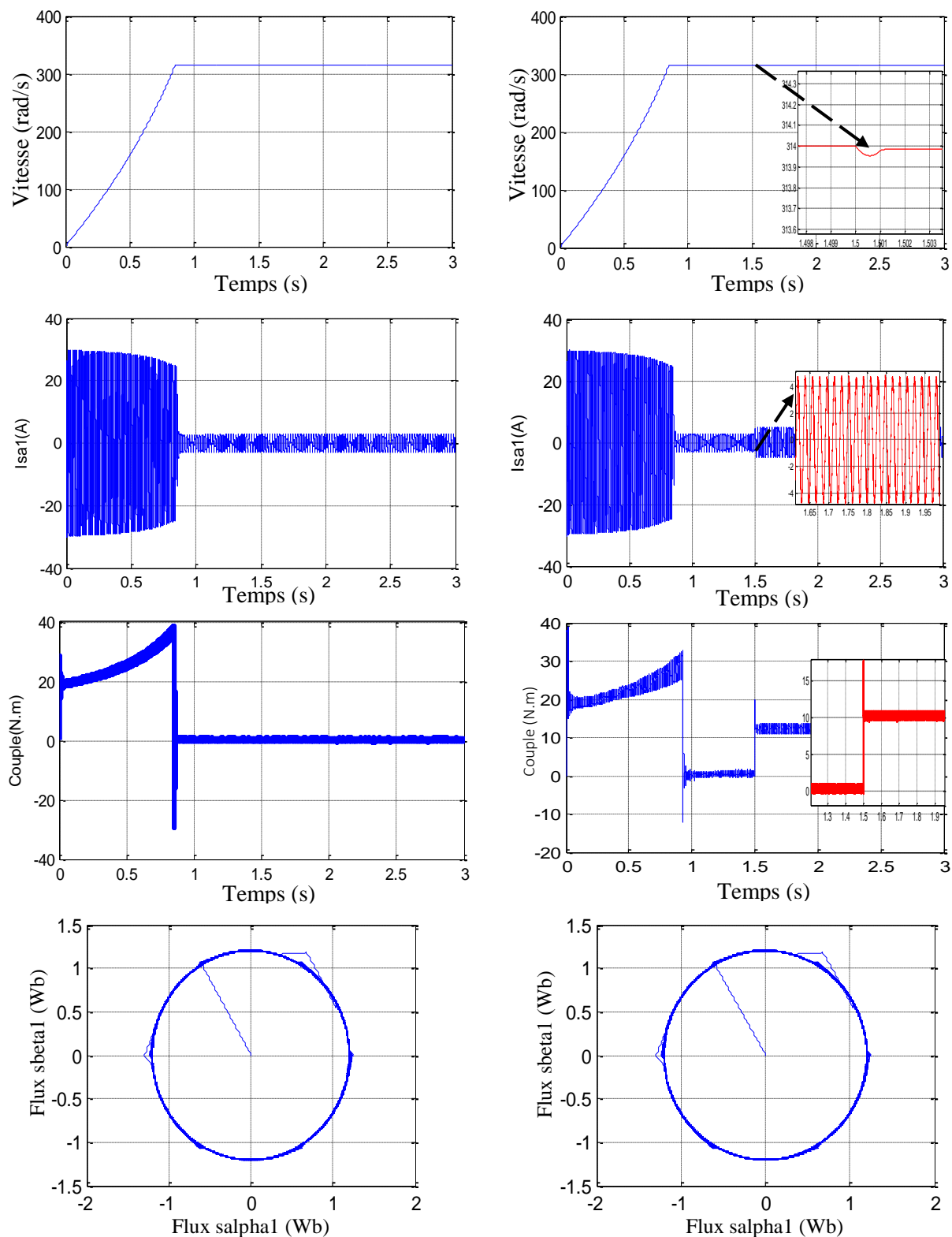


Fig.IV.29.Performance des résultats du régulateur IP classique de la MASDE

IV.2.6.1.2. Essai de changement de sens de rotation avec application et relâchement de charge

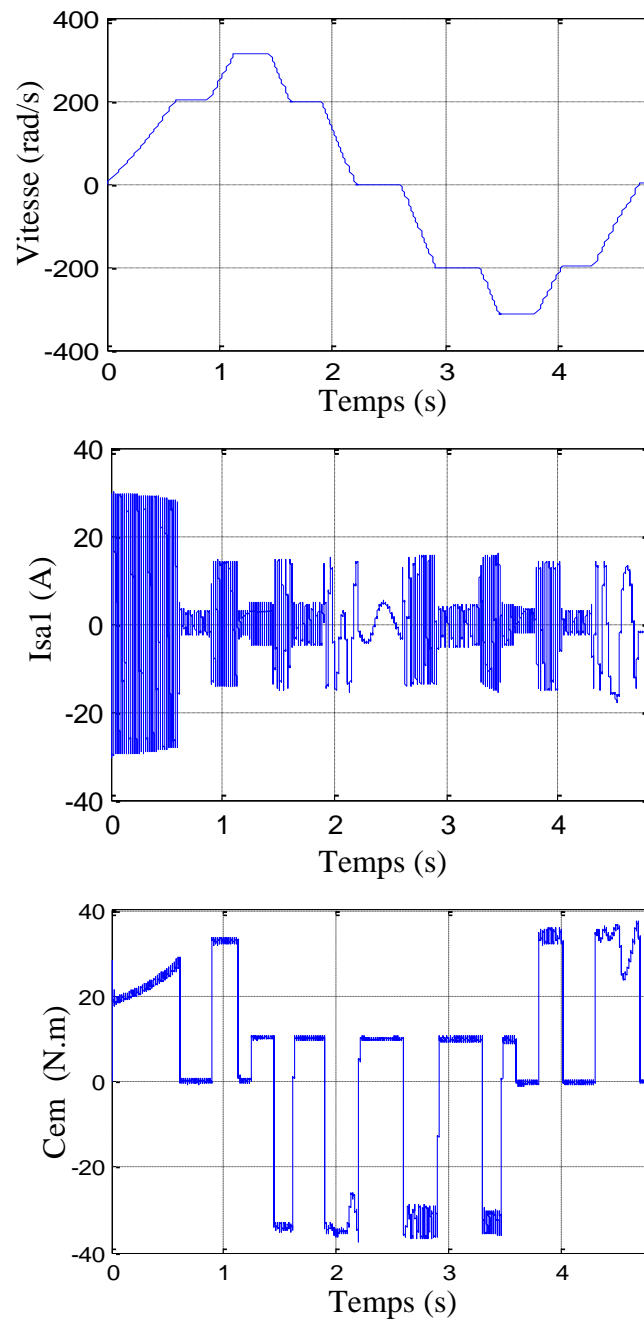


Fig.IV.30. Performance des résultats du régulateur IP de vitesse en charge suivi d'un relâchement de charge (multiple consigne de vitesse et changement de sens)

IV.2.6.2. Régulateur PI flou

IV.2.6.2.1. Essai à vide et en charge

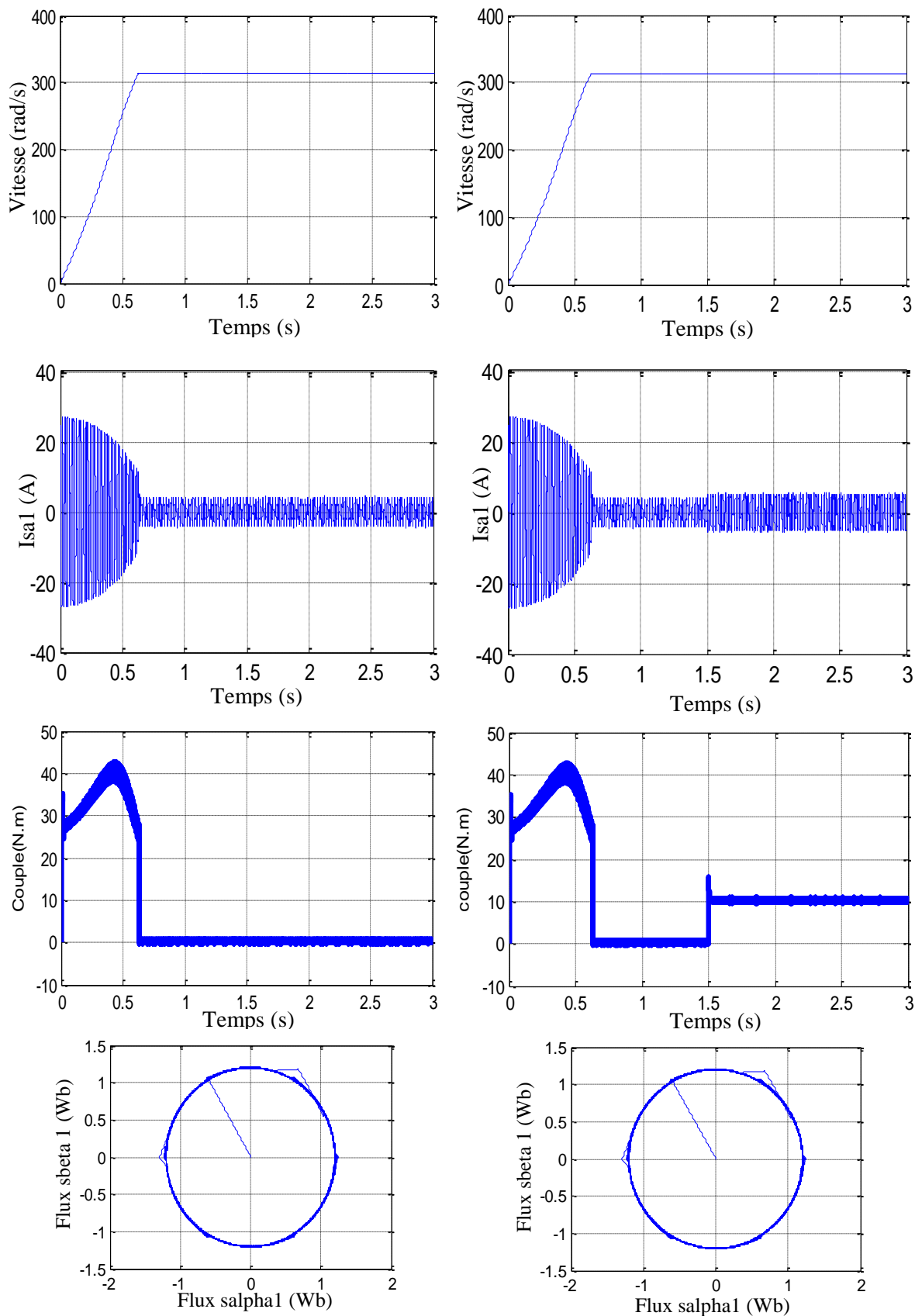


Fig.IV.31.Performance des résultats du régulateur PI flou à vide et en charge de vitesse de la MASDE

IV.2.6.2.2. Essai de changement de sens de rotation avec application puis relâchement de charge

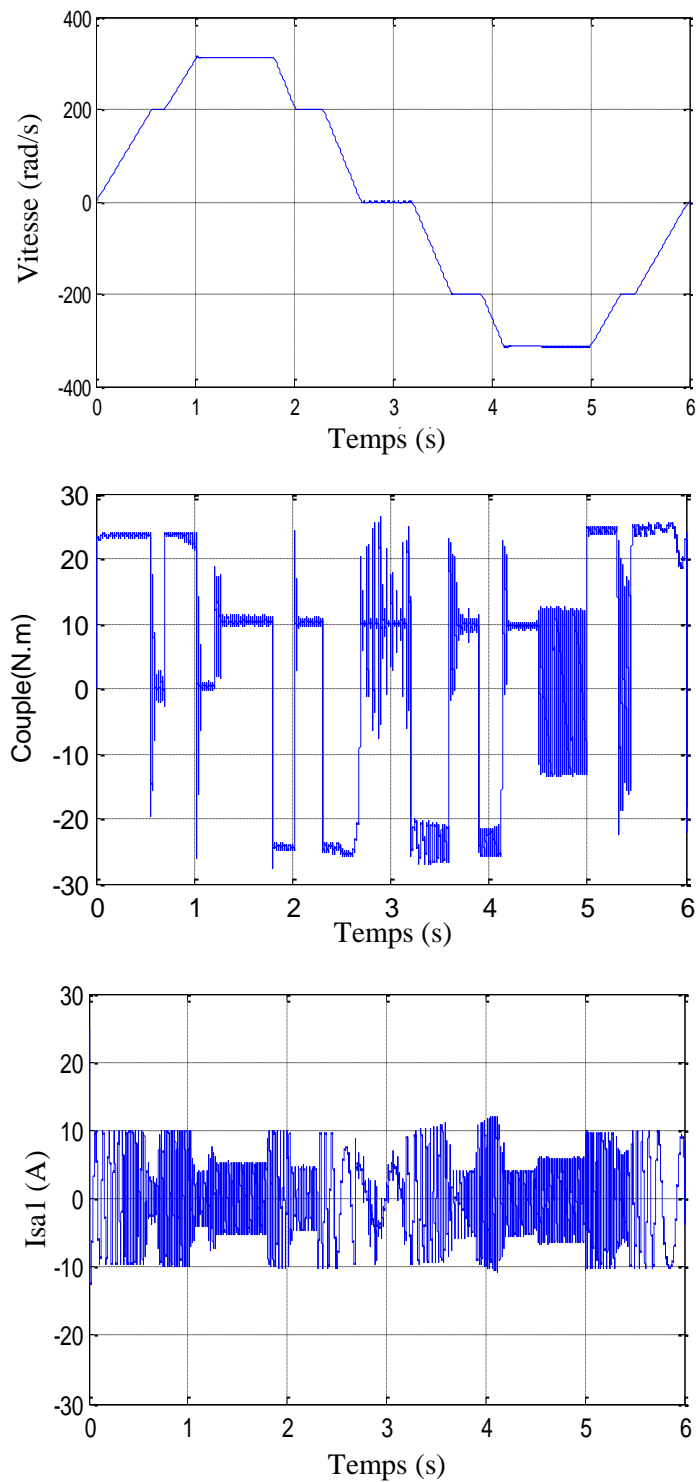


Fig.IV.32. Performance des résultats de l'estimateur neuronale de vitesse en charge suivi d'un relâchement de charge (multiple consigne de vitesse et changement de sens)

IV.2.7. Interprétation des résultats

Comme il a été présenté dans ce chapitre, nous avons utilisé deux types de régulateurs de vitesse IP classique et PI flou. La figure IV.29. Montre les résultats de simulation de la performance dynamique du régulateur IP au démarrage à vide, nous avons remarqué que la machine au moment du démarrage a fait un appel de courant de valeur d'ordre de 25A cinq fois la valeur nominale afin de convaincre le couple d'inertie de la partie tournante, après une durée de 0,8 sec la MASDE atteint la vitesse de référence. Sur la figure IV.29 à $t=1.5s$ nous avons appliqué une charge de 10 N.m, à ce moment la machine subit une chute de vitesse de 0.05 tr/min, le régulateur IP rejette cette perturbation de charge après un temps de 0,008 s.

La figure IV.30. Montre les performances dynamiques du régulateur IP face aux essais de changement de sens de rotation avec application puis relâchement d'une charge de 10N.m, les résultats présentent une bonne poursuite de vitesse avec un temps de retard de 0.8sec et une maîtrise de prise en charge des perturbations aussi bien aux moments de l'application qu'aux moments du relâchement de la charge résistive, dans les deux cas la chute de vitesse était de l'ordre de 0.05tr/min pendant une durée de 0.06sec.

Les figures IV.31, IV.32, traitent les résultats de simulations de performance du régulateur PI flou.

La figure IV.31 présente les améliorations apportées avec le régulateur PI flou quoiqu'il soit à vide où en charge. À vide nous avons réduit le temps réponse de 0.8 (sec) à 0.6(sec) et afin de découvrir le comportement du régulateur flou dans les différentes plages de vitesse lente, moyenne et vitesse nominale un essai de changement de sens de rotation avec application et puis relâchement de charge a été fait duquel nous avons tiré les constatations suivantes :

- Une meilleure poursuite avec 0% de dépassement de vitesse dans les différentes plages de vitesse (lente ; moyenne vitesse nominale) et dans les deux sens de rotation à vide et en charge ;
- Le couple produit suit parfaitement la consigne du couple proposé, dans les deux sens et dans différentes valeur de consigne.

Des essais ont été faits par simulation avec l'utilisation des réseaux de neurones afin de comparer ce que nous avons abstenu par les régulateurs de vitesse IP et PI flou avec celle du IP neuronale mais des difficultés de calculateur ont été trouvées pendant les simulations.

IV.3. Tests de robustesse

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées aux conditions d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits

magnétiques, forme de l'entrefer, effet pelliculaire,... etc.). Pour cela, nous avons pensé qu'il est plus judicieux de tester l'influence d'une éventuelle erreur de paramètres sur la méthode d'estimation de la vitesse utilisée ainsi les lois de commande étudiée. En simulation, une approche de ces perturbations consiste à introduire à un instant donné dans le modèle de la machine, des variations des paramètres, nous nous intéressons par la résistance statorique et le moment d'inertie, en gardant toujours pour le système de commande les paramètres nominaux. Pour tester la robustesse de la commande directe du couple de la MASDE sans capteur mécanique, nous sommes passés par une série de simulation avec :

- Augmentation de la valeur de la résistance statorique de 100% par rapport à sa valeur nominale ;
- Augmentation de la valeur du moment d'inertie J de 100% par rapport à sa valeur nominale.

Les résultats de simulation sont représentés sur les figures IV.34- IV38.

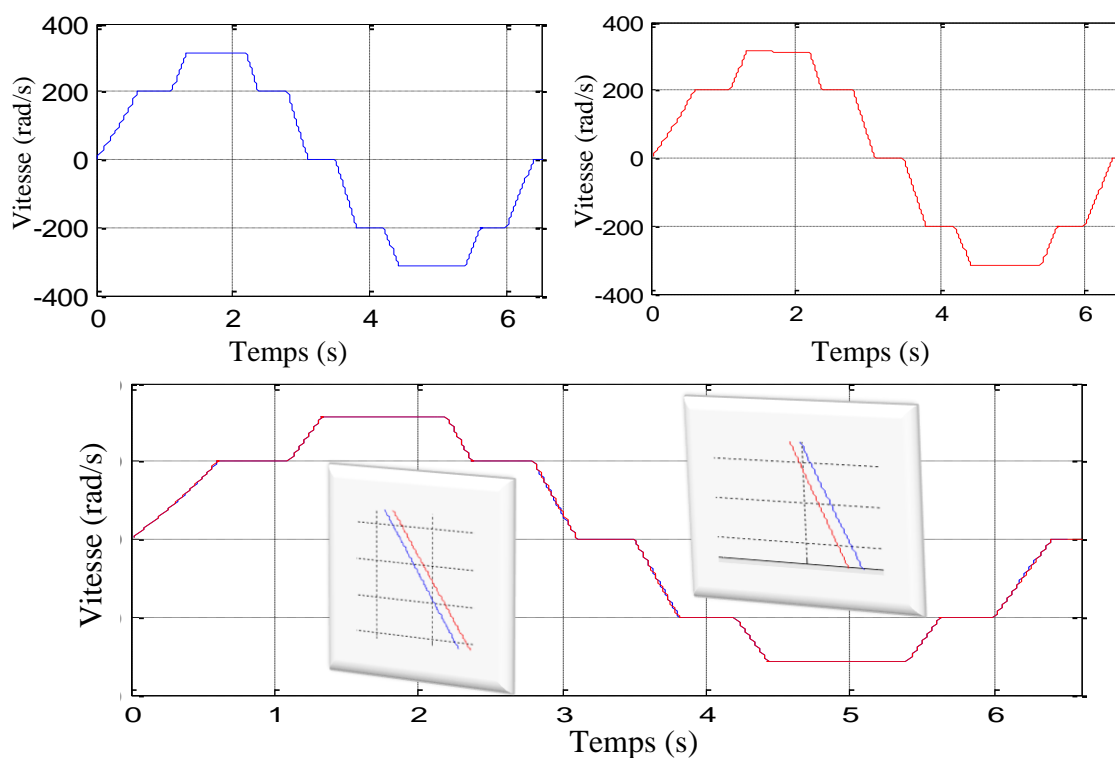


Fig.IV.33. Présentation de la vitesse rotorique vis-à-vis la variation de la résistance statorique $R_s = 2 \cdot R_s$ nominale

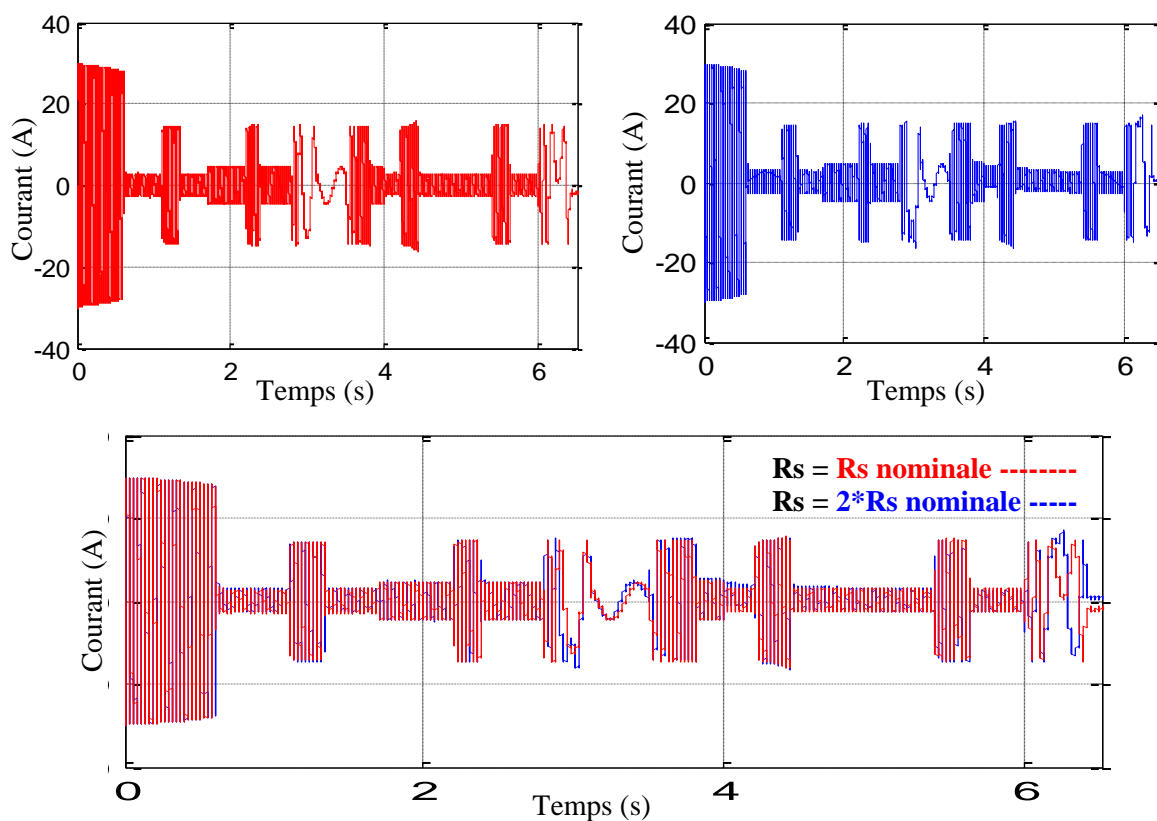


Fig.IV.34. Présentation du courant statorique vis-à-vis la variation de la résistance statorique $R_s = 2 \cdot R_s$ nominale

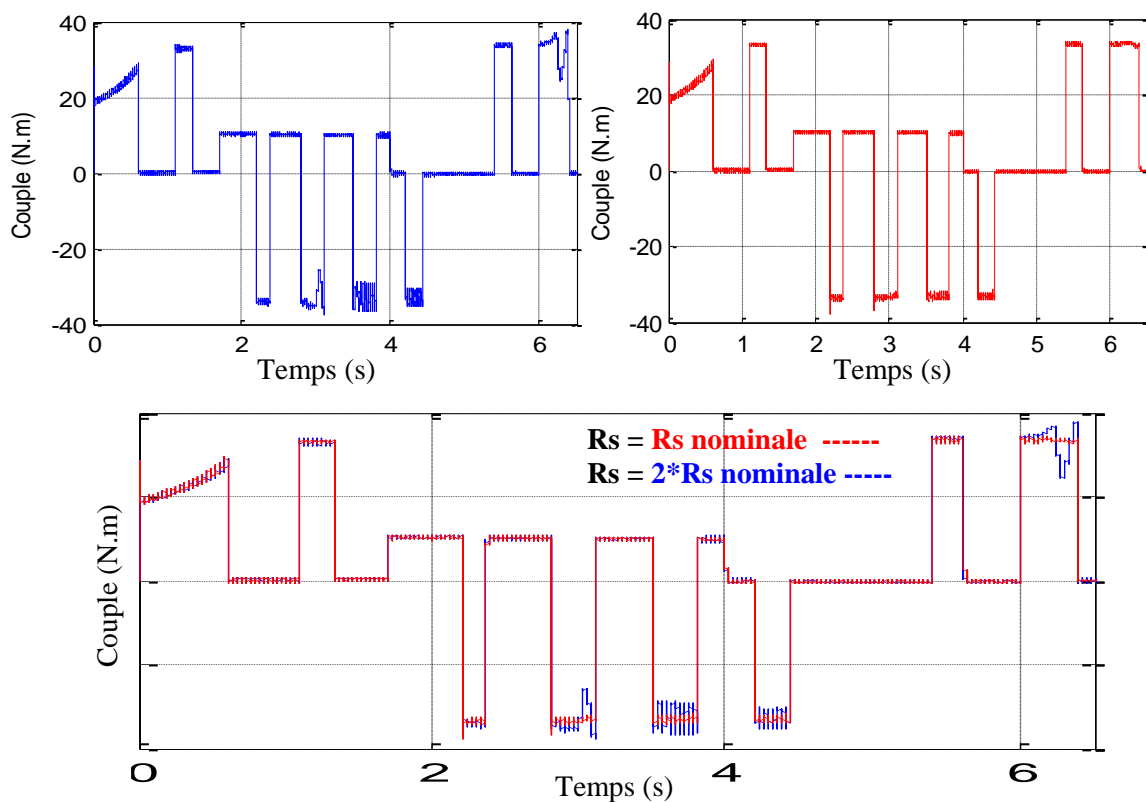


Fig.IV.35. Présentation du couple électromagnétique statorique vis-à-vis la variation de la résistance statorique $R_s = 2 \cdot R_s$ nominale

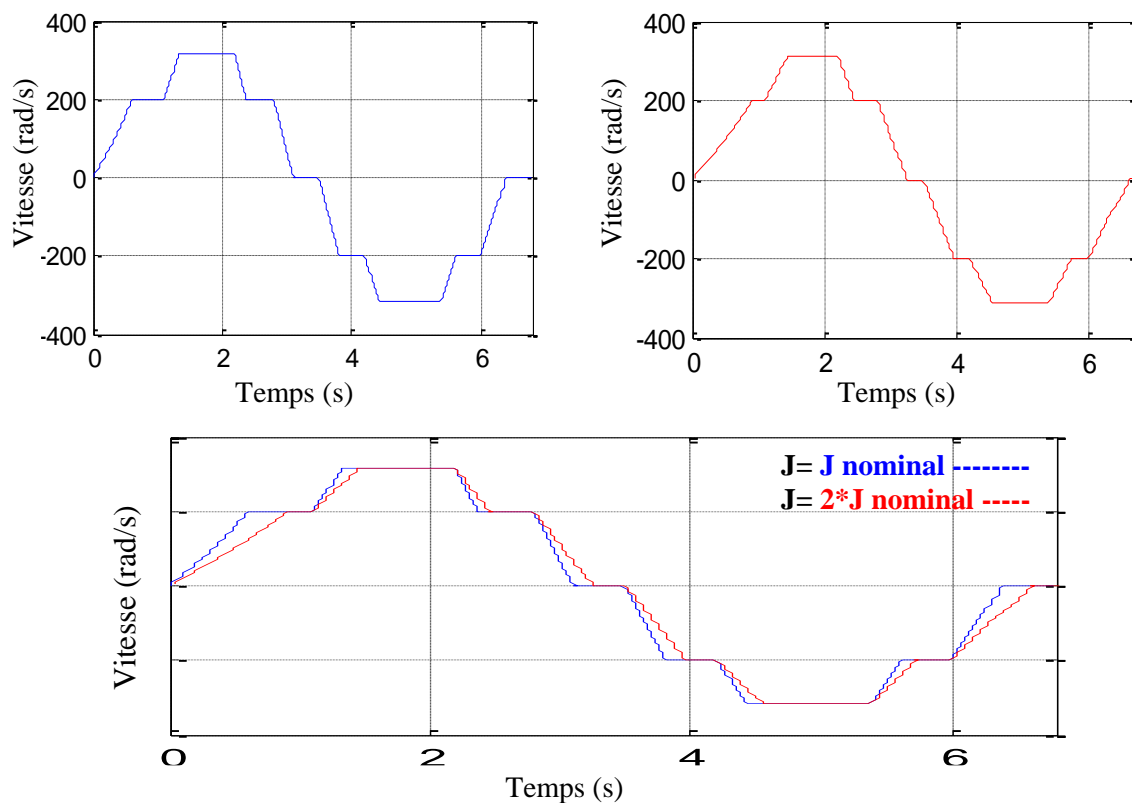


Fig.IV.36. Présentation de la vitesse rotorique vis-à-vis la variation du moment d'inertie $J=2*J$ nominal

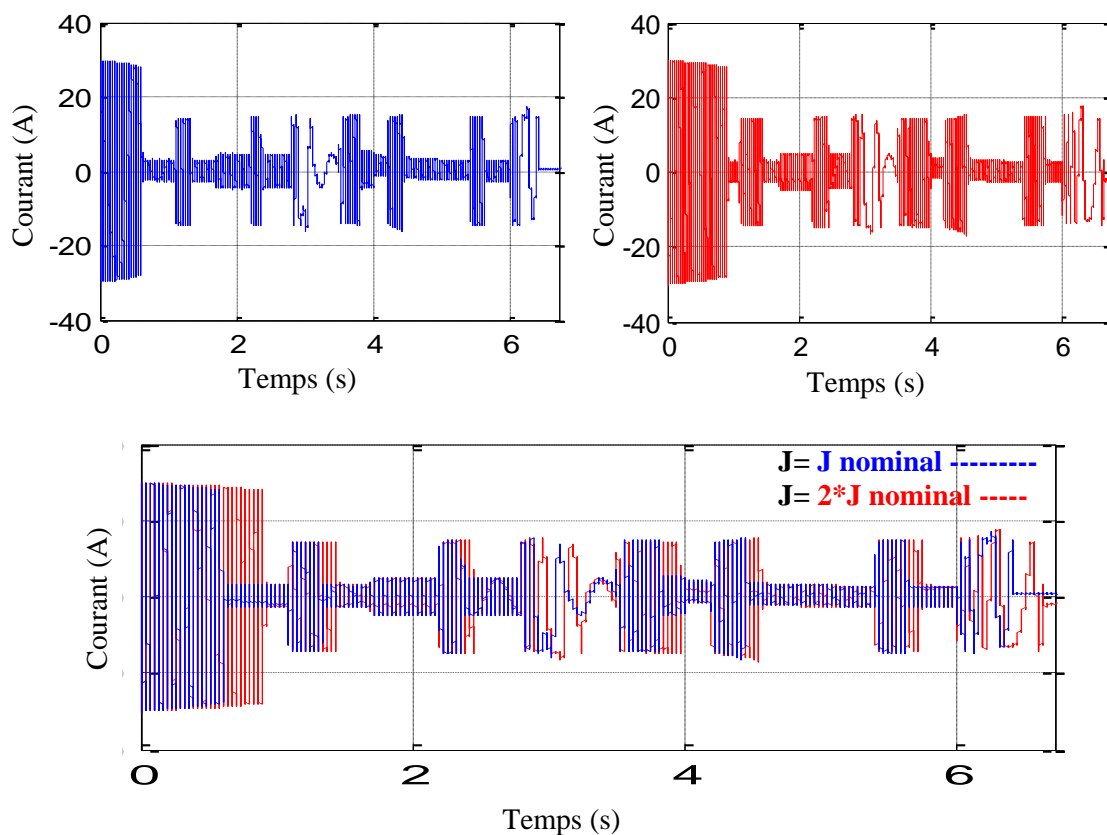


Fig. IV.37. Présentation du courant statorique vis-à-vis la variation du moment d'inertie $J=2*J$ nominal

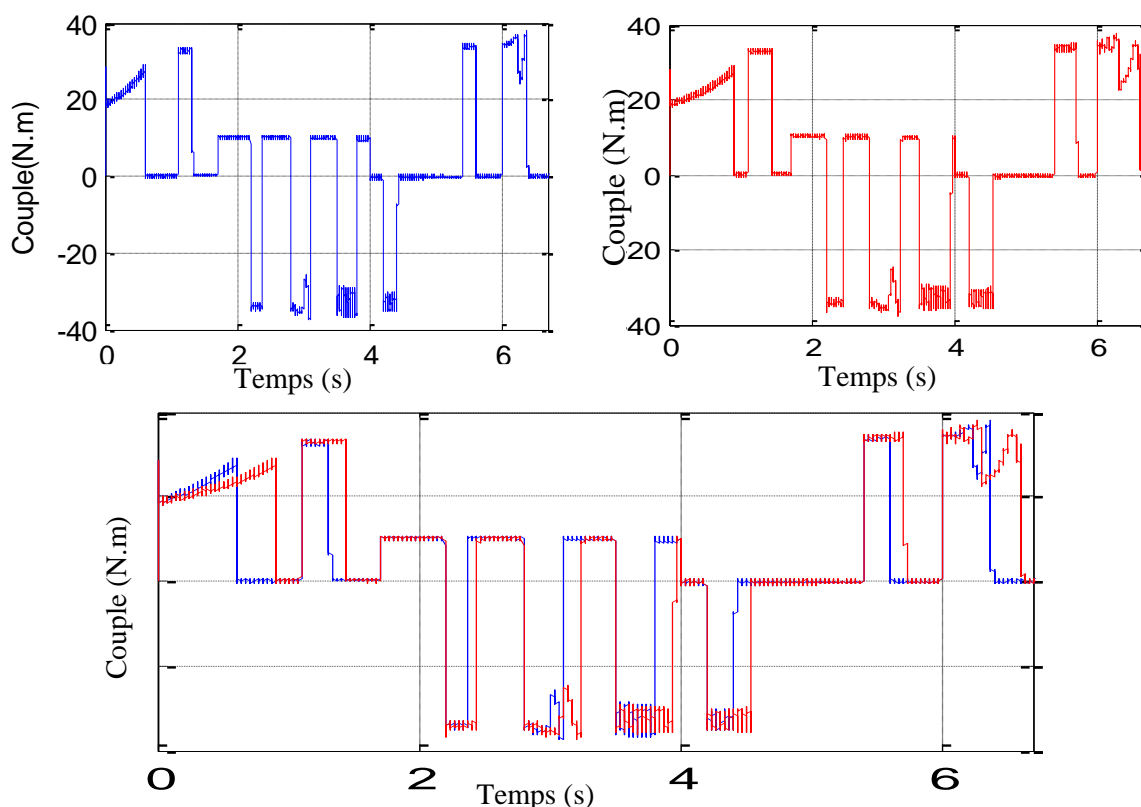


Fig.IV.38. Présentation du couple électromagnétique vis-à-vis la variation du moment d'inertie $J=2*J$ nominal

Les figures IV.33-IV.38. Montrent les performances des résultats par simulation sur lesquelles nous avons démontré la robustesse de la méthode d'estimation de la vitesse rotorique ainsi que la méthode de commande directe du couple.

IV.4. Fonctionnement en mode dégradé

IV.4.1. Définition du fonctionnement en mode dégradé

Le fonctionnement en mode dégradé c'est une solution qui assure l'exploitation d'un système sans pour autant disposer de toutes les ressources fonctionnelles nécessaires ou normalement prévues dans son état normale.

IV.4.2. Définition d'un défaut

Un défaut correspond à l'écart entre les caractéristiques observées d'un dispositif et ses caractéristiques nominales qui peuvent à court ou long terme provoquer son endommagement [94].

IV.4.3. Comportement de la machine asynchrone double étoile en mode dégradé

Contrairement aux machines asynchrone triphasées, la perte d'une phase soit au niveau de la plaque à borne (défaut de serrage, problème d'isolement etc....) soit au niveau de l'onduleur (un interrupteur défectueux, carte électronique) ne sont pas critique pour une machine asynchrone double étoile. Cependant, des ondulations au niveau du couple, le temps de

réponse, les ondulations au niveau du courant apparaissent. L'amplitude de ces ondulations dépend d'une part des interactions entre le système non symétrique des courants et d'autre part dépend du choix de la loi de commande.

IV.4.4. Processus d'adaptation

Le système de détection du défaut commence par le diagnostic qui permet d'identifier le type de défaut puis après la reconfiguration de la commande a base des exigences du cahier de charge (ondulation du couple, les harmoniques ...etc.), dans ce contexte plusieurs techniques de détection et de diagnostic de défaut ont été étudiés en littérature, dans [95], l'auteur présente un état de l'art des différentes signatures des courants statoriques qui permettent d'identifier les défauts dans une machine asynchrone.

La figure IV.40 résume toutes les étapes du processus d'adaptation commençant par la détection jusqu'aux la reconfiguration et l'adaptation de la nouvelle loi de commande.

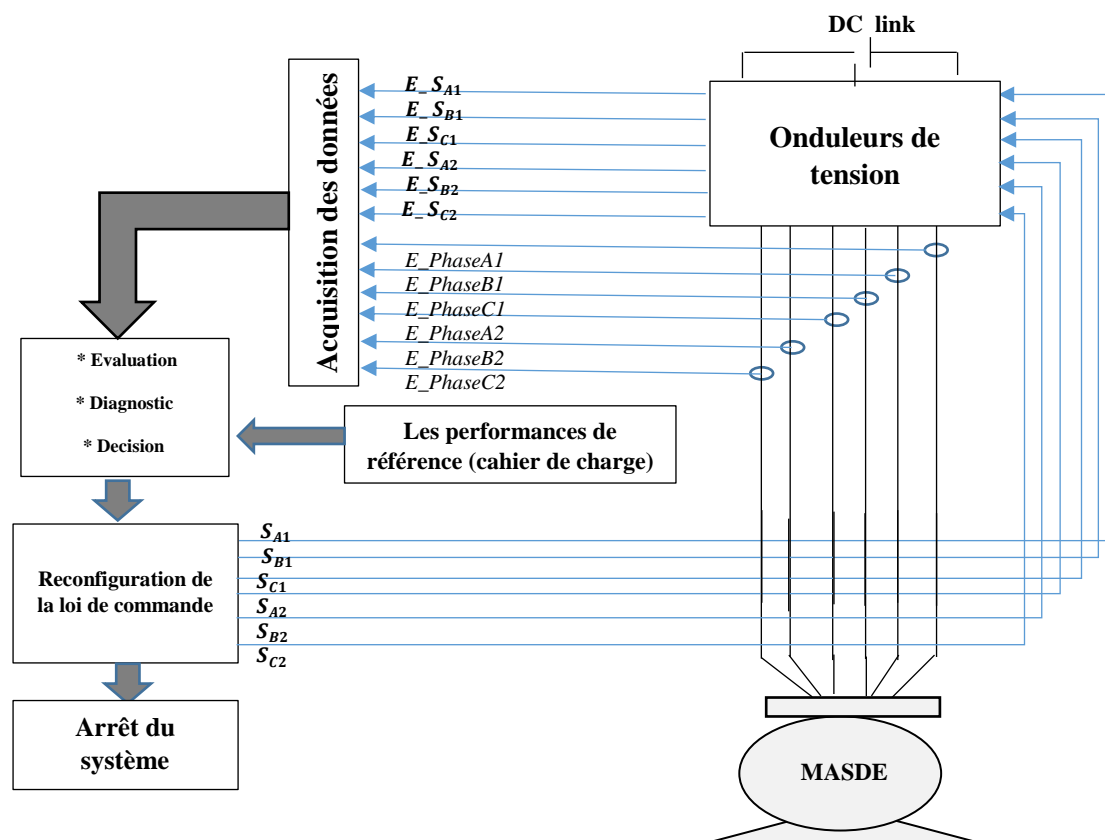


Fig.IV.39. Présentation du processus d'adaptation face à l'apparition des défauts au niveau de la MASDE

Dans cette partie nous considérons les défauts sur les enroulements statoriques de type défauts d'ouvertures des phases ou défauts de court-circuit d'une phase et deux phases consécutivement. L'auteur dans [1], présente quelques mesures qu'il faudra prendre en compte lors de l'apparition de ces genres de défauts. Quand une phase est en circuit ouvert, le potentiel du point milieu d'un bras de l'onduleur n'est plus contrôlé et la tension n'est plus imposée par

l'onduleur. On se retrouve dans une situation de "générateur non contrôlé" (Uncontrolled Generator, UCG) [1]. L'un des solutions consiste à déconnecter la phase en défaut en agissant sur la structure de l'onduleur. Les travaux des auteurs dans [96, 97] sont basés sur un calcul analytique pour la reconfiguration des courants des phases d'une machine quand une phase est ouverte,

IV.4.5. Simulation des défauts

IV.4.5.1. Essai avec une phase en circuit ouvert

L'ouverture des enroulements statoriques au niveau des machines électriques est l'un des problématiques majeures dans les systèmes d'entraînement électrique, l'essai en simulation de la machine asynchrone double étoile en mode dégradé a pour objectif de voir le comportement de l'ensemble machine-alimentation. On utilise la loi de commande du chapitre 2, agissant sur le modèle de la MASDE pour simuler le défaut.

La figure IV.40. Présente l'association machine onduleur commandée par la méthode DTC avec une phase en circuit ouvert.

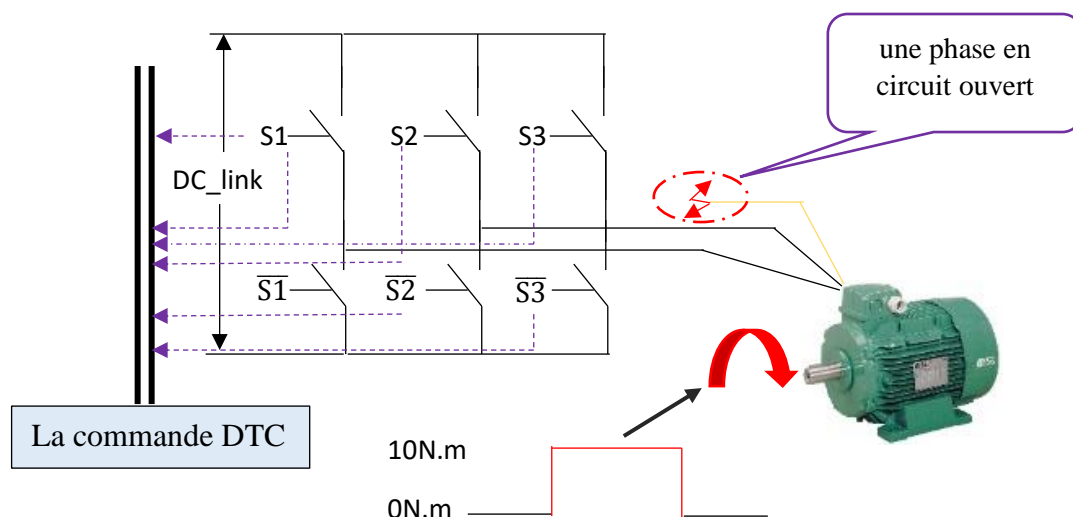
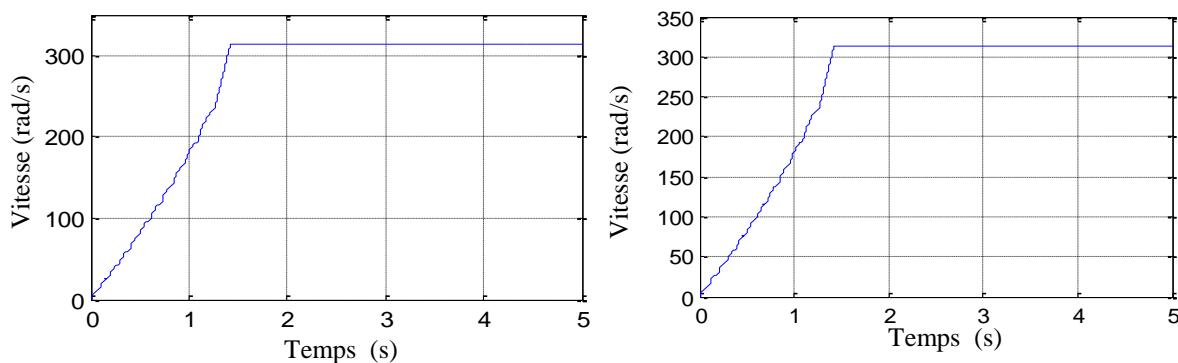


Fig. IV.40. Présentation de l'association machine onduleur commandée par la méthode DTC avec une phase défectueuse

La figure IV.41 montre les résultats de simulation à vide et en charge de la machine asynchrone double étoile avec une phase en circuit ouvert au niveau de la première étoile.



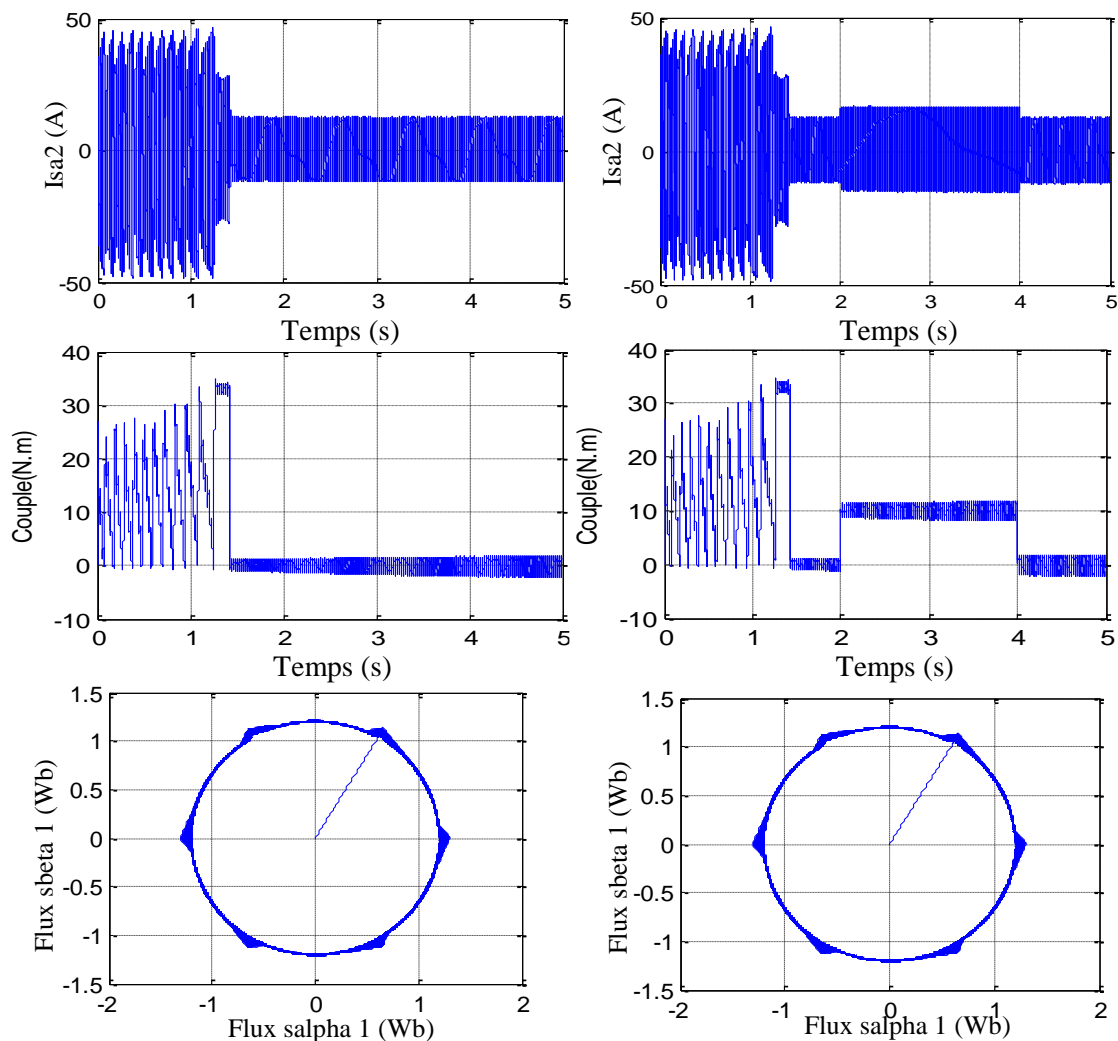


Fig.IV.41.Présentation des résultats de la DTC de la MASDE sans capteur mécanique vis-à-vis un défaut d'ouverture d'une phase.

La figure IV.42 présente l'analyse des harmoniques du courant statorique (I_{sa2}) de la machine asynchrone double étoile en mode dégradé cas d'une phase ouverte.

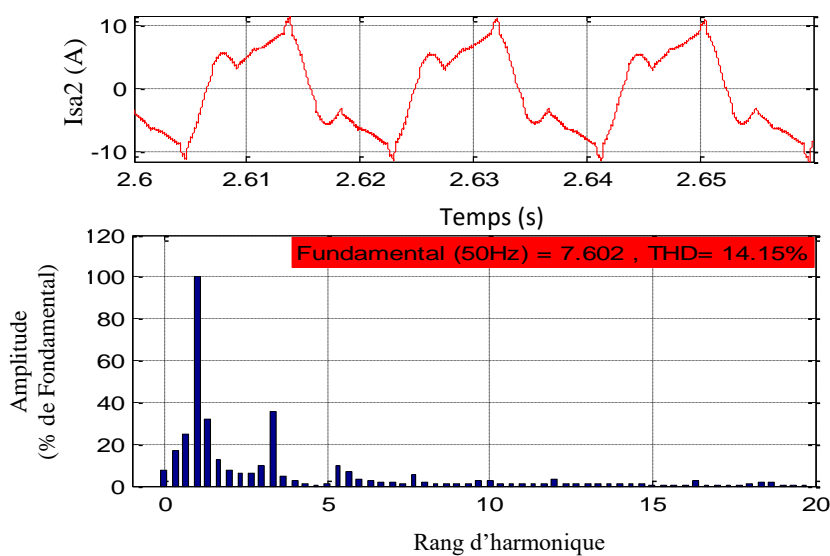


Fig.42. Présentation des harmoniques du courant statorique I_{as2}

IV.4.5.2. Essai avec deux phases en circuit ouvert

La figure IV.43. Montre les résultats de simulation à vide et en charge de la machine asynchrone double étoile avec deux phases en circuit ouvert au niveau de la première étoile.

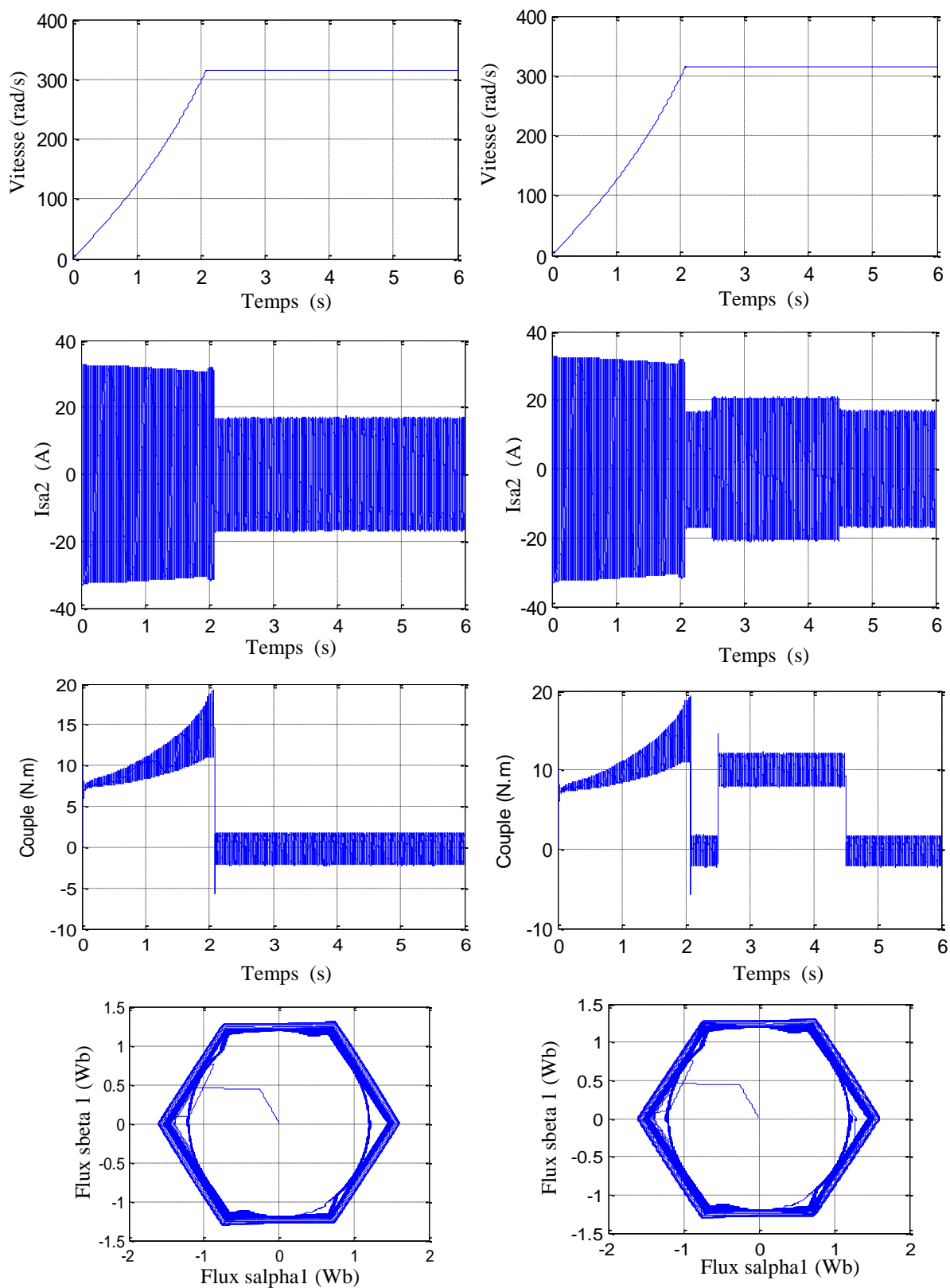


Fig.IV.43. Présentation des résultats de la DTC de la MASDE sans capteur mécanique alimentée par un onduleur avec deux phases ouvertes.

La figure IV.44. Présente l'analyse des harmoniques du courant statorique (I_{sa2}) de la machine asynchrone double étoile en mode dégradé (une phase en court-circuit) .

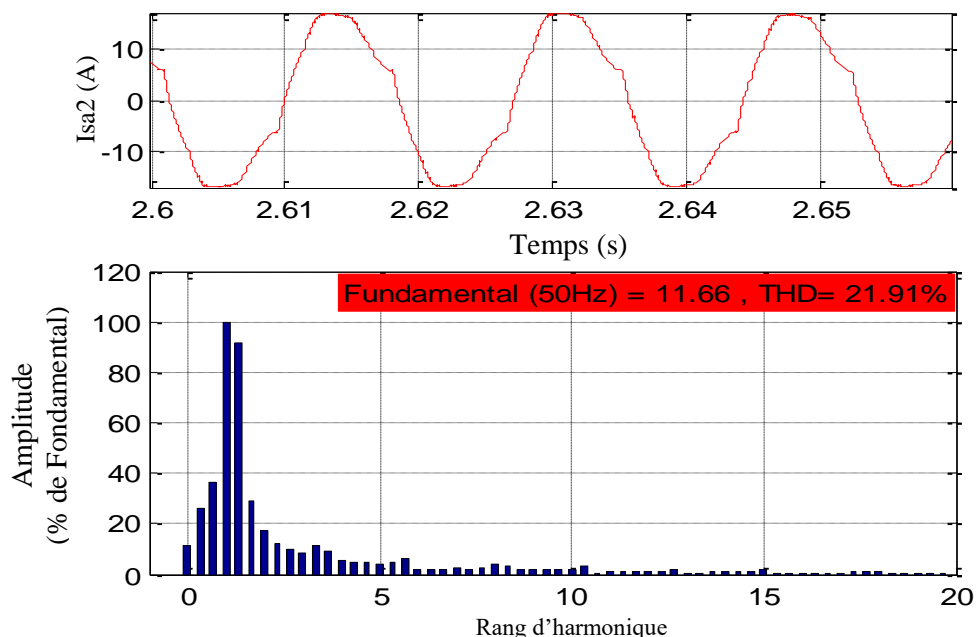


Fig.IV.44. Présentation des harmoniques du courant statorique I_{sa2} de la MASDE en mode dégradé (deux phases ouvertes)

IV.4.5.3. Essai avec une phase en court-circuit

Le deuxième type de défaut étudié dans cette partie est correspondant à une seule phase en court-circuit et deux phases en court-circuit consécutivement. De la même manière en gardant la même méthode de commande et agissant sur le modèle de la machine asynchrone double étoile pour simuler le défaut. La figure IV.45. Présente l'association onduleur-machine avec une phase en court-circuit.

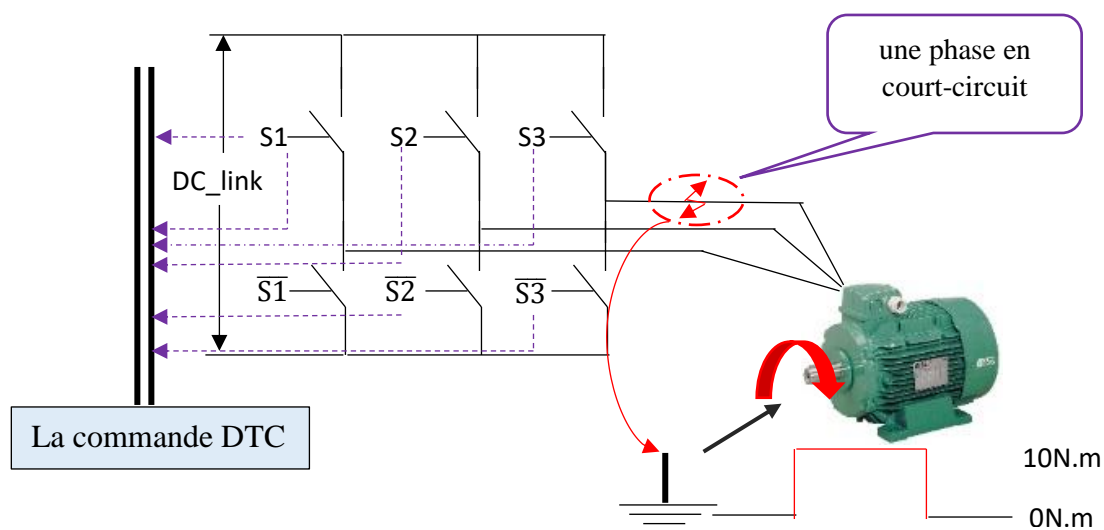


Fig.IV.45. Présentation de l'association machine onduleur commandée par la méthode DTC avec une phase en court-circuit.

La figure IV.46. Montre les résultats de simulation à vide et en charge de la machine asynchrone double étoile alimentée par un onduleur avec une phase en court-circuit.

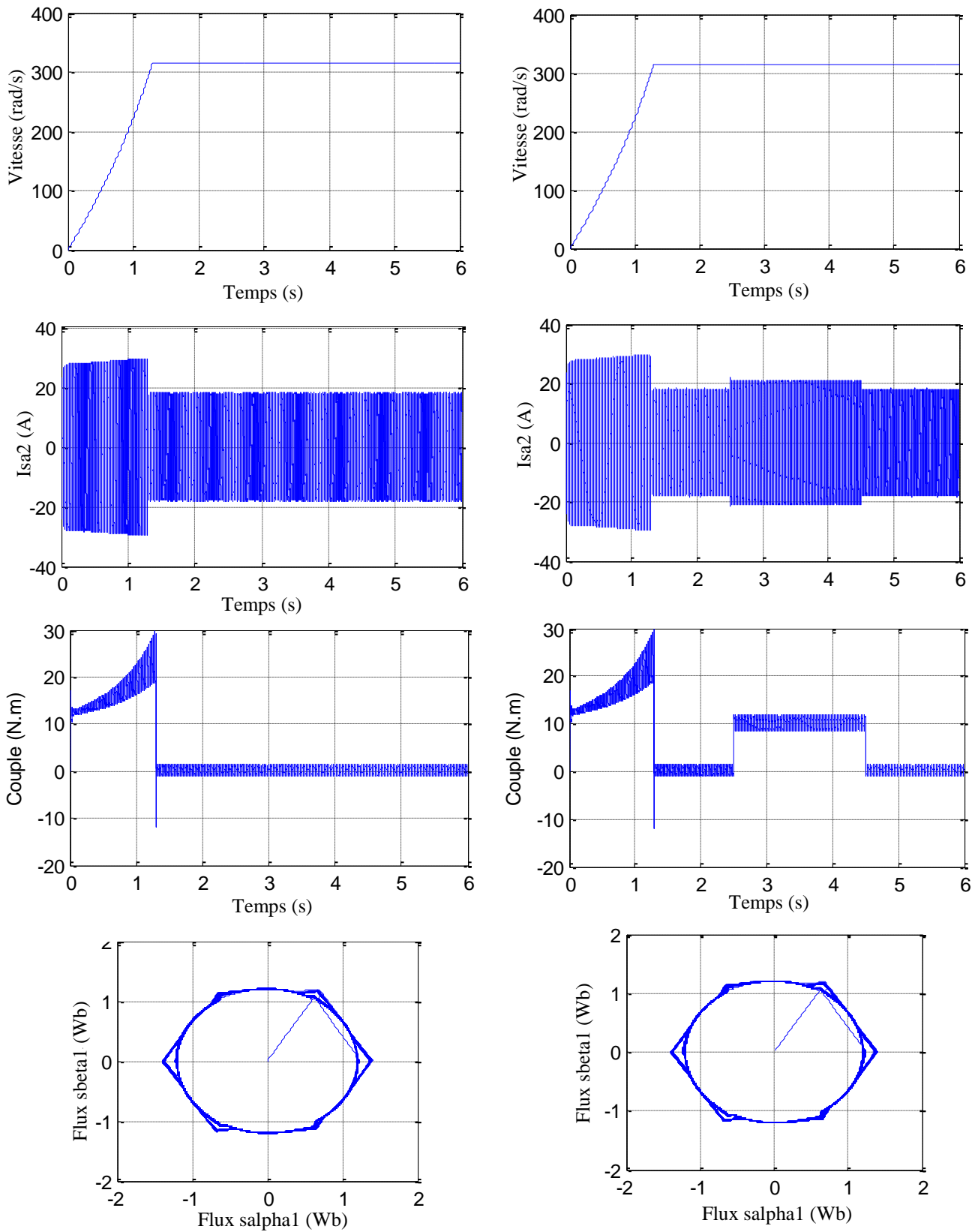


Fig. IV.46. Présentation des résultats de la DTC de la MASDE sans capteur mécanique alimentée par un onduleur avec une phase en court-circuit.

La figure IV.47. Présente l'analyse des harmoniques du courant statorique (I_{sa2}) de la machine asynchrone double étoile en mode dégradé (une phase en court-circuit).

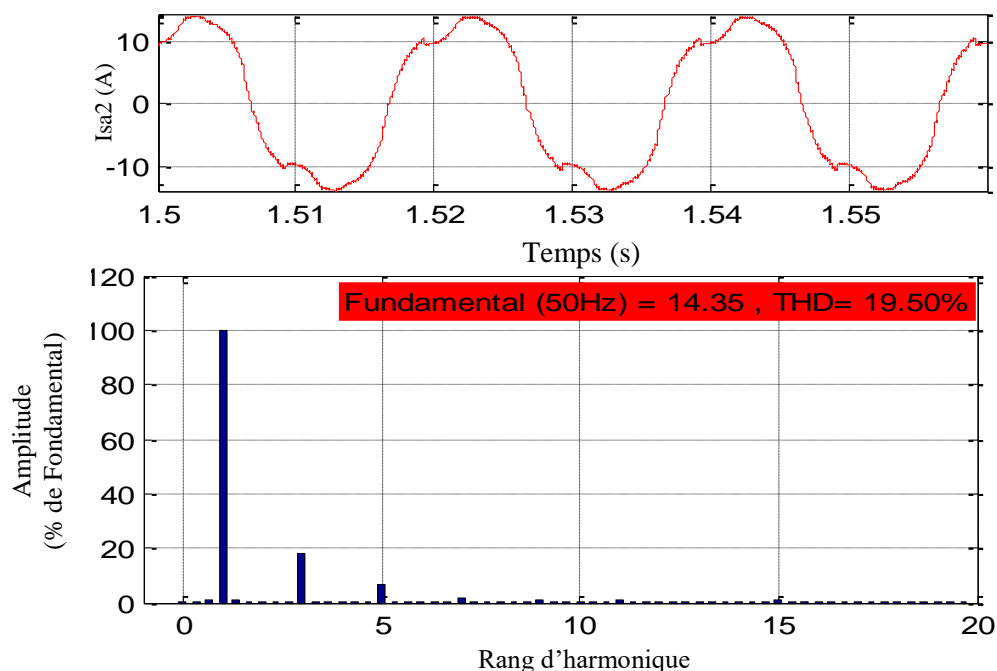
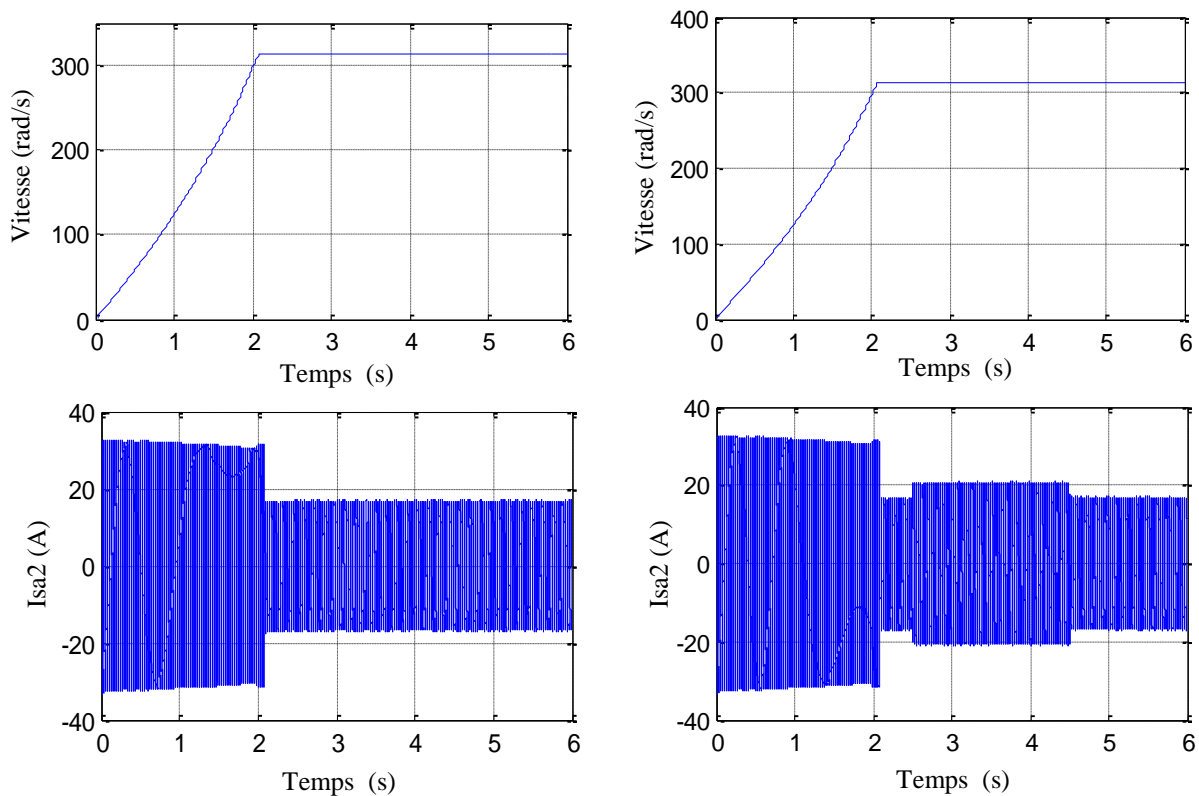


Fig.IV.47. Présentation des harmoniques du courant statorique I_{sa2} de la MASDE en mode dégradé (une phase en court-circuit)

IV.4.5.4. Essai avec deux phases en court-circuit

La figure IV.48. Montre les résultats de simulation à vide et en charge de la machine asynchrone double étoile avec deux phases en court-circuit.



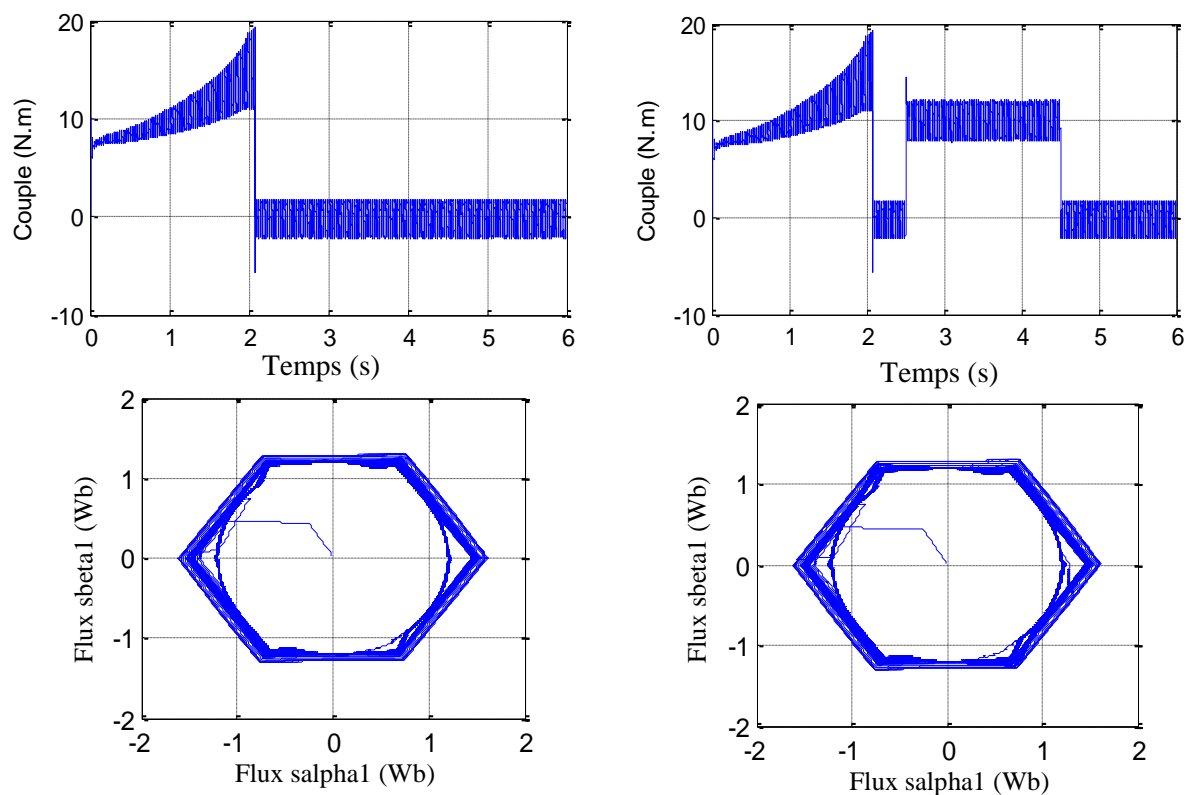


Fig. IV.48. Présentation des résultats de la DTC de la MASDE sans capteur mécanique alimentée par un onduleur avec deux phases en court-circuit.

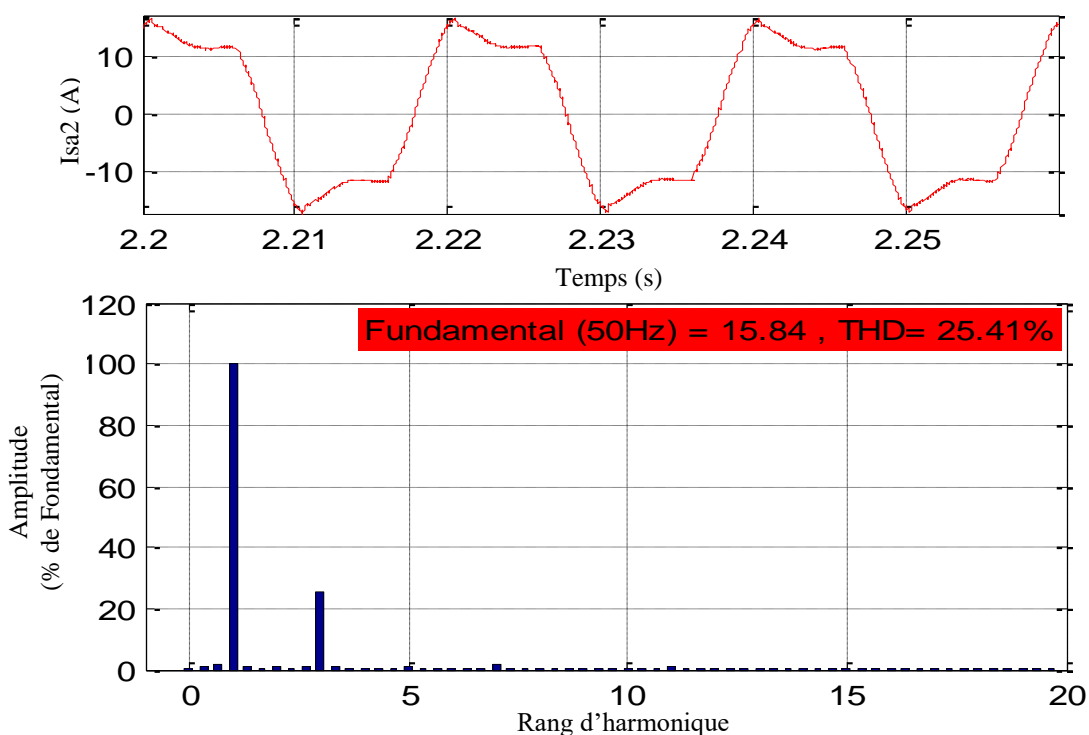


Fig.IV.49.Présentation des harmoniques du courant statorique I_{sa2} de la MASDE en mode dégradé (deux phase en court-circuit)

IV.4.6. Interprétation des résultats

Les figures IV.41-IV.49. Montrent les performances des résultats en simulation de la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement en mode dégradée, ces figures montrent le comportement de la machine avec une phase ouvert, deux phases ouvert respectivement au niveau de la première étoile. À travers ces résultats de simulation nous avons fait les remarques suivantes :

- La machine continue la production du même couple électromagnétique mais avec des ondulations de valeur deux à quatre fois de la valeur du couple en fonctionnement normale et un courant statorique plus élevé par rapport au courant nominal afin de compenser la chute de tension résultant de l'ouvertures des phases ;

- La machine a atteint la vitesse de consigne mais avec un temps de retard de 1.4s. dans le cas d'ouverture d'une seul phase ;

- La machine atteint la vitesse nominale après un temps de 2.1 (sec) dans le cas d'ouverture des deux phases ;

- Un taux de distorsion harmonique important du courant statorique égale à 14.25% et 21.91% relative au problème d'ouverture d'une phase et l'ouverture des deux phases respectivement ;

- La trajectoire du flux statorique suit sa valeur de référence 1.2 (web) et n'est plus circulaire dans le cas d'ouverture des deux phases ;

- La trajectoire du flux statorque a été affectée par ce mode de fonctionnement.

Les figures IV.47-IV.50 montrent les performances des résultats en simulation de la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement en mode dégradé, ces figures présentent le comportement de la machine avec une phase en court-circuit et avec deux phases en court-circuit respectivement. À travers ces résultats de simulation nous pouvons ajouter la remarque suivante ;

- Le taux de distorsion harmonique du courant statorique est plus élevé si l'on compare à celui du défaut d'ouverture des phases, cette fois est de valeur égale à 19.50% et 25.41% relative au problème de court-circuit d'une phase et de court-circuit des deux phases respectivement.

Ces résultats montrent que les problèmes d'ouverture ou de court –circuit d'une phase ou deux phases au niveau de la machine MASDE peuvent être admis sans reconfigurer la commande.

IV.7. Conclusion

Dans le chapitre quatre nous avons étudié en simulation l'estimation de la vitesse rotorique et son réglage par l'utilisation des intelligences artificielle.

En premier lieu nous avons commencé par l'estimation de la vitesse rotorique utilisant la méthode MRAS classique, basée sur la comparaison entre les sorties des deux estimateurs :

- Le premier estimateur, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse rotorique) qui est considéré comme modèle de référence.
- Le deuxième estimateur est le modèle ajustable, ce dernier utilise la vitesse rotorique (la vitesse estimée) afin de minimiser l'erreur.

L'erreur entre les deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Dans la première partie de ce chapitre nous avons ajusté les gains du mécanisme avec les méthodes classique, puis dans la deuxième partie nous avons utilisé les réseaux de neurones. Ci-dessous un tableau récapitulatif sur les résultats obtenus.

Estimateurs Observations	MRAS classique	MRAS neuronale
Au démarrage	Présence des oscillations de valeur importante	Suit exactement la consigne
Cas de changement de sens	Suivre la vitesse de consigne	Suit la vitesse de consigne
Vitesse nominal	Suivre la vitesse de consigne	Suit la vitesse de consigne
Exigence de commande	Aucune	Capacité de calcul importante

Tab.IV.1 : Comparaison entre l'estimateur MRAS classique et celle du MRAS neuronale

Le même chapitre a traité le problème de réglage de la vitesse rotorique. Nous avons choisi le correcteur Intégral proportionnel IP car ce dernier est essentiellement différent du correcteur PI par le fait qu'il ne présente pas de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée, annule le problème de dépassement et donne de très bons résultats.

Le réglage par l'utilisation de la logique floue fait l'objet du deuxième type de régulateur de vitesse utilisée dans la troisième partie de ce chapitre, un modèle a été étudié et des résultats ont été présentés.

À la fin de ce chapitre nous avons étudié en simulation le fonctionnement de la machine asynchrone en mode dégradé (la machine subit un problème d'ouverture ou de court-circuit d'une seule phase ou deux phases en même temps), d'où nous avons démontré que ce type de machine peut être utilisé dans certaines applications qui exigent plusieurs modes de fonctionnement, sans avoir besoin a aucun type de reconfiguration de la loi de commande. Des résultats ont été présentés sur le tableau ci-dessous qui présent un récapitulatif des résultats obtenus :

Type de défaut	Ouverture d'une phase	Ouverture de deux phases	Une phase en court-circuits	Deux phases en court-circuits
Taux de distorsion	14.25%	21.91%	19.50%	25.41%
Temps de réponse	1.4 (sec)	2.1 (sec)	1.25 (sec)	2.2 (sec)
Courant de démarrage	7 x In	6 x In	6 x In	6 x In
La forme du courant	Pseudo sinusoïdale	Pseudo sinusoïdale déformé	Pseudo sinusoïdale	Pseudo sinusoïdale déformé
Ondulation du couple	Importante	Importante	Importante	Importante
La forme du flux dans repère (α, β)	Circulaire	Non circulaire	Circulaire	Non circulaire

Tab.IV.2 : Récapitulatif des résultats obtenus face aux défauts de la MASDE

Conclusion générale

Le présent travail a porté sur la commande directe du couple sans capteur mécanique, appliquée à la machine asynchrone double étoile par l'utilisation des techniques de l'intelligences artificielles. L'apport principal de cette recherche consiste dans le développement de méthodologies de commande par l'utilisation des intelligences artificielles dont l'objectif est l'amélioration de la commande des différentes parties :

- 01^{er} Partie. Commande des interrupteurs des deux onduleurs de tension dont l'amélioration de la commande directe du couple classique par l'utilisation des réseaux de neurones et la logique floue ;
- 02^{eme} Partie. Estimation de la vitesse rotorique à base de la méthode MRAS classique et neuronale ;
- 03^{eme} Partie. Réglage classique de la vitesse rotorique et à base de la logique floue.

Dans le premier chapitre nous avons commencé par aborder la modélisation de la machine asynchrone double étoile sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, afin d'obtenir une forme de représentation conforme avec la modélisation de la commande directe du couple. La modélisation de l'ensemble machine-onduleur, a permis l'obtention d'un modèle triphasé, réduit à son tour en modèle biphasé suite à l'application de la transformation de Park. Les résultats des simulations de l'association onduleur- machine ont servi à l'observation des différentes performances lors de son démarrage et ont montré l'existence d'un fort couplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande de la machine asynchrone double étoile via la stratégie de la commande directe du couple. Une présentation théorique de la commande vectorielle a été établie, dont l'objectif était l'justification du phénomène du découplage entre le flux et le couple électromagnétique. Dans la deuxième partie du même chapitre une étude détaillée de la commande directe du couple a été faite avec laquelle nous avons expliqué le principe de cette stratégie et nous avons présenté ses avantages et ses inconvénients.

À la fin de cette partie nous avons discuté les résultats de simulations, à travers lequel nous avons défini les différents points à améliorer dans le troisième chapitre.

Pour d'améliorer la stratégie de la commande directe du couple, nous avons fait appel aux techniques de l'intelligence artificielle dans le troisième chapitre.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons utilisé la logique floue pour remplacer la table de sélection des états des interrupteurs de l'onduleur. Nous avons exposé les bases théoriques et les fondements de la logique floue, ainsi que la structure d'une commande basée sur cette approche.

La justification du choix de la logique floue pour améliorer la commande direct du couple réside sur la non nécessité d'une modélisation du système à régler et la possibilité d'implémenter des connaissances (linguistique) de l'opérateur de processus,

Les 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) font l'objet de la deuxième amélioration dans la deuxième partie de ce chapitre.

Les résultats qui ont été présentés à la fin de ce chapitre, montrent les améliorations apportées. Il s'agit d'un système d'apprentissage capable de représenter la table de sélection de la commande directe du couple classique sans passage par le problème de tâtonnement (le problème majeur de la logique floue).

Dans le quatrième chapitre nous avons étudié théoriquement et par simulation la partie de commande directe du couple sans capteur mécanique.

Premièrement, nous avons utilisé les modèles du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile, basés sur les deux formes courant/tension, des explications sur ces estimateurs ont été données. Ensuite, nous avons étudié par simulation les estimateurs de vitesse de type MRAS, dans ce type d'estimateurs, la vitesse est obtenue à travers un mécanisme d'adaptation. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous avons remplacé le mécanisme d'adaptation par un mécanisme neuronal.

Les résultats de simulation présentés dans la fin de cette partie justifient le choix de l'architecture du réseau de neurones qui a été utilisé.

La troisième partie du quatrième chapitre a traité le réglage de la vitesse par le régulateur IP classique et PI floue.

Face aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations nous avons proposé d'étudier par simulation deux types de régulateurs. 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. Cependant, l'utilisation de l'intelligence artificielle (la logique floue), nécessitent un niveau très avancé d'expertise sur le système à contrôler, tout en sachant qu'elles ont donné de très bons résultats. À la fin de cette partie nous avons étudié en simulation le fonctionnement de la machine asynchrone en mode dégradé où nous avons

démontré que ce type de machine peut être utilisé dans certaines applications qui exigent plusieurs modes de fonctionnement.

À la fin de cette thèse nous pouvons conclure que :

L'utilisation de l'intelligence artificielle au niveau de la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique a montré par simulation de très bons résultats. Cependant la nécessité de l'expérience d'un expert, la grande capacité de calcul et la difficulté de soumettre ces techniques dans un modèle mathématique, ont ouvert un champ très intéressants pour la recherche dans le domaine de la commande des systèmes.

Comme future perspective, on propose :

- Planter sur un banc expérimental, la validité des méthodes proposées dans ce travail ;
- Utilisation des onduleurs multi niveaux pour augmenter le nombre de

Vecteurs tensions utilisés ;

- Comparaison entre l'alimentation par des onduleurs multi niveaux et celle des onduleurs matriciels ;

- Application d'autres techniques de commande, telles que ;

La commande adaptative, les algorithmes génétiques, Neuro-Floue, linéarisation par le retour d'état ;

- Etude comparative entre le fonctionnement dégradé des machines asynchrone double étoile et les machines synchrone double étoile ;

- Etude et réalisation d'une commande de détection des défauts au niveau des deux parties, la partie de la commande et celle de la puissance d'une machine asynchrone double étoile utilisée dans un système de traction ferroviaire électrique par l'utilisation l'intelligence artificielle.

Bibliographie

- [1] **Y. Crévits**, «Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation», Université des Sciences et Technologies de Lille, Thèse de doctorat, 2010.
- [2] **X. Kestelyn**, «modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles convertisseur-machine polyphasées», thèse de doctorat de l'université de lille 1, 2003.
- [3] **C. Canudas**, «Modélisation contrôle vectoriel et DTC», Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [4] **A. Chapuis, D. Roye, S. Courtine**, «Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique», Journal de Physique, III n°6, France, juin 1995.
- [5] **J. Luis**, «commande d'actionneurs électriques synchrone et spéciaux », 2011 lavoisier.
- [6] **E. Klingshirn**, «High phase order induction motors-part I- description and Theoretical considerations », IEEE Trans. Power App.Syst, Vol.PAS-102, no.1, pp.47-53 ,Jan 198.
- [7] **D. Hadiouche**, «Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, I.2001.
- [8] **T. Lipo**, «Ad-q Model for six phase induction machines. », Proc.ICEM'80, pp.860-867, Athens, Greece, 1980.
- [9] **E. Ward, H. Harer**, «Preliminary investigation of an inverter-fed 5- phase induction Motor. », Proceeding .IEE, Vol.116, No.6, pp.980-984, June 1969.
- [10] **M. Abbas, R. Christen, T. Jahns**, «Six-phase source inverter driven induction motor »IEEE transactions on Industry Applications, vol. IA-20, N°5, September jooctober 1984, pp 1251-1259.
- [11] **R. Abdessemed**, « Modélisation et simulation des machine électriques », ellipses, 2011.
- [12] **J. Ghouili** , «Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec estimation de la vitesse par les réseaux de neurones », université du québec .2005.
- [13] **D. Roger**, «la machine asynchrone double étoile régimes transitoires alimentation a fréquence variable.», thèse de doctorat l'université des sciences et technologies de Lille, 1993

- [14] **A. Meroufel**, «Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique», thèse de doctorat, université D.Liabes, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2004.
- [15] **J. Lesenne, F.Notelet, G.Seguir**, «Introduction à l'électrotechnique approfondie, Technique et Documentation», 1981, 247p.
- [16] **M. Pinard**, «Commande électronique des moteur électrique.», dunod, ISBN 2 10 005326 4,pp53-70, 2004.
- [17] **M. Koteich**, «Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique », Thèse de doctorat de L'Université Paris-Saclay Préparée à Centrale Supélec, 2016.
- [18] **J. Louis**, «Modélisation des machines électrique en vue de leur commande», Lavoisier, 2004.
- [19] **M. Moussa**, « Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage» Thèse de doctorat présentée à l'université du Québec à trois-rivières» 2008.
- [20] **J. Louis**, « Commande rapproches des convertisseurs statique »,1. Lavoisier 2009.
- [21] **J. Sheng, F. Peng**, «Multilevel converters-a new breed of power converters» Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.32, no.3, pp.509, 517, May/Jun 1996.
- [22] **A. Asbafkan, B. Mirzaeeian, M. Niroomand, H. Zarchi**, «Frequency adaptive repetitive control of grid connected inverter for wind turbine applications », Electrical Engineering (ICEE), 2013 21st Iranian Conference on , vol., no., pp.1,6, 14-16 May 2013.
- [23] **S. Fernandez**, «Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau », Thèse de doctorat, Université Lille 1, Nord de France, 2013.
- [24] **C. Krishna, P. Sree**, «Analysis, Simulation & Comparison of Various Multilevel Inverters Using Different PWM Strategies», IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 9, no. 2, PP 54-65, 2014.
- [25] **F. Brichant**,«Les onduleurs autonomes. Conception et applications industrielles», Editions Dunod, Bordas, Paris, 1982.
- [26] **G. Seguir**, « Electronique de puissance», Dunod-Paris, 2004.
- [27] **A. Miloudi**, «Etude et conception de régulateurs robuste dans différentes stratégies de commande d'un moteurs asynchrone», thèse doctorat U.S.T.Oran, 2006.

- [28] **E. Manmasson**, «Commande rapprochée de convertisseur statique », 1 : lavoisier, 2009.
- [29] **W. Leonard**, «Control of Electrical Drives», Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [30] **K. Bimal**, «Modern Power Electronics and AC Drives», Prentice Hall. Upper Saddle River, NJ, 2001.
- [31] **P. Vas**, «Vector Control of AC Machines», Oxford science publications, New York, 1990.
- [32] **I. Boldea , S. Nusar**, «Vector Control of AC Drives», CRC Press, Boca, FL, 1997.
- [33] **G. Grillet, G. Clerc**, « Actionneurs Électriques Principes, Modèles et Commande» , Editions Eyrolles ,1996.
- [34] **K. Rajashekara, A.Kawamura , K. Matsuse**, «Sensorless Control of AC Motors Drives, Speed and Position Sensorless Operation», IEEE Press New York, 1996.
- [35] **P. Vas**, «Parameter Estimation, condition, Monitoring, Diagnosis of Electrical Machines», Oxford University Press Inc, New York, 1993.
- [36] **P. Vas**, «Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives», Oxford science publications, New York, 1999.
- [37] **R. Husson**, «Méthode de commande des machines électrique», Lavoisier, 2003.
- [38] **B. Robyns**, «Commande vectorielle de la machine électrique asynchrone», éditions techniques, Paris, 2007.
- [39] **R. Husson**, «Méthode de commande des machines électrique», Lavoisier 2003.
- [40] **P. Vas**, «Sensorless Vector and Direct Torque Control», Oxford university press, 1998.
- [41] **J. Caron & J. Hautier**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », éditions Technip, 1995.
- [42] **I. Takahashi, Y.Ohmori**, «High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor », Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2 , on page(s): 257-264.
- [43] **I. Takahashi, T. Noguchi**, «Take a Look Back Upon the Past Decade of Direct Torque Control», IECON. 23rd International Conference on Vol 2, Issue, 9-14 Nov 1997 Page (s): 546 – 551.
- [44] **M. Depenbrock**, «Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction Machine», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N°. 2, October, 1988.
- [45] **Y. Chapuis**, «Contrôle Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique », Thèse Doctorat INPG, génie électrique.

- [46] **D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani**, «Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct Torque of induction machines», *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON* apos; Vol 1, Issue, 5-9 Sep 1994 Page(s):299 – 304.
- [47] **I. Takahashi, T. Noguchi**, «A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor», *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(5), 1986.
- [48] **A. Pujol**, «Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors», Thesis Université Polytechnic de Catalunya Terrassa, Novembre, 2000.
- [49] **L. Zadeh**, «Fuzzy sets, Information and Control», *Wseas, Transactions on Systems and Control*, vol. 6, pp. 990-996, May 2007.
- [50] **C. Won, S. Kim; B. Bose**, «Robust position control of induction motor using fuzzy logic control», in *IEEE-IAS Meet.*, pp. 472-481, 1992.
- [51] **S. Mir, D. Zinger, M. Elbuluk**, «Fuzzy Controller for Inverter Fed Induction Machines», in *IEEE IAS Annu. Rec.*, pp. 464-471, 1992.
- [52] **A. Ibaliden, P. Goureau**, «fuzzy robust speed control of induction motor», in proceeding. *ICEM'96, Pt.III, Vigo, Spain*, pp. 168-173, 1996.
- [53] **B. Bouchon**, «la logique floue et ses application addison Wesley », 1995.
- [54] **T.Takagi, N.Segeno**, «fuzzy identification of system and its applications to modeling and control», *IEEE, trans, on systems Man and Cybernetics Vol Smc-15 (1985)* pp.116-132.
- [55] **T. MINH**, «Commandes numérique de machines asynchrones par logique floue», thèse en vue de l'obtention du grade de PHD, Université de Laval, Faculté des sciences et de génie Québec, soutenue en décembre , 1997.
- [56] **L. Foulloy, S. Galichet, A. Titli**, «Commande floue», Lavoisier-Paris 2003.
- [57] **S. Galichet, L. Foulloy**, «Fuzzy Controllers: Synthesis and Equivalences», *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 3, No. 2, PP. 140-148, May 1995.
- [58] **D. Son, W. Heo, E. Santi, A. Monti**, «Synergetic control approach for induction motor speed control», *The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, November 2-6-2004, PP.883-887, Busan, Korea.
- [59] **K. Aissa**, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté», Thèse de Doctorat Boumerdès, 2007.
- [60] **C. Altrock, B. Krause**, «Fuzzy Logic and Neuro-fuzzy Technologies in Embedded Automotive Applications», *Proceedings of Fuzzy Logic '93*, pp. A113-1-A113-9.

- [61] **H. Bühler**, « Réglage par logique floue », Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [62] **K. Benmansour**, « Direct Torque Control Strategy (DTC) Based on Fuzzy Logic Controller for a Permanent Magnet Synchronous Machine Drive » Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. 4, No.1, pp. 66~78, 2009.
- [63] **W. McCulloch ,W. Pitts** « What the frog's eye tells the frog's brain » 1959
- [64] **P. Borne, M. Benrejeb, J. Haggège**, «Les réseaux de neurones présentation et applications ». Editions TECHNIP 2007.
- [65] **D. Rumelhart, G. Hinton, R. Williams**, «Learning internal representations by error propagation», Parallel Distributed Processing: Explorations in the Microstructures of Cognition, vol. 1, 1986, p. 318-362.
- [66] **R. Williams, K. Herrup** «The Control of Neuron Number», The Annual Review of Neuroscience 11:423–453 (1988). Last revised, 2001.
- [67] **F. Moutarde**, «Introduction aux Réseaux de Neurones», Centre de Robotique (CAOR), Ecole des Mines de Paris, Mai 2008.
- [68] **E. Gauthier**, «Utilisation des Réseaux de Neurones Artificiel pour la Commande d'un Véhicule Autonome», Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999.
- [69] **A. James, D. Skapura**, «Neural Networks Algorithms, Applications and Programming Techniques», Addison Wesley, 1992.
- [70] **J. Anderson**, «An Introduction to Neural Networks», Bradford - MIT Press, 1995.
- [71] **M. Parizeau**, «Réseaux de neurones», Edition université de Laval, 2004.
- [72] **M. Wlas, Z. Krzeminski**, «Artificial-Neural-Network-Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Motors», IEEE Transactions on energy conversion, Vol. 20, N.3, September 2005.
- [73] **C. Touzet** , « Les réseaux de neurones artificiels Introduction au connexionisme ; cours ; exercices et travaux pratiques », (ESPCI) Paris Juillet 1992
- [74] **R. Sutton, A. Barto**, «Reinforcement Learning: An Introduction», MIT Press, Cambridge, MA, 1998.
- [75] **J. Anderson, E. Rosenfeld**, «Neuro computing: Foundations of Research», MIT Press, Cambridge, 1988.
- [76] **A. James, D. Skapura**, «Neural Networks Algorithms, Applications and Programming Techniques», Addison Wesley, 1992.

- [77] **V. Lemaire, O. Bernier, D. Collobert, F. Clérot**, « Une nouvelle fonction de coût régularisante dans les réseaux de neurones artificiels Application aux réseaux discriminants », France Télécom Recherche et Développement, RIA – 14/2000 CAP'99, pages 287 à 311.
- [78] **L. BOTTOU**, «Une approche théorique de l'apprentissage connectioniste; applications à la reconnaissance de la parole » , PhD thesis, Université de Paris 11, Orsay, France, 1991.
- [79] **Y.LE CUN**, «Modèles connexionnistes de l'Apprentissage »PhD, Université Paris 6, 1987.
- [80] **D. Bertsekas, J. Tsitsiklis**, «Neuro-Dynamic Programming», MA: Athena Scientific, Belmont, 1996, ISBN 1-886529-10-8.
- [81] **M. Hilairet**, «Application des outils du traitement du signal à la commande des machines Tournantes », Thèse de Doctorat de l'Université Amiens, France,2001.
- [82] **I. Al-rouh**, «Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004.
- [83] **G. Salloum**, «contribution à la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation» Thèse de doctorat G.E.E.T . 2007
- [84] **F. Peng, T.Fukao**, «Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors», IEEE Conf. Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 1, 1993, pp. 419-426.
- [85] **F. Jodin**, «Les Réseaux de Neurones: Principes et Définitions », Edition Hermes, 1994.
- [86] **L. Brahim, R. Kurosawa**, «Identification of Induction Motor Speed Using Neural Networks», IEEE PCC, Yokohama, pp. 689-694, 1993.
- [87] **P. Mehrotro, J. Quaiocoe, R. Venkatesan** , «Development of an Artificial Neural Network Based Induction Motor Speed Estimator», Power Electronics Specialists Conference, PESC 1996, pp 682-688.
- [88] **A. Kulkarni, M. El-Sharkawi**, «Speed Estimator for Induction Motor Drives Using an Artificial Neural Network», IEEE PESC, MD2-2. - MD2-2.3, 1998.
- [89] **S. Kouki**, «Apprentissage multi-objectifs de réseaux de neurones pour la prévision des crues», Université Pierre et Marie Curie, École des Mines de Paris & École Nationale du Génie Rural des Eaux et des Forêts 2010.
- [90] **Q. Song**, «Robust Training Algorithm of Multilayered Neural Networks for Identification of Nonlinear Dynamic Systems», IEEE Proc.-Control Theory Appl., Vol. 145, No. 1, pp. 41-46, Janvier 1998.

- [91] **J. Flaus**, «La régulation industrielle», Hermes-Paris 1994.
- [92] **P. Larminat**, «Commande des systèmes linéaire», Hermes-Paris 1993.
- [93] **J. Ziegler, N. Nichols**, «Optimum settings for automatic controllers», Trans. ASME, 64, pp. 759-768, 1942.
- [94] **B. Vaseghi**, «Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entrespires», Thèse de doctorat, GREEN - Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Nancy Université - Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [95] **M. Benbouzid**, «A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, pp. 984-993, October 2000.
- [96] **N. Bianchi, S. Bolognani, M. Pre**, «Strategies for the fault- tolerant current control of a five-phase permanent-magnet motor», IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 43, no. 4, pp. 960-970, July/Aug. 2007.
- [97] **N. Nguyen, D. Flieller, X. Kestelyn, E. Semail**, «Analytical Optimal Currents for Multiphase PMSMs Under Fault Conditions and Saturation», The 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, Dallas, TX-USA, Oct.-Nov. 2014.

Annexes

Paramètres de la machine asynchrone à double étoile

Les paramètres de la MASDE utilisées sont :

Puissance nominale $P_n = 4,5 \text{ kW}$

Tension nominale $V_n = 220/380 \text{ V}$

Courant nominal $I_n = 6.5 \text{ A}$

Résistance du premier enroulement statorique $R_{s1} = 3.72\Omega$

Résistance du deuxième enroulement statorique $R_{s2} = 3.72\Omega$

Résistance rotorique $R_r = 2.12\Omega$

Inductance du premier enroulement statorique $L_{s1} = 0.022 \text{ H}$

Inductance du deuxième enroulement statorique $L_{s2} = 0.022 \text{ H}$

Inductance rotorique $L_r = 0.006 \text{ H}$

Inductance mutuelle $L_m = 0.3672 \text{ H}$

Moment d'inertie $J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$

Coefficient de frottement $K_f = 0.001 \text{ Nms/rd}$

Fréquence nominale $F = 50 \text{ Hz}$

Nombre de paires de pôles $P = 1$

Les paramètres de calculateur

Les paramètres de calculateur sont :

Intel (R) core (TM) i7-3630QM

CPU@ 2.4Ghz2.4Ghz

Installed memory (RAM) 16GB

System type 64 bit operating system * 64 based processor

Outil de simulations et méthode de calcul utilisés

Outil de simulation ; Matlab Simulink version 7.10.0(R2010a)

Paramètres de simulation ; Solver OD4 Range kutta

➤ La figure II.17 présente le modèle Simulink de la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile.

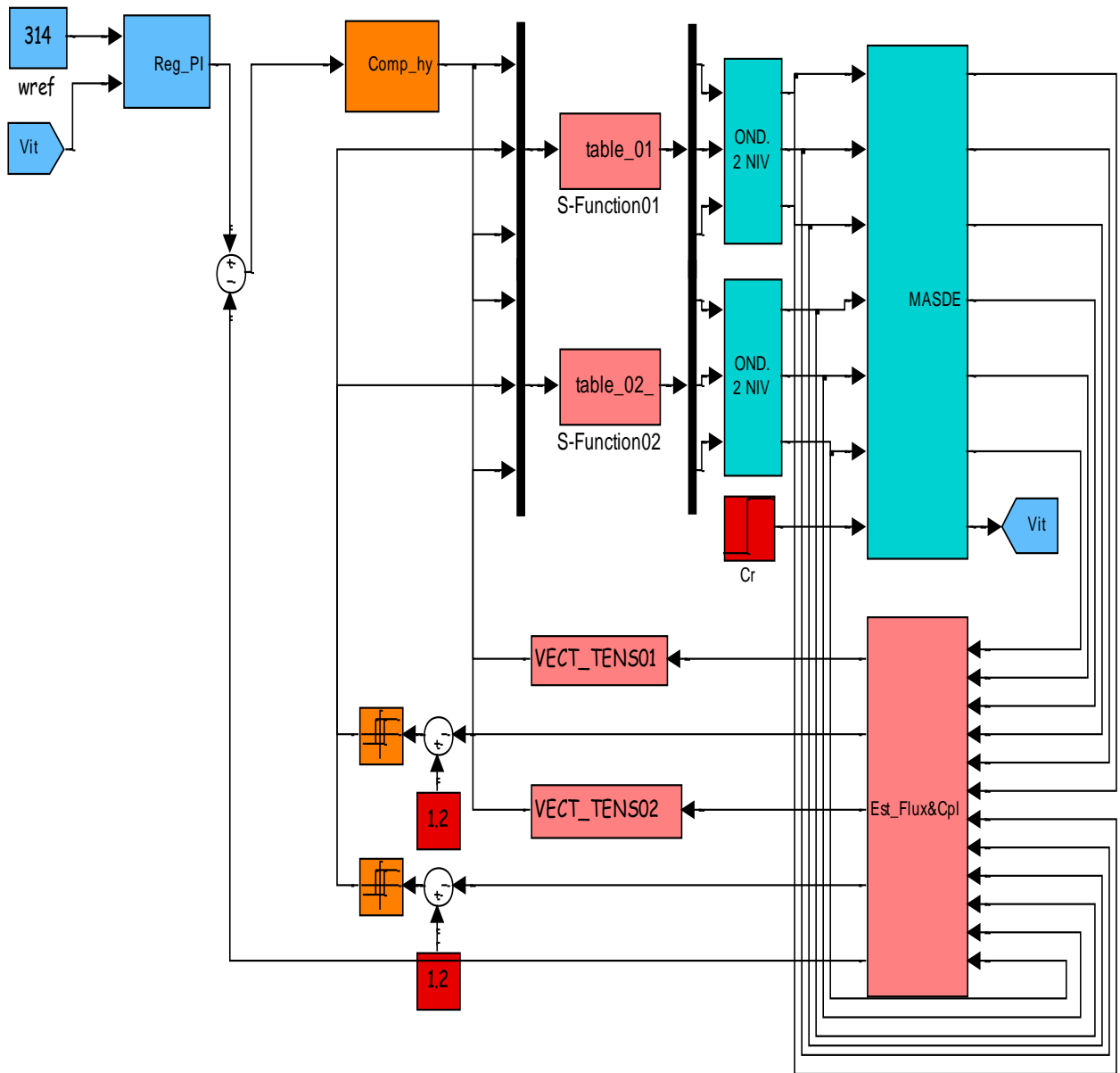


Fig II.17. Présentation du modèle Simulink de la commande direct du couple de la machine asynchrone double étoile

➤ Figure .III.22. présente le modèle Simulink de la commande floue directe du couple de la MASDE

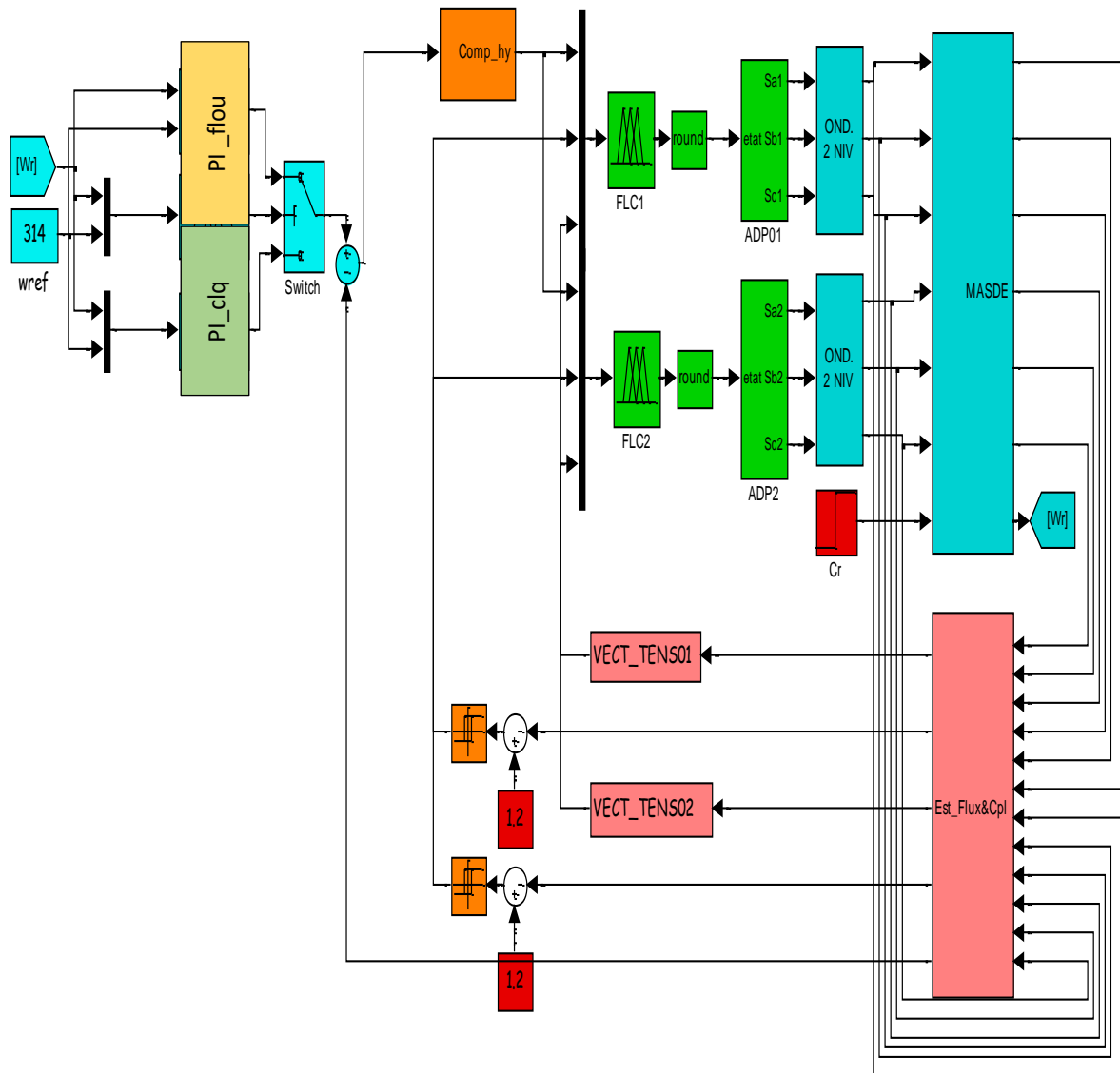
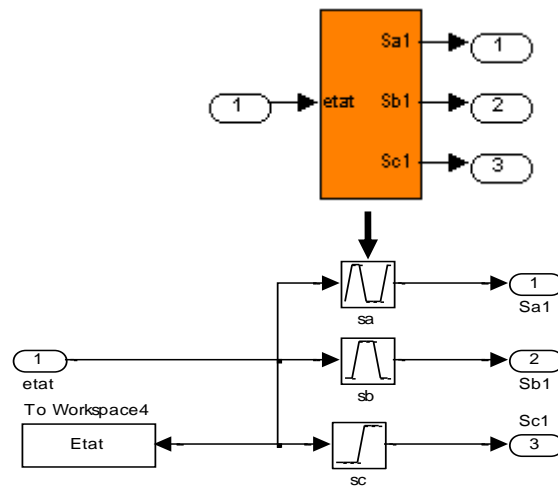


Fig.III.22. Modèle Simulink de la commande floue directe du couple de la MASDE



➤ la figure III.33 présente le modèle Simulink de de la commande directe du couple à base des réseaux de neurones.

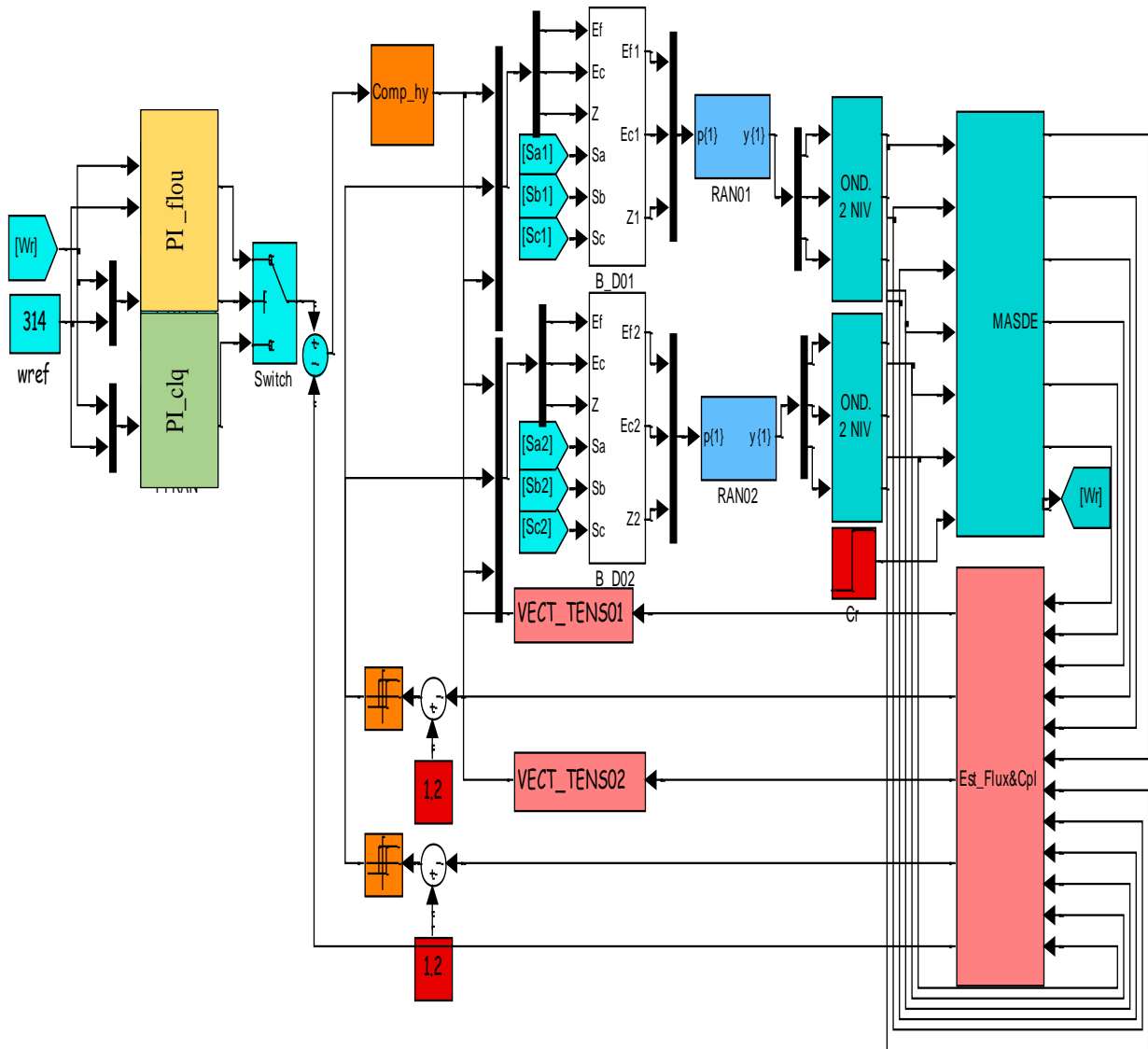
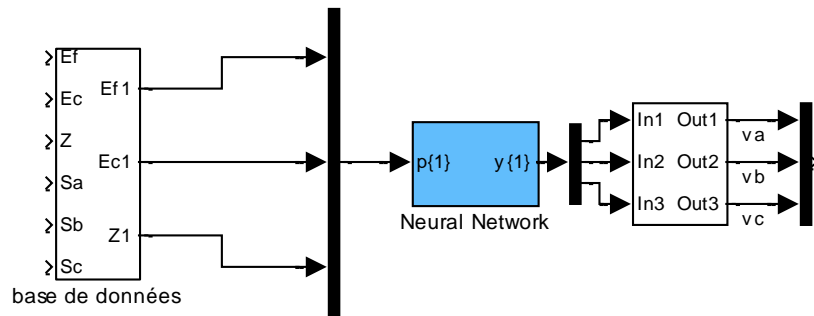


Fig.III.33.Présentation du modèle Simulink de la DTC à base des RN de la MASDE



➤ La figure IV.4 présente le modèle de la commande directe du couple appliqué sur la machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique avec la méthode MRAS.

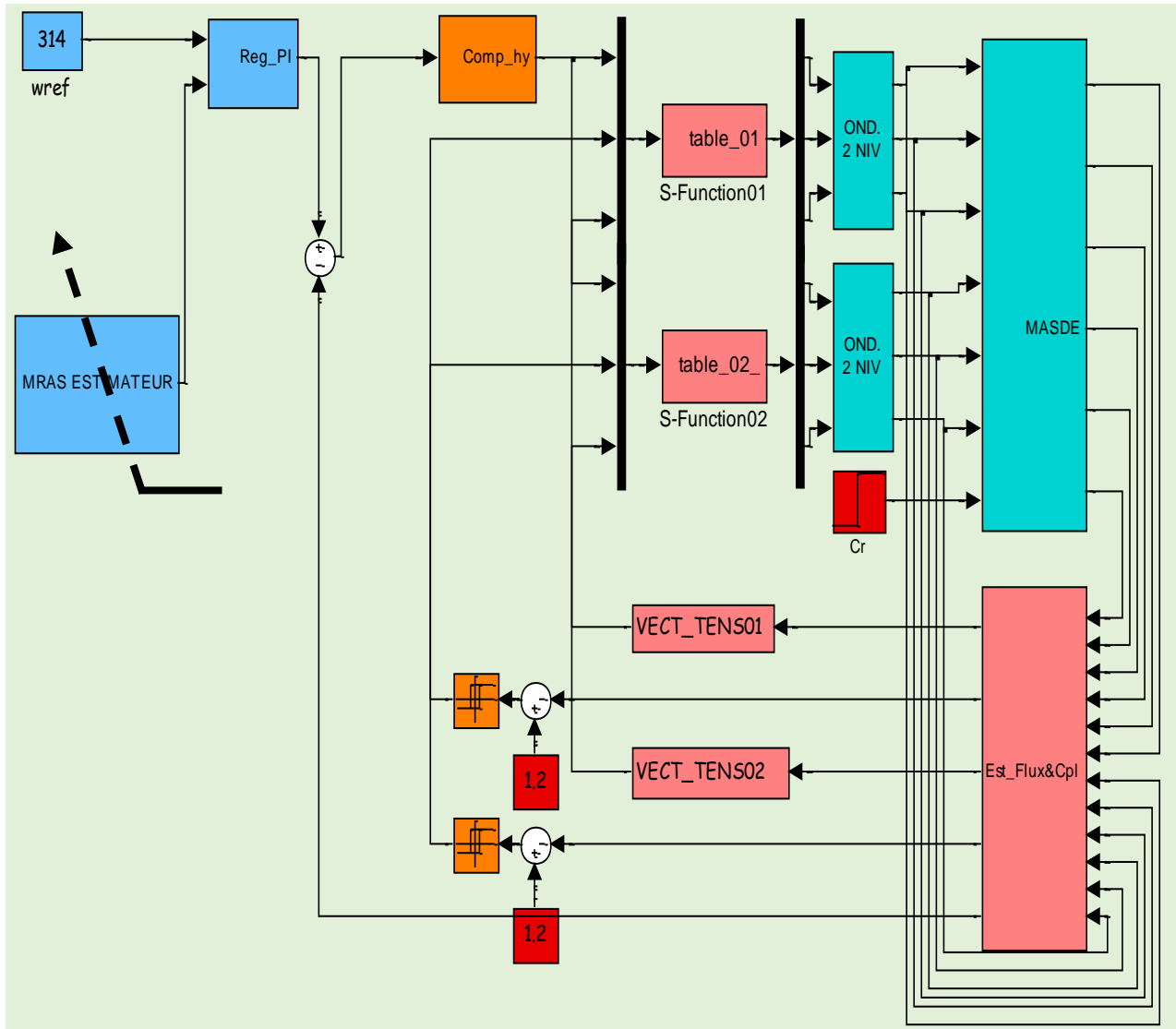


Fig.IV.4. Présentation de la commande directe du couple avec un estimateur de type MRAS de la vitesse rotorique de la MASDE

➤ La figure IV.10 présente le modèle Simulink de la commande directe du couple avec estimateur de vitesse neuronal.

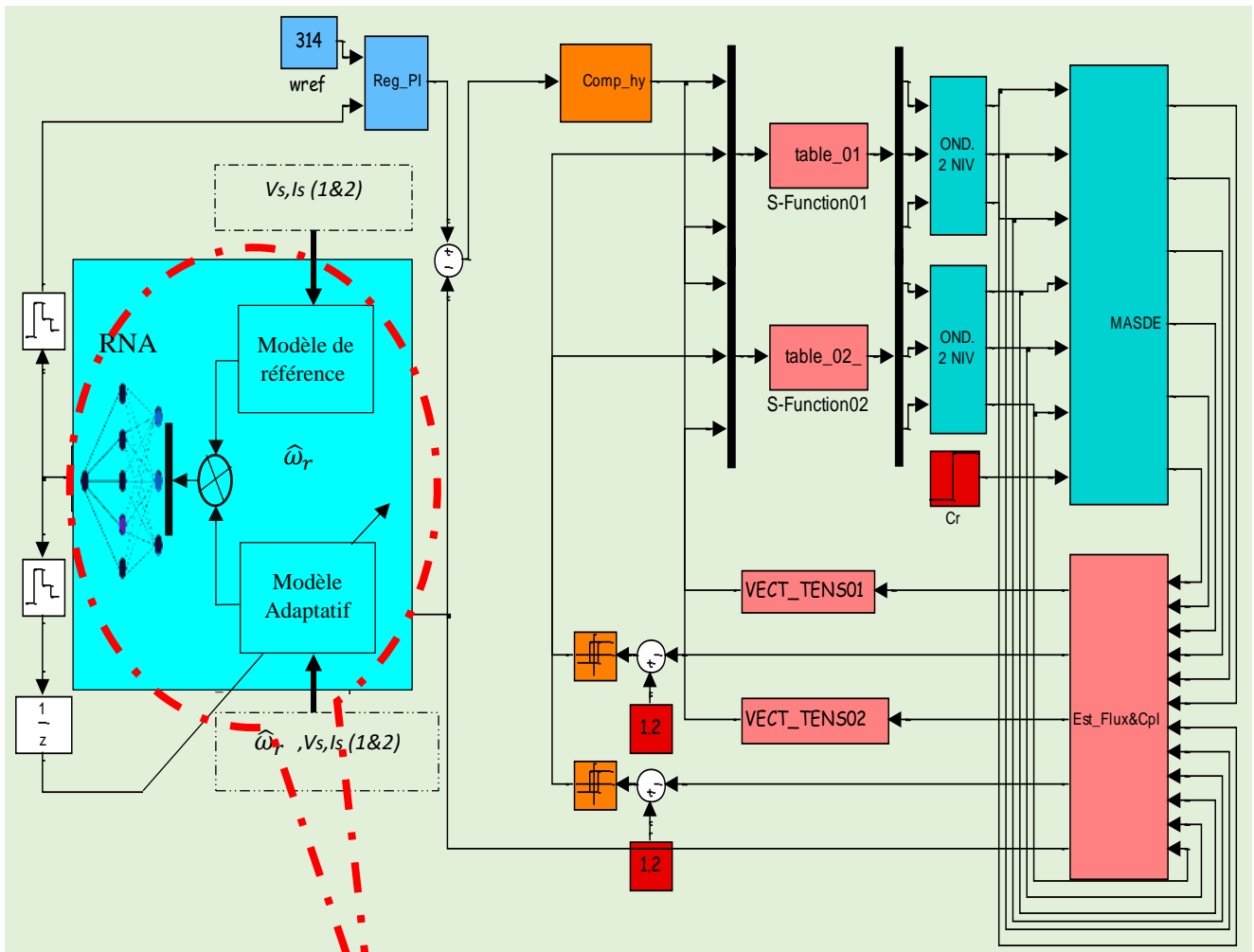
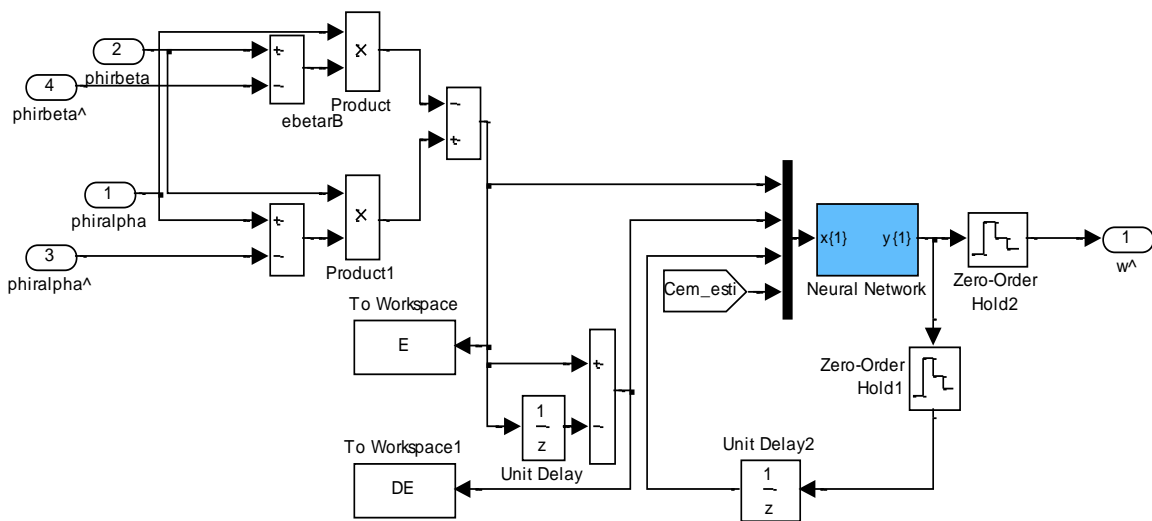


Fig.IV.10. Présentation de la commande directe du couple avec un estimateur neuronal de vitesse



➤ La figure suivante présente le modèle Simulink de la commande directe du couple avec estimateur de vitesse neuronal.

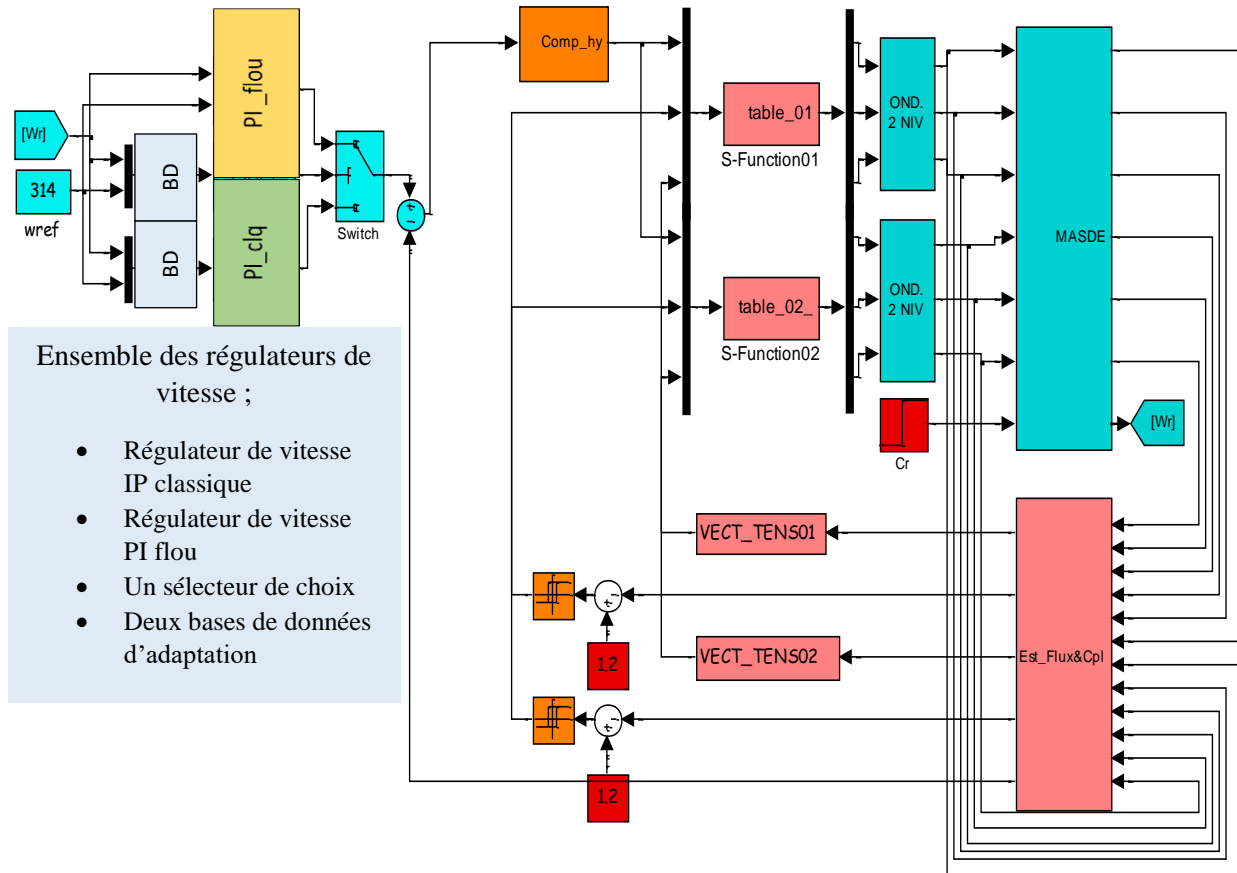
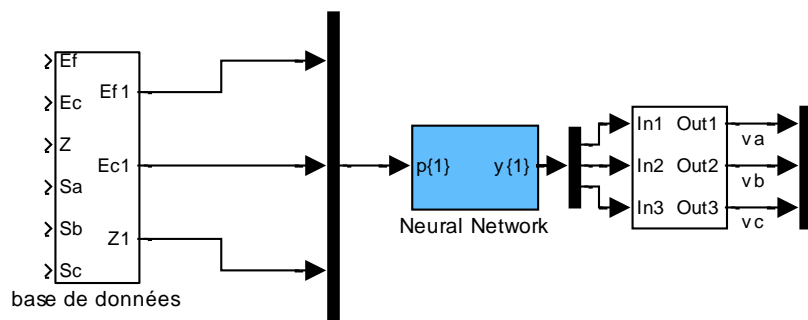
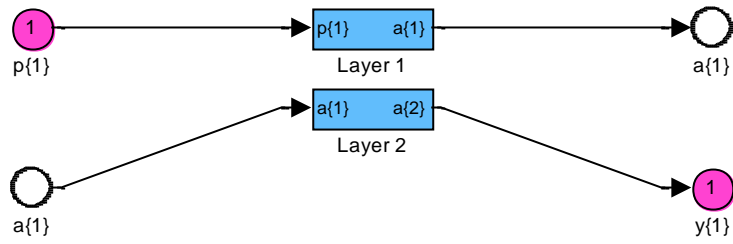


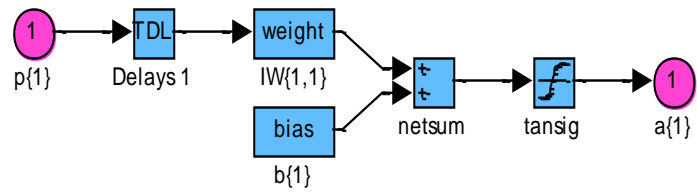
Fig.IV.29. Présentation de la commande directe du couple avec les deux types de régulateurs de vitesse

- Réseau de neurone utilisé dans la DTCN

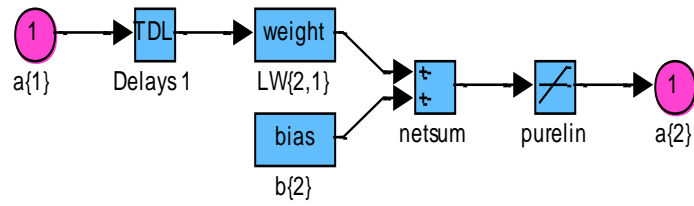




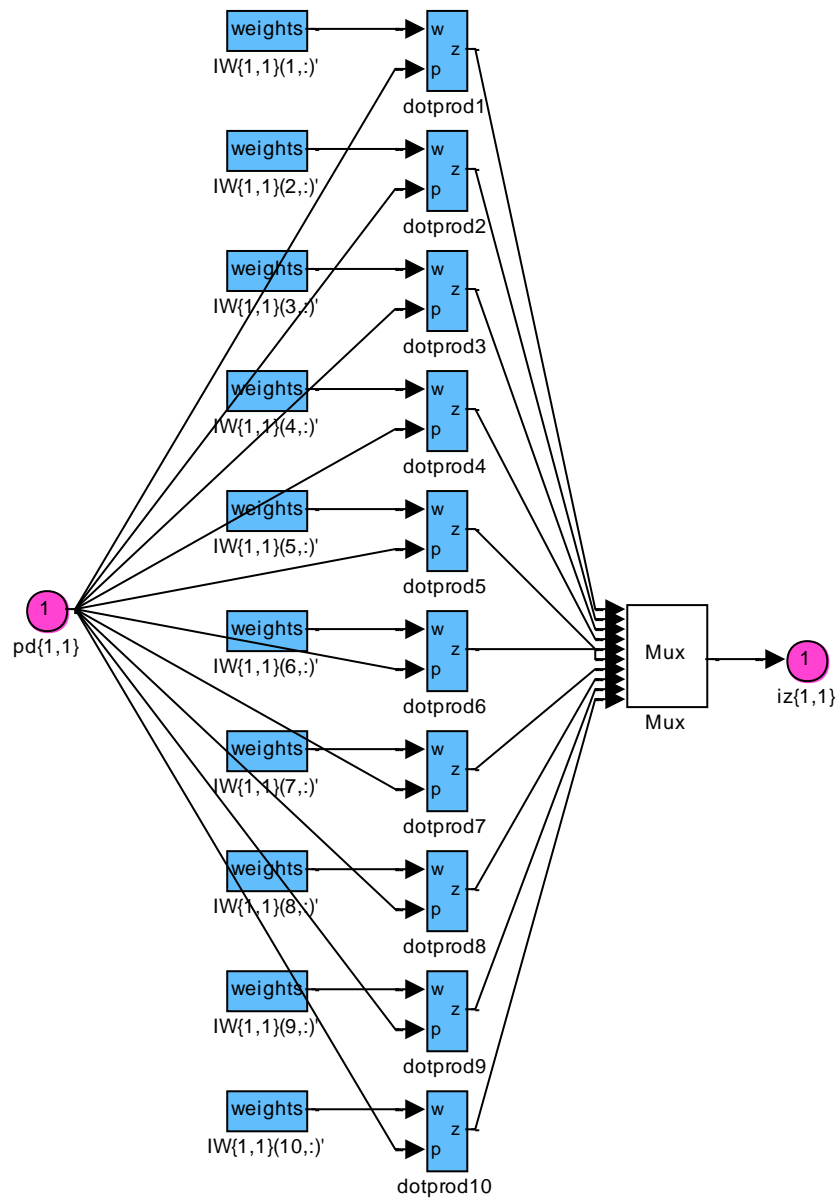
- La couche 01



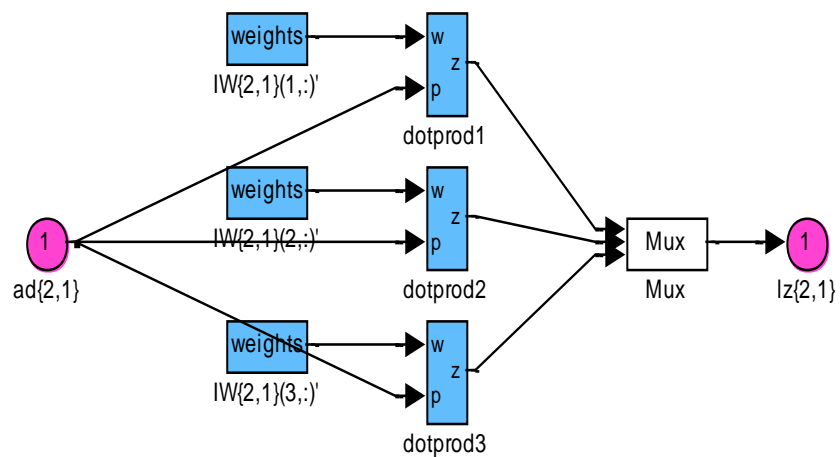
- La couche 02



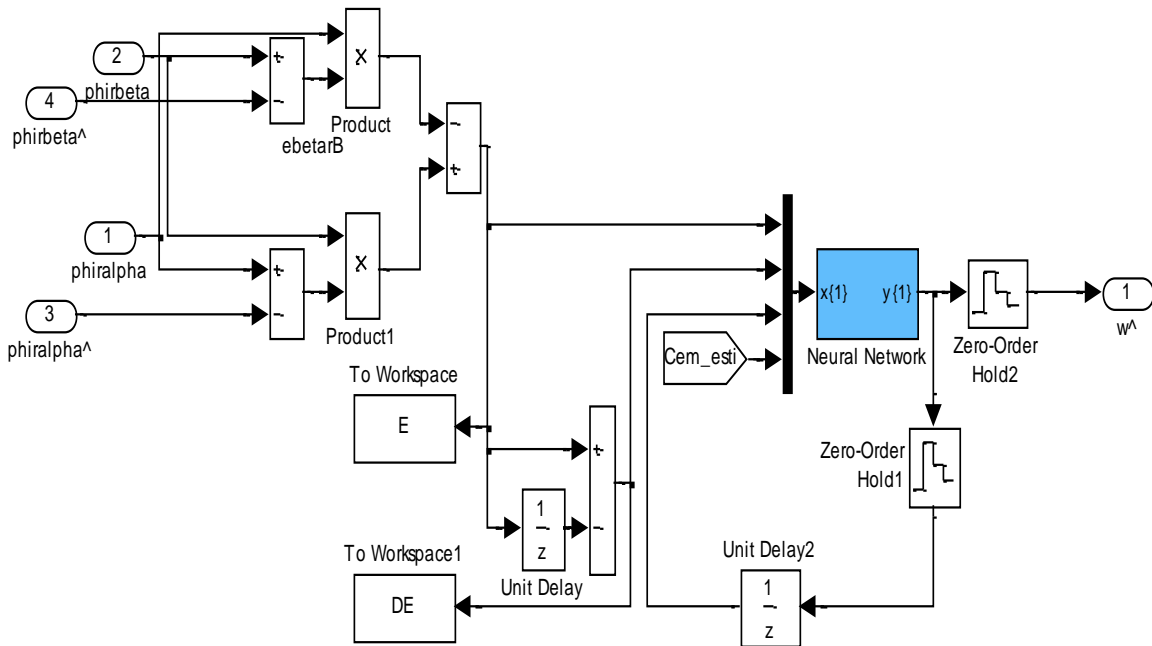
- Les poids de la première couche



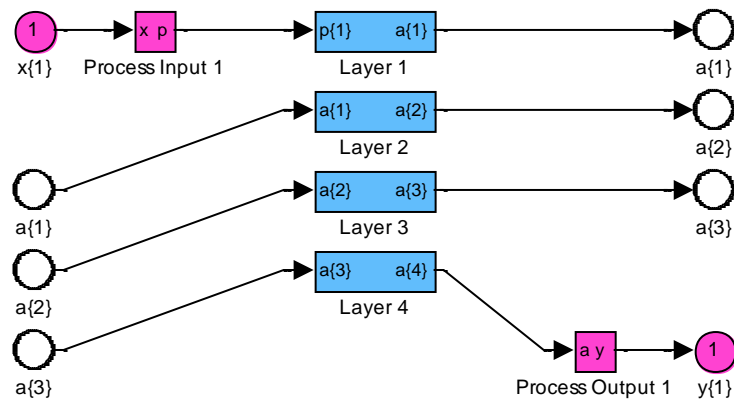
- les poids de deuxième couche



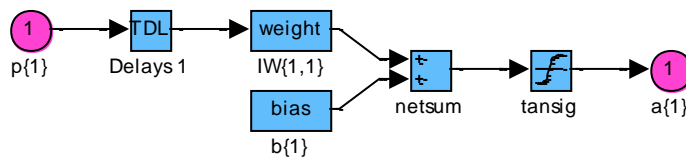
- Modèle MRAS neuronale d'estimation de la vitesse rotorique



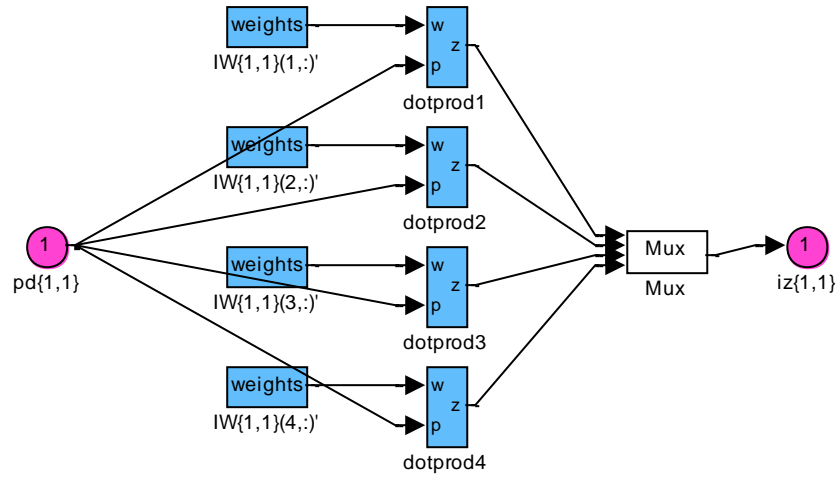
- Modèle Simulink du réseau de neurone de l'estimateur de vitesse



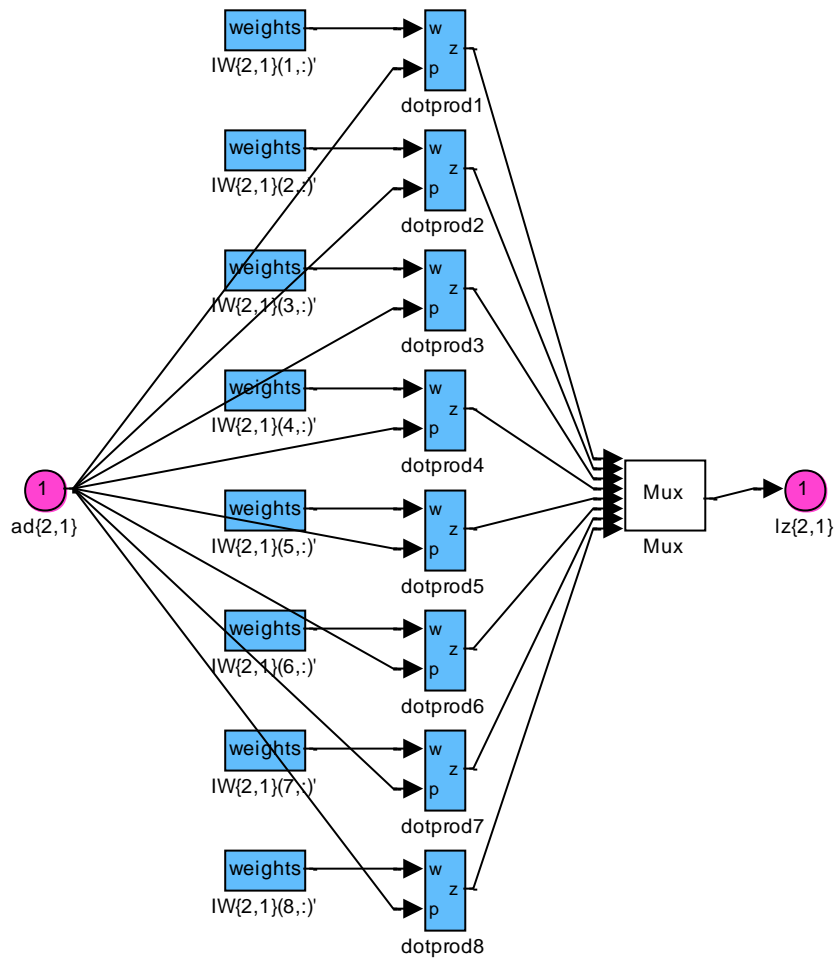
- La couche 01



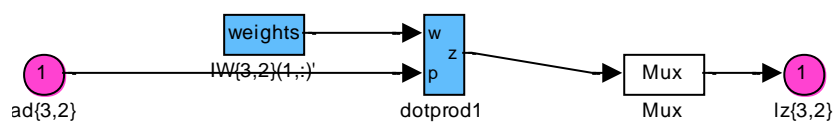
- Les poids de la première couche



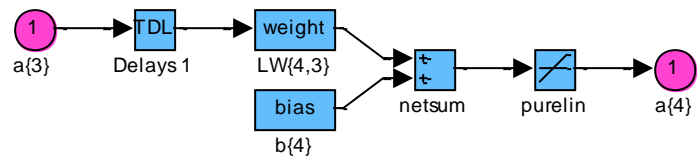
- Les poids de la deuxième couche



- Les poids de la troisième couche



- Modèle de la quatrième couche



ملخص : ركز هذا العمل على التحكم المباشر في العزم بدون استعمال ملتقط السرعة الميكانيكي، وكذا تطبيقه على المحرك ذو اللف المزدوج في الجزء الثابت باستخدام تقنيات الذكاء الاصطناعي، وتتمثل المساهمة الرئيسية في هذا البحث في تطوير طريقة التحكم وذلك بتحسين تقنية التحكم المباشر في العزم. من أجل القيام بذلك قمنا بتعديل تقنية التحكم في الموجات باستعمال تقنيتي الشبكات العصبية والمنطق الغامض ثم في تقنية تقدير سرعة الدوار باستعمال النموذج المرجعي الكلاسيكي وباستخدام الشبكات العصبية، في النهاية قمنا ببعض التجارب عن طريق المحاكات الرقمية لمجموعة من المشاكل التي تصادف هذا النوع من المحركات وذلك للتعرف على النتائج المتحصل عليها في مثل هذه الحالات. على الرغم من أن استخدام الذكاء الاصطناعي في التحكم المباشر في عزم الدوران بدون استعمال الملتقطات الميكانيكية أعطى نتائج ممتازة باستعمال المحاكات الرقمية، إلا أنه تبقى الحاجة إلى تدخل خبير، الصعوبة في نمذجة الأنظمة والحاجة إلى معالج ذو قدرة كبيرة مواضيع مهمة جدا في البحث العلمي فيما يتعلق بأنظمة التحكم الكهروإلكترونية

الكلمات المفتاحية: محرك التزامني مزدوج اللف، التحكم المباشر في العزم، الذكاء الاصطناعي، الشبكات العصبية الاصطناعية، المنطق الغامض، نظام النموذج المرجعي.

Résumé : Le présent travail a porté sur la commande directe du couple sans capteur mécanique de la machine asynchrone double étoile par l'utilisation des techniques des intelligences artificielles. Notre apport principal réside dans le développement des méthodologies de commande afin d'améliorer la commande directe du couple, pour cela nous avons agi 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). Des essais en simulation en mode dégradé de la MASDE ont été faits à la fin de ce travail pour vérifier le comportement de ce type de machine face aux différents types de défauts. Bien que l'utilisation de l'intelligence artificielle dans notre travail que ce soit dans la commande ou dans l'estimation a montré par simulation de très bons résultats,

Les mots clés : la machine asynchrone double étoile, la commande directe du couple, les intelligences artificielles, les réseaux de neurones, la logique floue. Modèle de référence adaptatif

Abstract: This thesis has focused on the concept of the sensor-less direct control of torque applied on the double star induction machine by using the artificial intelligence techniques. The main contribution and added value in offer of this particular research was to attempt to develop a control methods by the use of artificial intelligence with the specific intention of attempting to improve the control of different parts of control of the inverter including improving the classic direct control of torque base on the neural networks and fuzzy logic in addition to the estimation of rotor speed by utilizing the classical and neural MRAS method. Although the involvement of artificial intelligence in the sensor less direct control of torque by numerical simulation has shown excellent results,

Keywords: double starts induction machine, direct control of torque, artificial intelligences, neuronal artificial, fuzzy logic. Adaptive reference model.