

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DU
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

THEME

**COMMANDE PAR ORIENTATION DE FLUX D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE 'MASDE' A BASE D'UN
RÉGULATEUR FLOU**

Proposé et dirigé par :

-Dr. Leila BENALIA

Présenté par :

-Mr. REDJIMI Abdelheq

Année Universitaire : 2013 / 2014

N° d'ordre : CSE-096

REMERCIEMENT

Je tiens à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

Ainsi, je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur Mme. *LEILA BENALIA* pour avoir d'abord proposée ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de me donner ses conseils.

Je tiens à remercier vivement toutes personnes qui m'ont aider à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui m'ont aider de près ou de loin à accomplir ce travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département d'Electrotechnique qui a contribué à notre formation par ailleurs, mes remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail.

En fin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma mère avec toute mon affection.

A mon père avec toute ma reconnaissance.

A mes frères et mes sœurs.

A mes Oncles et mes Tantes.

A mes cousines.

A toute la famille REDJIMI.

A tous mes amis.

A tous les enseignants au département de Génie Électrique.

A ma promotion de Master commande des systèmes électriques

(juin 2014).

A tous les étudiants.

Table des matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I : État de l'Art de La Machine Asynchrone Double Etoile 'MASDE'

I.1.INTRODUCTION	6
I.2. HISTORIQUE DES MACHINES ÉLECTRIQUES	6
I.3.CLASSIFICATION DES MACHINES ÉLECTRIQUES	7
I.4. CARACTÉRISTIQUES DES MACHINES MULTIPHASÉES	8
I.4.1 Machines multi-phasées de type 1	9
I.4.2 Machines multi-phasées de type 2	9
I.5.APPLICATION DES MACHINES MULTIPHASÉES.....	10
I.6. AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DES MACHINES MULTIPHASÉES.....	11
I.6.1 Avantages des machines multiphasées.....	11
I.6.2. Inconvénients des machines multiphasées	13
I .7. CONCLUSION.....	13

CHAPITRE II: Modélisation De La Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

II .1.INTRODUCTION.....	15
II.2. DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE	15
II.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MASDE.....	17
II.4. MODÉLISATION DE LA MASDE	17
II.4.1. Hypothèse simplificatrices	17
II.4.2. Equation électrique de la MASDE.....	18
II.4.3. Equations magnétiques de la MASDE.....	19
II.4.4.Energie magnétique	21
II.4.5. Couple électromagnétique	21
II.4.6. Equation mécanique.....	21
II.4.7. Transformation à base de Park	21
II.4.8. Choix du référentie	22
II.4.8.1. Référentiel lié au stator « α, β ».....	22
II.4.8.2. Référentiel lié au rotor « x, y »	22
II.4.8.3. Référentiel lié au champ tournant « d, q »	23
II.4.9. Modèle de Park de la MASDE.....	23

II.4.10. Equations transformées	23
II.4.11. Equation matricielle de la MASDE avec transformation de Park	24
II.4.11.1 Equations des tensions	24
II.4.11.2. Equations magnétiques	25
II.4.12. Equation mécanique.....	26
II.4.12.1. Puissance instantanée.....	26
II.4.12.2.Couple électromécanique.....	27
II.4.13. Mise sous forme d'équation d'état.....	27
II.4.14.Simulation de la MASDE alimentée par des tensions sinusoïdales	30
II.4.14.1.Simulation Numérique	30
II.4.14.2.Le schéma de simulation.....	30
II.4.14.3.Premier cas : Fonctionnement à vide	31
II.4.14. 4. Deuxième cas : Fonctionnement en charge.....	32
II. 4.14.5. Interprétation des résultats de simulation	33
II. 5. MODÉLISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MASDE	34
II. 5.1. Modélisation de l'onduleur à commande MLI	34
II. 5.2.Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension	37
II.5.3. Résultats de simulation de MASDE alimentée par deux onduleurs de tension	37
II.6.Conclusion	38

***Chapitre III :Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone
Double Etoile 'MASDE'***

III.1. INTRODUCTION	41
III.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	42
III.3.PROCÉDÉ D'ORIENTATION DE FLUX	42
III.4. MÉTHODES DE COMMANDE VECTORIELLE	43
III.4.1 Méthode directe	44
III.4.2 Méthode indirecte	44
III.5 .RÉGULATION DE LA VITESSE PAR LA MÉTHODE DIRECTE	44
III.5.1. Synthèse d'un régulateur PI de courant	46
III.5.2. Bloc de défluxage	48
III.5.3. Régulateur de vitesse	48
III.5.4. Estimateur du flux	49
III.5.5. Régulateur du flux	49

III.5.6. Résultats de simulation	50
III.5.7. Interprétations des résultats	52
III.5.8. Tests de Robustesse	53
III.5.9. Interprétations des résultats	55
III.6. AVANTAGES DE LA COMMANDE VECTORIELLE	56
III.7. INCONVÉNIENT DE LA COMMANDE VECTORIELLE	56
III.8. DOMAINES D'APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE	56
III.9. CONCLUSION	56

Chapitre IV : Commande Floue De La Vitesse D'Une Machine

Asynchrone Double Etoile 'MASDE'

IV.1. INTRODUCTION	58
IV.2. HISTORIQUE	58
IV.3. DOMAINES D'APPLICATION	59
IV.4. NOTIONS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE	60
IV.4.1 Principe de base de la logique floue	60
IV.4.2. Univers de discours	62
IV.4.3 Fonction d'appartenance	63
IV.4.4. Variable linguistique	63
IV.4.4.1. Propriétés des ensembles flous	64
IV.4.4.1.1 Égalité.....	64
IV.4.4.1.2 Inclusion	64
IV.4.4.1.3 Support	65
IV.4.4.1.4 Hauteur	65
IV.4.4.1.5 Noyau	65
IV.4.4.1.6 Cardinal	65
IV.4.4.1.7 Partition floue	65
IV.4.5. Opérateurs de la logique floue	65
IV.4.5.1 Opérateur ET (Intersection floue)	66
IV.4.5.2 Opérateur OU (Union floue)	66
IV.4.5.3. Opérateur NON (complémentation floue)	67
IV.4.6. Règles d'inférence floue	67
IV.5. STRUCTURE D'UN SYSTÈME DE COMMANDE FLOUE	68

IV.5.1 Interface de fuzzification	69
IV.5.2 Base de connaissance	70
IV.5.3 Inférence floue	70
IV.5.4 Interface de défuzzification	70
IV.6. COMMANDE FLOUE DE LA VITESSE D'UNE MASDE	71
IV.6.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse	71
IV.6.1.1 Fuzzification	72
IV.6.1.2 Base des règles	73
IV.6.1.3 Mécanisme d'inférence	74
IV.6.1.4 Défuzzification	75
IV.6.2 Réglage de vitesse de la MASDE par un régulateur flou	75
IV.6.3 Résultats de simulation	76
IV.6.4. Interprétations des résultats	79
IV.6.5. Test de Robustesse	80
IV.6.6. Interprétations des résultats	81
IV.7. INCONVÉNIENTS LIES A L'UTILISATION DU RÉGULATEUR FLOU	82
IV.8. CONCLUSION	82
Conclusion Générale	82
Annexe	
Bibliographiques	

Symboles & Abréviations

α : Angle de déphasage entre les deux stators S_1, S_2, r : Indices correspondants au stator 1, stator 2 et au rotor

sa_1, sb_1, sc_1 : Indices correspondant au trois phases de l'étoile 1

sa_2, sb_2, sc_2 : Indices correspondant au trois phases de l'étoile 2

ra, rb, rc : Indices correspondant aux trois phases de rotor

d, q : Axes directs et quadratiques du repère Park

α, β : Référentiel lié au stator x, y : Référentiel lié au rotor R_{S1}, R_{S2}, R_r : Résistances statoriques et rotoriques (Ω)

L_{S1}, L_{S2} : L'inductance propre d'une phase statorique (H)

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique (H)

L_{ms} : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques (H)

L_{mr} : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (H)

L_{sr} : L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique (H)

C_{em} : Le couple électromagnétique (N.m)

C_r : Le couple résistant (N.m)

J : Moment d'inertie ($kg.m^2$)

f_r : Coefficient de frottement

Ω_s : Vitesse de rotation de champs (vitesse synchronisme) (tr/min)

Ω : Vitesse mécanique de rotation de rotor (tr/min)

P : Nombre de paires des pôles de la machine

ω_{coord} : La vitesse angulaire de rotation de système d'axe biphasé par rapport au système d'axe triphasé (rad/s)

ω_s : Pulsation électrique de stator (rd/s)

ω_r : Pulsation électrique de rotor (rd/s)

ω_{gl} : Pulsation électrique de glissement (rd/s)

I_f : Le courant d'excitation de la MCC

I_a : Le courant d'induit de la MCC

τ_r : Constante de temps rotorique

r : L'indice de réglage en tension

m : L'indice de modulation

f_p : La fréquence de la porteuse

$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r$: Flux statorique et rotorique (Wb)

Φ_{ds}, Φ_{qs} : Le flux statorique dans le repère de Park (Wb)

$\Phi_{d,quest}$: Le flux estime dans le repère de Park (Wb)

$V_{abc,s1,2}$: Tension triphasé statorique (V)

$V_{abc,r}$: Tension triphasé rotorique (V)

$V_{dq,s1,2}$: La tension statorique dans le repère de Park

$V_{dq,r}$: La tension rotorique dans le repère de Park (V)

$I_{abc,s1,2}$: Le courant statorique (A)

$I_{abc,r}$: Le courant rotorique (A)

P_{em} : La puissance électromécanique

Φ_m : Flux magnétisant

K_p : Gain proportionnel

K_i : Gain intégral

K_{iv}, K_{pv} : Gain proportionnel et intégrale du régulateur de vitesse

$K_{i\Phi}, K_{p\Phi}$: Gain proportionnel et intégrale du régulateur de flux

$K_{i1,2}, K_{p1,2}$: Gain proportionnel et intégrale du régulateur de courants statoriques

U_{dc} : Tension contenu (V)

$G_e, G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$: sont des facteurs d'échelle ou de normalisation

Abréviations

MASDE : Machine asynchrone double étoile

DFOC : Direct Field Oriented Control (la commande vectorielle directe)

PI : Proportionnel Intégral

MLI : Modulation par Largeur d'Impulsion

MCC : Machine à Courant Continu

RLF : Régulateurs à logique floue

TSK : Takagi-Sugeno-Kang

FLC : Contrôleur à logique floue

Tables des figures

Fig. I.1 (a) moteur synchrone double étoile (2 MW, 1200V).....	11
Fig. I.1 (b) générateur synchrone Triple-étoile.....	11
Fig. I.2 (c) Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.....	11
Fig. II.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.....	16
Fig. II.2 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	17
Fig. II.3 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.....	23
Fig. II.4: Schéma de simulation de MASDE alimente par la tension sinusoïdale.....	30
Fig. II.5: Performances de la conduite de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide.....	31
Fig. II.6: Performances de la conduite de la MASDE, ($C_r = 15 \text{ N.m}$) à l'instant $t=2\text{s}$	32
Fig. II.7– Schéma de principe de l'onduleur triphasé.....	34
Fig II.8 :Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.....	37
Fig. II.9: Les résultats de simulation de MASDE avec deux onduleurs de commande MLI, avec l'application d'une charge : $C_r=15 \text{ N.m}$ à $t=3\text{s}$	38
Fig. III.1 : Principe de la commande vectorielle.....	42
Fig. III.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	43
Fig. III.3 : Schéma bloc de commande à flux orienté.....	44
Fig. III.4 : Schéma de régulation des courants statorique.....	46
Fig. III.5 : Schéma du bloc de découplage' DFOC' de la MASDE.....	47
Fig. III.6 : Représentation schématique de la commande DFOC sur la MASDE.....	48
Fig. III.7 : Bloc de défluxage.....	48
Fig. III.8 : Schéma d'un régulateur de vitesse.....	48
Fig. III.9 : Boucle de régulation de flux.....	49
Fig. III.10: Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une charge C_r $=14\text{N.m}$ à $t=2\text{s}$	50
Fig. III.11 : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec inversion de vitesse à l'instant $t=2\text{s}$	51
Fig. III.12 : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec variation de résistance rotorique($R_r = 2R_{rn}$)à $t = 1\text{s}$	53
Fig. III.13 : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec variation de la charge ($C_r = [0$ $0 \ 15 \ 15 \ 10 \ -10 \ 0 \ 0](\text{N.m})$ à l'instant $T= [0 \ 1.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 2.5 \ 3 \ 3 \ 4](\text{s})$	54
Fig. IV.1 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.....	60
Fig. IV.2 : Représentation des variables booléenne classique.....	61
Fig. IV.3 : Représentation des variables floues.....	61
Fig. IV.4 : Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	63
Fig. IV.5 : Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique.....	64
Fig. IV.6 : Exemple d'une partition floue formée de trois ensembles flous.....	65
Fig. IV.7 : Opérateur ET.....	66
Fig. IV.8 : Opérateur OU	67
Fig. IV.9 : Opérateur NON	67

Fig. IV.10 : a): Schéma synoptique d'un contrôleur flou, b) : Configuration d'un contrôleur flou.....	69
Fig. IV.11 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse	71
Fig. IV.12 : Illustration des étapes internes de la régulation floue.....	72
Fig. IV.13 : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou	73
Fig. IV.14 : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une MASDE.....	76
Fig. IV.15 : Réglage de la vitesse par un contrôleur flou avec application d'une charge Cr = 15N.m à t=2s.....	77
Fig. IV.16 : Réglage de la vitesse par contrôleur flou avec variation de la vitesse ($W_{rref} = [0$ $300 300 -200 -200 100]$ (rad/min) à l'instant $T = [0 0.5 1.5 2.5 3.2 4]$).....	78
Fig. IV.17 : Réglage de la vitesse par un contrôleur flou avec variation de la charge ($Cr = [0 0$ $15 15 10 -10 0 0]$ (N.m) à l'instant $T = [0 1.5 1.5 2.5 2.5 3.5 3.5 4]$ s)	79
Fig. IV.18: Réglage de la vitesse par un contrôleur flou avec variation de résistance rotorique ($R_r = 2R_r^n$ à t = 1s) en charge	81

Liste des tableaux

Tab. I.1 : Machines multiphasées de Type 1.....	9
Tab. I.2 : Machines multiphasées de Type 2.....	10
Tab. IV.1: Matrice d'inférence des règles floues.....	74

Introduction générale

INTRODUCTION GÉNÉRALE :

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu. Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques pour effectuer de la vitesse variable.

Les premières machines à courant alternatif comme les réseaux de distribution de l'énergie électrique, étaient autrefois diphasées. Mais, la version triphasée s'est rapidement imposée, permettant ainsi d'éliminer certains problèmes posés par les harmoniques et d'obtenir des machines globalement plus performantes. Actuellement, les machines triphasées constituent la partie majeure des systèmes d'entraînement industriels, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages: coût de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent.

L'inconvénient de cette catégorie des machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande[2].

Cependant, lorsqu'une machine n'est pas alimentée directement par le réseau, mais par l'intermédiaire d'un convertisseur statique, cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes convertisseur électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

En effet, les machines multiphasées présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotorique, la réduction des courants harmoniques, une grande fiabilité et forte puissance etc[3].

La machine la plus courante des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), est utilisée beaucoup plus en moteur, qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoiles sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\alpha=30^\circ$), chacune d'elles comporte trois enroulements; leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($2\pi/3$) et sont alimentés par un système de tensions équilibrées, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer. Le rotor est à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

Dans ce travail, notre objectif est de commander la machine asynchrone double étoile 'MASDE' par orientation de flux rotorique à base d'un régulateur flou, d'où le but de cette commande est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle qui est liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI et à des régulateurs flous. Les performances des régulateurs PI restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres...).

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

En premier lieu, nous présentons un état de l'art des machines multiphasées, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients et ses domaines d'utilisation.

Le second chapitre, est consacré à la modélisation de la MASDE. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, en second lieu le modèle biphasé plus simple basé sur la transformation de Park, Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation.

Par la suite, sur la base de la matrice de transformation proposée au chapitre II est dédié à l'alimentation par onduleurs de tension de la MASDE et aux techniques de contrôle en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Un certain nombre de généralités concernant les techniques de MLI pour onduleurs triphasés s'avèrent être utiles. Nous passons tout d'abord en revue les principales techniques ainsi que leurs caractéristiques.

L'application de la MLI "Sinus-Triangle" au contrôle de la MASDE est ensuite examinée, en mettant l'accent sur le nombre de porteuses utilisées.

Le troisième chapitre, présente la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes. Par la suite, nous passons tout d'abord à l'application de la méthode indirecte avec l'alimentation de la machine par onduleurs de tension à commande M.L.I. Nous commentons enfin les résultats de simulation avec des régulateurs classiques PI après l'illustration et la visualisation[6].

Pour voir d'autres performances de la machine asynchrone double étoile, le régulateur classique PI sera changé par un autre régulateur flou pour régler la vitesse de la MASDE; ceci est l'objectif du quatrième chapitre.

Enfin, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants dans ce travail, et quelques perspectives dans le cadre de ce sujet.

Chapitre I
Etat de l'art de la MASDE

CHAPITRE 1 : État de l'Art de La Machine Asynchrone Double Etoile **'MASDE'**

I.1.INTRODUCTION :

Ce chapitre permettra d'une part de présenter l'histoire des machines électriques, les caractéristiques intrinsèques des machines multiphasées, ses avantages et inconvénients et d'autre part d'introduire la machine asynchrone double étoile et de la situer dans l'ensemble des machines multiphasées.

I.2. HISTORIQUE DES MACHINES ÉLECTRIQUES :

Ce bref rappel historique des machines électriques est introduit en détail en 1821 par l'Anglais Michael Faraday qui a réalisé le premier moteur électromagnétique.

L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée .En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedriche Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

En 1832, Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu.

En 1836, l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes.

En 1865 l'Italien Antonio Paccinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique.

Ce bref historique montrent bien que les chercheurs ainsi que les ingénieurs n'ont pas cessé d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines, qui ont satisfait les besoins de

plusieurs applications industrielles et domestiques, ce que a donné lieu à de nombreuses machines allant de “micro machines” aux “giga machines”.

Les possibilités de conditionnement de l'énergie électrique, qui offre l'électronique de puissance, ont non seulement permet de modifier considérablement les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais elles ont également conduit au développement de nouvelles classes de machines comme par exemple les machines à courant continu du type brushless (sans balais), etc.[1]

Les machines électriques triphasées sont de loin les mieux connues (fabrication, technique de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées. Leur alimentation, maintenant classiquement réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI), permettent d'obtenir des bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable.

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle.

Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants.

L'emploi de structure multi-niveaux permet alors la réduction des tensions commutées ; d'où l'apparition des machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées «machines à grand nombre de phases» ou (machines multiphasées) offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages.[2] Ce type de machine à deux enroulements triphasés au stator est apparue à la fin des années 1920 dont le but d'augmenter la puissance des alternateurs synchrones de très fortes puissances.[2].

I.3.CLASSIFICATION DES MACHINES ÉLECTRIQUES :

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

- Par la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/tension;
- Par la construction.

Par leur type d'alimentation

- Machines à Courant Continu;
- Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.
- Machines à Courant Alternatif.

- Machines synchrones;
- Machines asynchrones.

Par leur construction

- Machines sans collecteur;
 - Machines asynchrones;
 - Machine synchrone à aimants permanent.
 - Machines avec collecteur.
 - Machines à courant continu;
- Machines synchrones.

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées (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.

Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE).

I.4. CARACTÉRISTIQUES DES MACHINES MULTIPHASÉES :

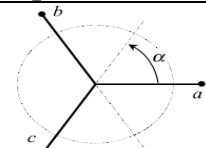
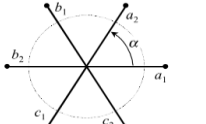
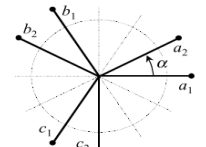
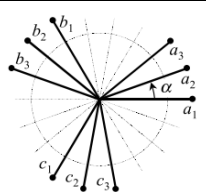
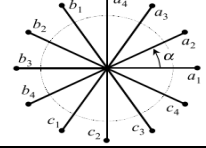
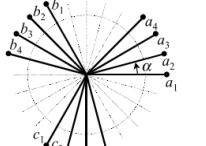
Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on discerne deux types de machines multiphasées ; celles dont le nombre de phases est multiple de trois et l'autre type où le nombre de phase est non multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines multiphasées de type 1 » et « machines multiphasées de type 2 ».

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, c'est-à-dire le décalage entre les étoiles; par exemple une machine double étoile (6 phases) de $\alpha = 60^\circ$ a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile à $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en

compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit : $nph\alpha = \frac{180^\circ}{\alpha}$ [10].

I.4.1 Machines multi-phasées de type 1 :

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois (Tab. 1.1). $nph = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$). [2]

Nombre de Phases (nph)	Nombre équivalent de phases (npha)	Décalage angulaire (α) Rad	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	$\pi/12$	

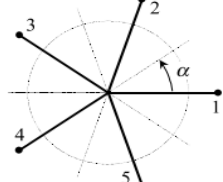
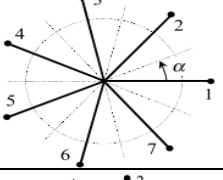
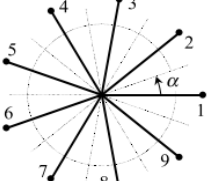
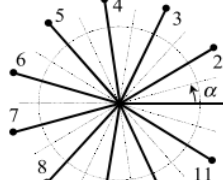
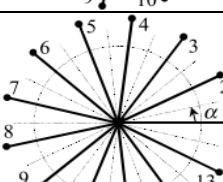
Tab. I.1. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1)

I.4.2 Machines multi-phasées de type 2 :

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (nph) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2, voir le tableau (Tab. I.2).

« α » représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/nph = 2\alpha$. Donc on a toujours :

$$nph = nph\alpha = \frac{180^\circ}{\alpha}$$

Nombre de Phases (nph)	Nombre équivalent de phases (nph α)	Décalage angulaire (α) Rad	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	
13	13	$\pi/13$	

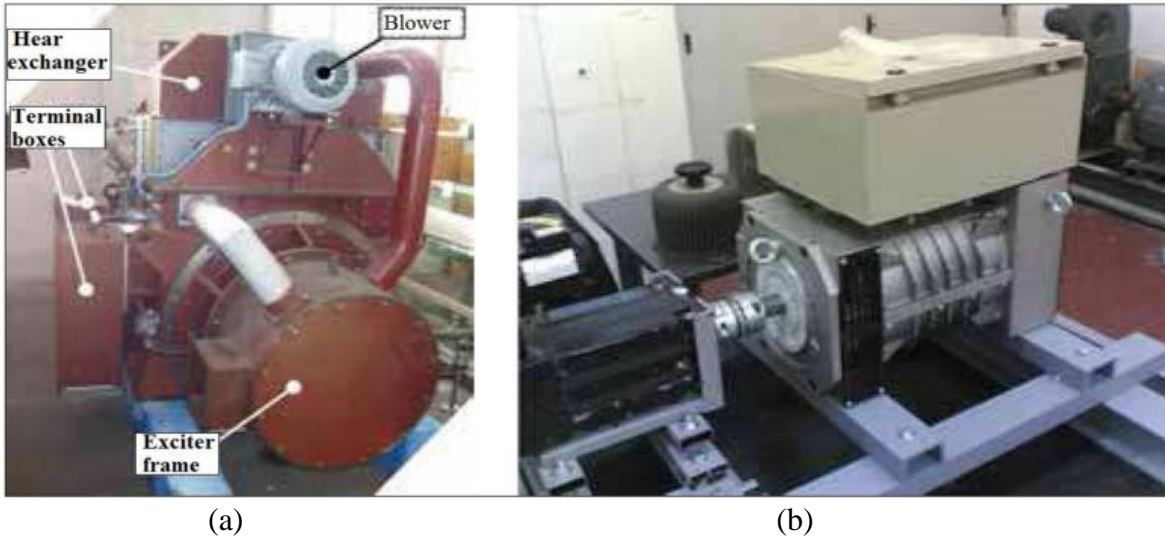
Tab. I.2. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (machines multiphasées de Type 2) [3]

I.5.APPLICATION DES MACHINES MULTIPHASÉES :

Les moteurs à induction polyphasés ont trouvé de nombreuses applications telles que les pompes, ventilateurs, compresseurs, laminoirs, broyeurs à ciment, les treuils de mine, les

véhicules électriques / hybrides, les applications aérospatiales, la propulsion du navire, la traction de la locomotive etc. [3]

Les figures (I.1) et (I.2) représentent des photos des machines multiphasées.



**Fig. I.1 (a) moteur synchrone double étoile (2 MW, 1200V) [9]
(b) générateur synchrone Triple-étoile [9]**

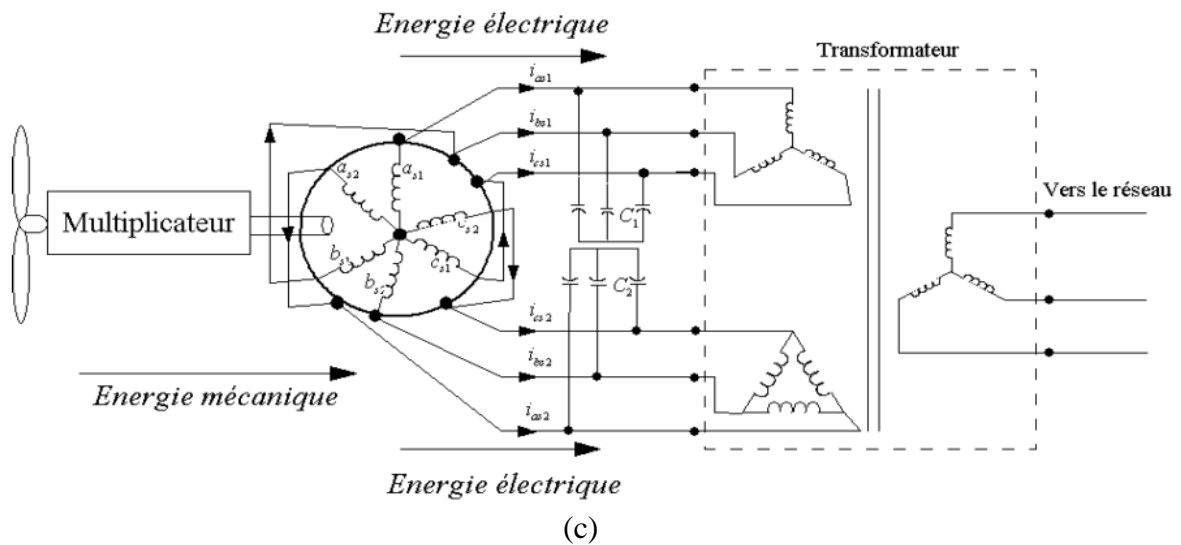


Fig. I.2 – Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.[3]

I.6. AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DES MACHINES MULTIPHASÉES :

I.6.1 Avantages des machines multiphasées :

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles, et parmi ces avantages on peut citer :

1. La segmentation de puissance, comme la machine multiphasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases. [1]
2. Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale. [4]
3. Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase. [4]
4. Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple pulsative et augmenterait l'efficacité de la machine. [5]
5. les machines à induction polyphasés moins de bruit par rapport à ceux triphasés. [5]
6. les nombres des phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés d'obtenir la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit. (Fonctionnement en régimes dégradés) [3]

➤ **Segmentation de puissance :**

Par l'augmentation du nombre des phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase .Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple.

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.[3]

➤ **La fiabilité :**

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(nph - 3)$ phases ouvertes sans que la

solution concerné la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue.

Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine. [3]

I.6.2. Inconvénients des machines multiphasées

1. Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine. [3]

2. L'apparition des courants harmonique de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension. [8]

3. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à Multiphasées de type 2. [4]

I.7. CONCLUSION :

La technologie de la machine à induction à plusieurs phases, une fois développée à l'état de l'application pratique, a présenté de nombreux avantages par rapport aux systèmes conventionnels, et un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE).

Dans ce chapitre, un état de l'art sur cette machine a été présenté où nous avons cité ses deux types connus sous le nom machines multiphasées de type 1 et machines multiphasées de type 2, nous avons également cité leurs avantages et leurs inconvénients. Certains avantages de cette machine sont ; la segmentation de puissance et l'amélioration de la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régime dégradé (c'est à dire si une ou plusieurs phases sont ouverts ou court-circuit) sans oublier son inconvénient de coût qui augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine d'où l'augmentation des convertisseurs statiques.

Le chapitre suivant, il présente la modélisation de la machine asynchrone double étoile(MASDE).

Chapitre II
Modélisation de la MASDE

CHAPITRE II: Modélisation De La Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

II .1.INTRODUCTION :

La modélisation d'un système quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, d'autre part lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part, de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduit à concevoir et à exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile est un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique, ainsi que la modélisation du système d'alimentation.

II.2. DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE :

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique α (dans cette modélisation on prend $\alpha = 30^\circ$) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous

considérons les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit.

La (Fig. II.1) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor.

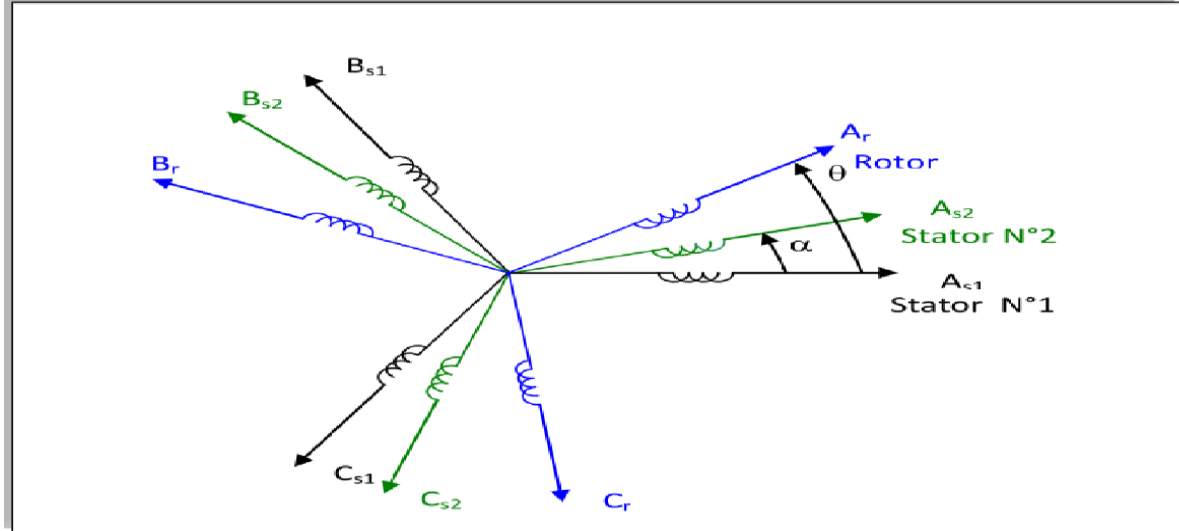


Fig. II.1 : Représentation des enroulements de la MASDE

On notera par l'indice S_1 pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1) et par l'indice S_2 pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2).

Les phases de la première étoile A_{S1} , B_{S1} , C_{S1} , et les phases de la deuxième étoile prennent A_{S2} , B_{S2} , C_{S2} , les phases rotoriques sont notées par A_r , B_r , C_r .

L'angle de décalage entre les deux étoiles est α . θ_m exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 (phase A_{S1}). θ_0 la position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}\theta_m &= \Omega_m t + \theta_0 \\ \theta_0 &= \theta_m - \alpha\end{aligned}$$

Où Ω_m : la vitesse mécanique du rotor, θ_0 : la position initiale du rotor par rapport à l'étoile 1. Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré des courants entraînant la création d'un champ tournant dans le long de l'entrefer [3].

Le rapport :
$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$$

Ω_s : est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

La pulsation des courants rotoriques est alors $\omega_r = g\omega_s$. La relation de la vitesse mécanique du rotor Ω_m en fonction de la vitesse de synchronisme ω_s et du nombre de paires de pôles p de la machine est exprimée comme suit :

$$\Omega_m = (1 - g) \frac{\omega_s}{p}$$

II.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MASDE :

Les courants triphasés de fréquence « f_s » alimentant l'enroulement '1' du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme « N_s » Tel que:

$$N_s = \frac{f_s}{p} \left[\frac{rad}{s} \right]$$

Où p : est le nombre de paires de pôles.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle (α) alimentant l'enroulement '2' de même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme « N_s ».

Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont introduire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse « N_r » inférieure à celle du synchronisme ($N_r < N_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force, électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. [7].

On définit alors, une vitesse « N' » dite vitesse relative des deux champs tournants par rapport au rotor:

$$N' = N_s - N_r \quad (II-1)$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport:

$$g = \frac{N'}{N_s} = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (II-2)$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement. (Figure 2.2)

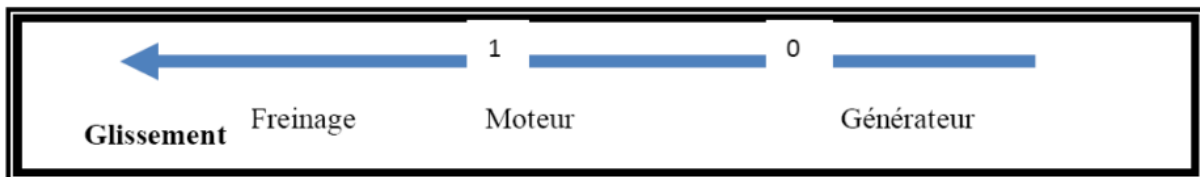


Fig. II.2 : Modes de fonctionnement suivant le glissement

II.4. MODÉLISATION DE LA MASDE :

II.4.1. Hypothèse simplificatrices [7]

On adopte les hypothèses simplificatrices qui tout en permettant de simplifier l'étude de cette machine, ces hypothèses sont les suivantes:

- Le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaire des courants.

- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées.
- Les forces magnétomotrices créées par chacun des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.
- L'effet de peau négligé.
- Les enroulements des stators sont identiques.

II.4.2. Equation électrique de la MASDE

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

$$\text{Pour l'étoile 1 :} \quad \begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} \cdot I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1} \cdot I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} \cdot I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 :} \quad \begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} \cdot I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2} \cdot I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2} \cdot I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

$$\text{Pour rotor :} \quad \begin{cases} 0 = R_{ra} \cdot I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} \cdot I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} \cdot I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

Sous forme matricielle on a :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{II-6})$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{II-7})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II-8})$$

On pose: $R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sb1} = R_{s1}$

$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sb2} = R_{s2}$

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

Les résistances des phases statoriques de l'étoile 1 ,2 :

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}$$

Les résistances d'une phase rotorique :

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

- Les vecteurs de tensions, courants et flux totaux statoriques :

$$\begin{aligned} \text{Pour l'étoile 1 : } [V_{s1}] &= \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} ; [I_{s1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} ; [\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix} \\ \text{Pour l'étoile 2 : } [V_{s2}] &= \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} ; [I_{s2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix} ; [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

- Les vecteurs de courants et de flux rotoriques :

$$[I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_c \end{bmatrix}$$

II.4.3. Equations magnétiques de la MASDE

Les flux statorique et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et mutuelles sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

$[L_{s1,s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2,s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{r,r}]$: Matrice inductance de rotor.

$[L_{s1,s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

$[L_{s1,r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

$[L_{s2,s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile1.

$[L_{s2,r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_{r,s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_{r,s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

L'équation magnétique développée de la machine s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \\ \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \\ I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (II-10)$$

Mij: Inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor.

Lij: Inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

Avec: $i = a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$ et $j = a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire : [12]

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (II-11)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (II-12)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (II-13)$$

$$[L_{s1,s2}] = L_m \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (II-14)$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II-15)$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (II-16)$$

$$[L_{s1,s2}] = [L_{s2,s1}]^t ; [L_{s1,r}] = [L_{r,s1}]^t ;$$

$$[L_{s2,r}] = [L_{r,s2}]^t .$$

$L_{as1}=L_{bs1}=L_{cs1}=L_{s1}$: Inductance propre du premier stator.

$L_{as2}=L_{bs2}=L_{cs2}=L_{s2}$: Inductance propre du deuxième stator.

$L_{ar}=L_{br}=L_{cr}=L_r$: Inductance propre du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

II.4.4. Energie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression : [12]

$$\omega_{mag} = 1/2([I_{s1}]^t[\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^t[\Phi_{s2}] + [I_r]^t[\Phi_r]) \quad (II-17)$$

II.4.5. Couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} \omega_{mag} = p \frac{d}{d\theta_e} \omega_{mag} \quad (II-18)$$

Donc : p: nombre de pair de pole.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

$$C_{em} = p/2([I_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [I_r]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [I_r]^t) \quad (II-19)$$

II.4.6. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donne par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (II-20)$$

f_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

C_{em} : Couple électromagnétique.

II.4.7. Transformation à base de Park [2]

La transformation de Park rend assez aisée de tous les régimes transitoires de la machine Électrique polyphasée. Le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a,b,c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park. [P(θ)].

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant.

La matrice de Park est définie comme suit :

Pour l'étoile 1:

$$[P(\theta_{s1})]=\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II-21)$$

$[P(\theta)]$: Est une matrice orthogonale, c'est-à-dire $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

Pour l'étoile 2:

$$[P(\theta_{s2})]=\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II-22)$$

Pour le rotor:

$$[P(\theta_r)]=\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II-23)$$

$[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1).

$[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile 2).

$[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

II.4.8. Choix du référentiel

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier.

II.4.8.1. Référentiel lié au stator « α, β »

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator ($= 0$).

Dans ce cas, la phase et α coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machine à courant alternatif.

II.4.8.2. Référentiel lié au rotor « x, y » [9]

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse w_r donc ($w_{coor} = w_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone.

II.4.8.3. Référentiel lié au champ tournant « d, q » [9]

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ tournant créé par les deux étoiles du stator ($w_{coor} = w_r$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande. Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel pour la modélisation de la MASDS.

II.4.9. Modèle de Park de la MASDE [1]

La figure (II.3) représente le modèle de Park de la MASDE.

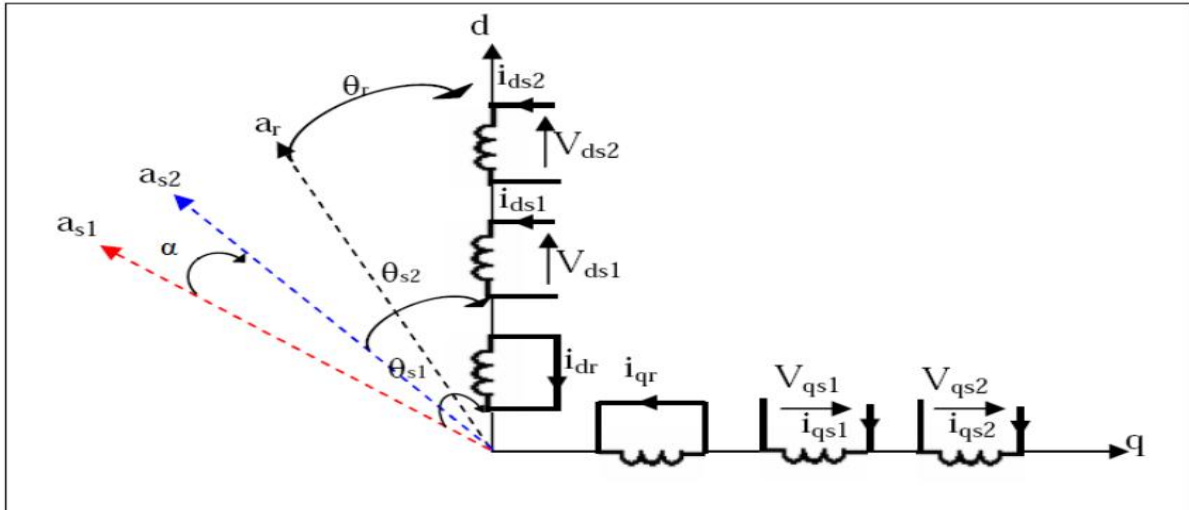


Fig. II.3 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

II.4.10. Equations transformées

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

Transformation de tension :

$$[V_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})][V_{s1}] \quad (II-24)$$

$$[V_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})][V_{s2}] \quad (II-25)$$

Transformation du courant :

$$[I_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})][I_{s1}] \quad (II-26)$$

$$[I_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})][I_{s2}] \quad (II-27)$$

$$[I_{dqo,r}] = [P(\theta_r)][I_r] \quad (II-28)$$

Transformation des flux :

$$[\Phi_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})][\Phi_{s1}] \quad (II-29)$$

$$[\Phi_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})][\Phi_{s2}] \quad (II-30)$$

$$[\Phi_{dqo,r}] = [P(\theta_r)][\Phi_r] \quad (II-31)$$

$$\begin{aligned}
 [V_{dq0,s1}] &= \begin{bmatrix} V_{qs1} \\ V_{ds1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} ; [V_{dq0,s21}] = \begin{bmatrix} V_{qs2} \\ V_{ds2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} ; [I_{dq0,s1}] = \begin{bmatrix} I_{qs1} \\ I_{ds1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} ; [I_{dq0,s2}] = \begin{bmatrix} I_{qs2} \\ I_{ds2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} ; [I_{dq0,r}] = \begin{bmatrix} I_{qr} \\ I_{dr} \\ I_{or} \end{bmatrix} \\
 [\Phi_{dq0,s1}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{qs1} \\ \Phi_{ds1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} ; [\Phi_{dq0,s21}] = \begin{bmatrix} \Phi_{qs2} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} ; [\Phi_{dq0,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{qr} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

II.4.11. Equation matricielle de la MASDE avec transformation de Park:

II.4.11.1 Equations des tensions

$$[P(\theta_{s1})]^{-1} [V_{dq0,s1}] = [R_{s1}] [P(\theta_{s1})]^{-1} [I_{dq0,s1}] + \frac{d}{dt} [P(\theta_{s1})]^{-1} [\Phi_{dq0,s1}] \quad (\text{II-32})$$

$$[P(\theta_{s2})]^{-1} [V_{dq0,s2}] = [R_{s2}] [P(\theta_{s2})]^{-1} [I_{dq0,s2}] + \frac{d}{dt} [P(\theta_{s2})]^{-1} [\Phi_{dq0,s2}] \quad (\text{II-33})$$

$$0 = [R_r] [P(\theta_r)]^{-1} [I_{dq0,r}] + \frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} [\Phi_{dq0,r}] \quad (\text{II-34})$$

La multiplication de l'équation (II-32) par $[P(\theta_{s1})]$ on obtient :

$$[V_{dq0,s1}] = [R_{s1}] [I_{dq0,s1}] + \frac{d}{dt} ([\Phi_{dq0,s1}] + P(\theta_{s1}) \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1}) [\Phi_{dq0,s1}]) \quad (\text{II-35})$$

On pose : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\alpha)}{dt} = \omega_s$

Après développement on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{qs1} \\ V_{ds1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs1} \\ I_{ds1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{qs1} \\ \Phi_{ds1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} -\Phi_{qs1} \\ \Phi_{ds1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-36})$$

Ou encore en développant les matrices, avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons

Le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds1} \end{cases} \quad (\text{II-37})$$

De la même manière, l'étoile 2 aura les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds2} \end{cases} \quad (\text{II-38})$$

De la même façon pour le rotor, on obtient les équations suivantes:

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-39})$$

Avec: $\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$

ω_{gl} : vitesse de glissement.

Finalement les équations de tension de la MASDE sont :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds1} - \omega_s\Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs1} + \omega_s\Phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds2} - \omega_s\Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs2} + \omega_s\Phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-40})$$

II.4.11.2. Equations magnétiques : [I_{s2}]

La décomposition de l'équation (II-9) donne:

$$\begin{cases} [\Phi_{s2}] = [L_{s1s1}][I_{s1}] + [L_{s1s2}][I_{s2}] + [L_{s1r}][I_r] \\ [\Phi_{s2}] = [L_{s2s1}][I_{s1}] + [L_{s2s2}][I_{s2}] + [L_{s2r}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{r,s1}][I_{s1}] + [L_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \end{cases} \quad (\text{II-41})$$

donc :

Pour l'étoile 1 :

$$[\Phi_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})][L_{s1s1}] [P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1s2}] [P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1r}] [P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}] \quad (\text{II-42})$$

Pour l'étoile 2 :

$$[\Phi_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s2})][L_{s2s1}] [P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2s2}] [P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2r}] [P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}] \quad (\text{II-43})$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{dqo,s1}] = [P(\theta_r)][L_{r,s1}] [P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_r)][L_{r,s2}] [P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}] + [P(\theta_r)][L_{r,r}] [P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}] \quad (\text{II-44})$$

Donc les équations de flux sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{dr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II-45})$$

On pose : $\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

Le système d'équation (II-45) devient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds2} + I_{ds1} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs2} + I_{qs1} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{dr} + I_{ds1} + I_{ds2}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qr} + I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (II-46)$$

L'écriture de ces équations sous forme matricielle donne :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{ds2} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (II-47)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs1} \\ I_{qs2} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (II-48)$$

Avec : $(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: Les inductances propres cycliques des étoiles 1 et 2 ;

$(L_r + L_m)$: L'inductance propre cyclique du rotor.

II.4.12. Equation mécanique

II.4.12.1. Puissance instantanée

La transformation de Park repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation .Ce qui de toute évidence conduit à leur équivalence physique.[7]

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante:

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{cs2} \quad (II-49)$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire :

$$P = V_{ds1}I_{ds1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{qs2}I_{qs2} \quad (II-50)$$

$$P = \frac{3}{2} \left\{ \left[\left(R_{s1}I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \right) (I_{ds1}) \right] \left[\left(R_{s2}I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \right) (I_{ds2}) \right] \right\} + \frac{3}{2} \left\{ \left[\left(R_{s1}I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds1} \right) (I_{qs1}) \right] \left[\left(R_{s2}I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds2} \right) (I_{qs2}) \right] \right\} \quad (II-51)$$

$$P = \frac{3}{2} [R_{s1}(I_{ds1})^2 + R_{s2}(I_{ds2})^2 + R_{s1}(I_{qs1})^2 + R_{s2}(I_{qs2})^2] + \frac{3}{2} \left[\frac{d}{dt} \Phi_{ds1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} I_{qs2} \right] + \frac{3}{2} [\omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2})] \quad (II-52)$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules.

- le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée.
- le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

II.4.12.2. Couple électromécanique

$$P_{em} = C_{em} \Omega_s \quad (II-53)$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [\omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2})] \quad (II-54)$$

Sachant que : $C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = p \frac{P_{em}}{\omega_s}$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2})] \quad (II-55)$$

Où 'p' représente le nombre de pair de pôle.

En remplaçant les équations des flux (II-46) dans l'équation de couple (II-55) on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\{L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr})\} I_{qs1} + \{L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds2} + I_{ds1} + I_{dr})\} I_{qs2}] - \frac{3}{2} p [\{L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})\} I_{ds1} + \{L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs2} + I_{qs1} + I_{qr})\} I_{ds2}] \quad (II-56)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p L_m [I_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - I_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (II-57)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs2} + I_{qs1} + I_{qr}) \end{cases} \quad (II-58)$$

On peut écrire:

$$I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (II-59)$$

$$I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (II-60)$$

En remplaçant (II-59) et (II-60) dans l'équation du couple (II-57), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (II-61)$$

II.4.13. Mise sous forme d'équation d'état

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

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (II-62)$$

avec : A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

On choisit dans tout ce qui suit, le vecteur d'état $[\Phi_{ds1} \ \Phi_{ds2} \ \Phi_{qs1} \ \Phi_{qs2} \ \Phi_{dr} \ \Phi_{qr}]^t$.

A partir du système d'équations (II-46) les différents courants s'expriment comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (II-63)$$

Avec: $\Phi_{md} = L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr})$ (II-64)

$\Phi_{mq} = L_m(I_{dq1} + I_{dq2} + I_{qr})$ (II-65)

Sachant que : $\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2}$ (II-66)

Φ_m : Flux magnétisant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (II-67)$$

Avec : $L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$ (II-68)

En remplaçant le système d'équation (II-63) dans le système d'équation (II-40) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (II-69)$$

En remplaçant Φ_{md} et Φ_{mq} par leurs valeurs dans le système d'équations (II-69) On aura :

$$\begin{cases}
 \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{dr} \\
 \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{dr} \\
 \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs2} - \omega_s \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{qr} \\
 \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{qr} \\
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} + \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{ds1} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{ds2} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \Phi_{qr} + \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{qs1} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} + \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{qs2}
 \end{cases} \quad (II-70)$$

Nous mettons le système d'équation sous forme d'un système d'équation d'état :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Avec :

$$X = \begin{pmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{pmatrix}; U = \begin{pmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$A = \begin{pmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \\ \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s2}L_r} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s2}L_r} & -(\omega_s - \omega_r) & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix}$$

II.4.14.Simulation de la MASDE alimentée par des tensions sinusoïdales :

La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink.

II.4.14.1.Simulation Numérique :

La résolution numérique des équations différentielles (II-70) , (II-61)et (II-20)a été faite à l'aide d'une programmation sous l'environnement Matlab.

Les paramètres de la machine utilisée (les deux étoiles sont indiquées). Annexe (A).

L'étude des performances de la machine alimentée directement par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-71})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t - \frac{\pi}{6}) \\ V_{sb2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\ V_{sc2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \quad (\text{II-72})$$

V_s :Valeur efficace de la tension ($V_s = 220 V$) .

ω_s :Pulsation d'alimentation ($\omega_s = 2\pi f, f = 50 h$).

II.4.14.2.Le schéma de simulation

La figure (II.4) présente le schéma bloc de la machine asynchrone double étoile à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.

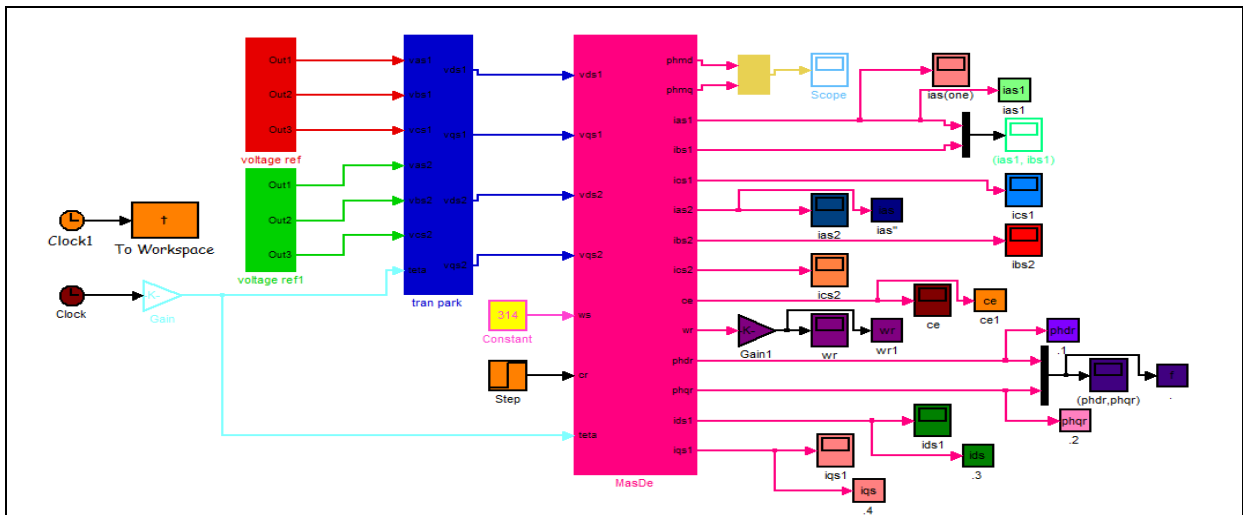


Fig. II.4 : Schéma de simulation de MASDE alimentée par des tensions sinusoïdaux

II.4.14.3.Premier cas : Fonctionnement à vide :

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide $C_r = 0$.

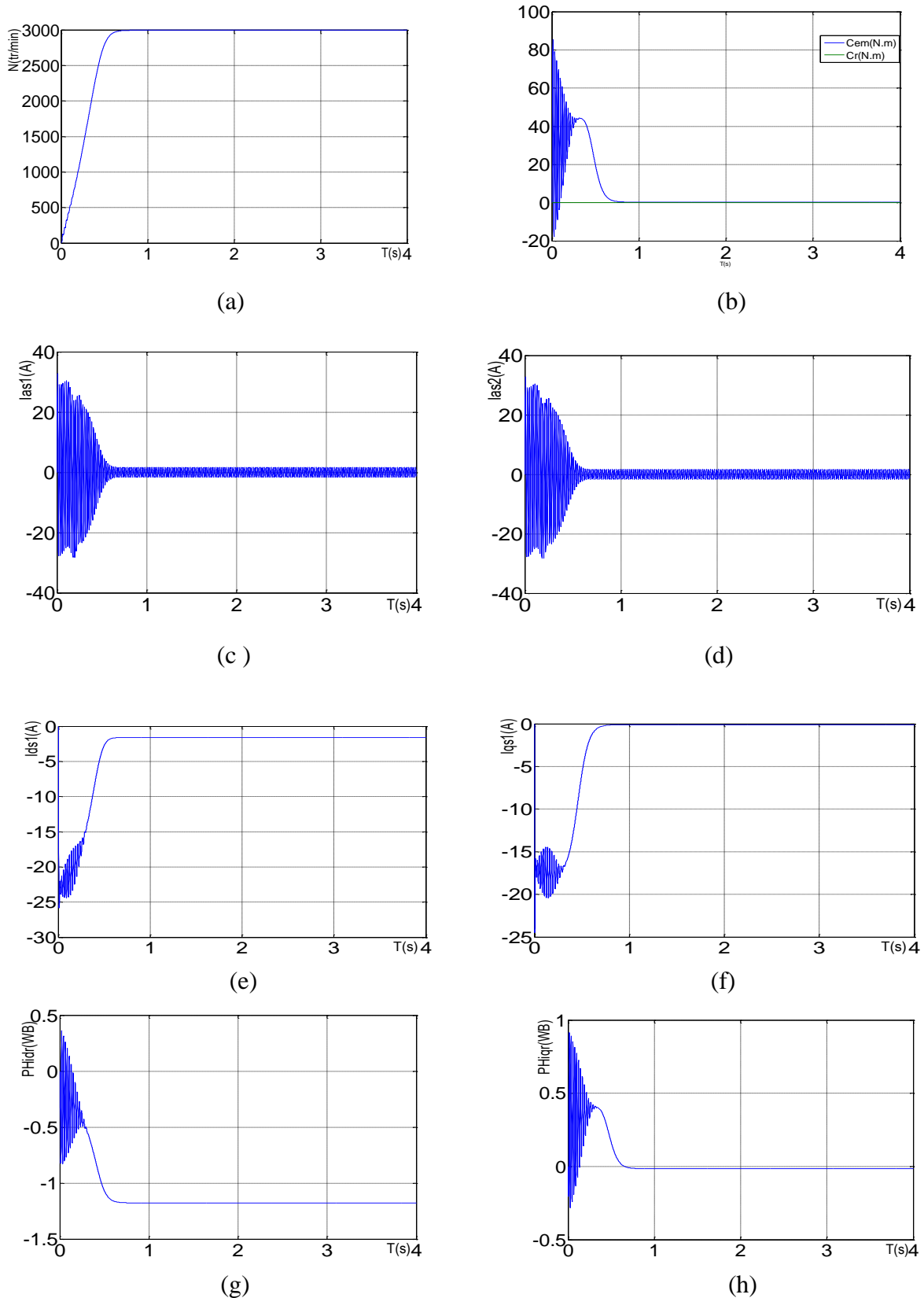


Fig. II.5 : Performances de la conduite de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide

II.4.14. 4. Deuxième cas : Fonctionnement en charge

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge $C_r = 15 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t = 2\text{s}$. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.

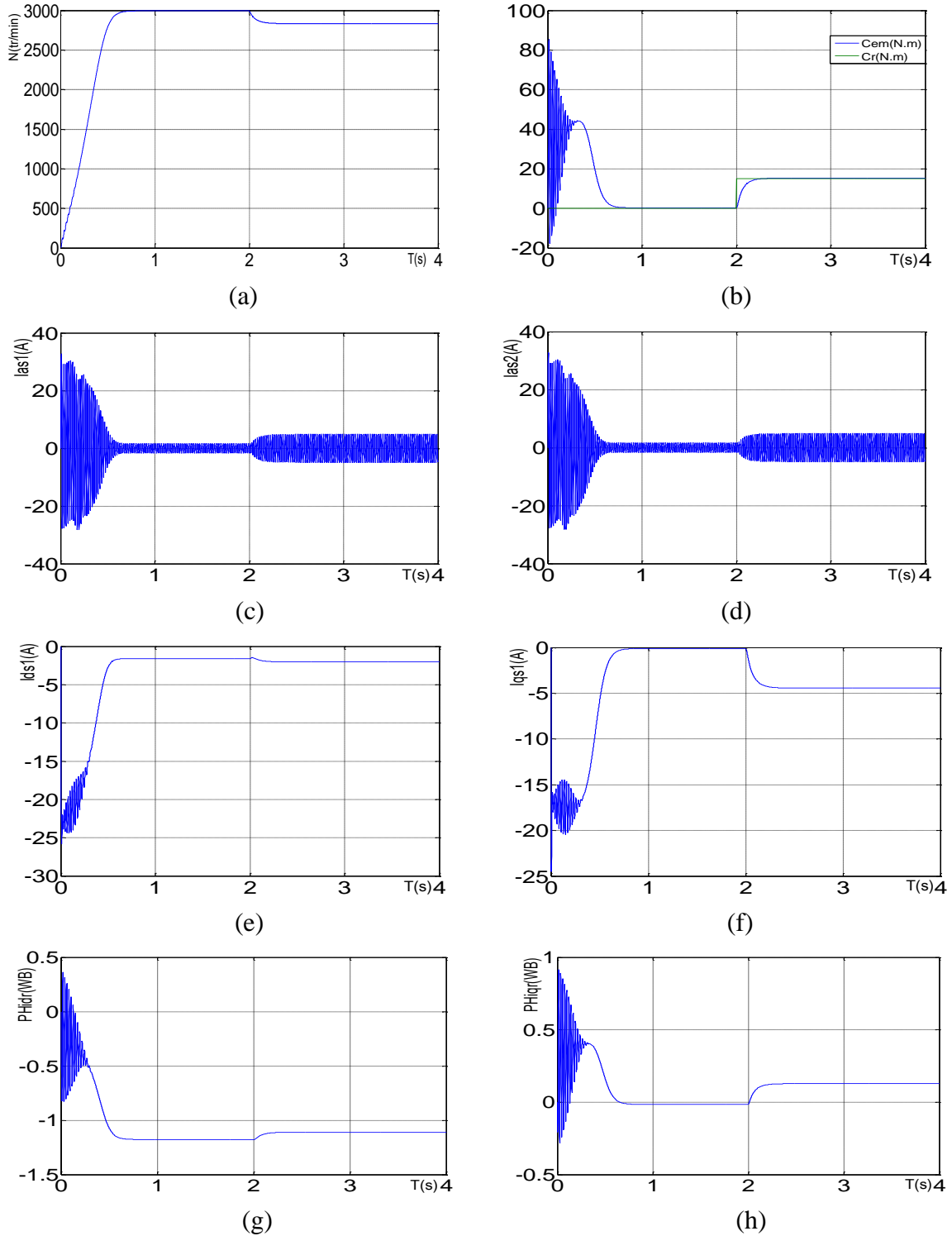


Fig. II.6 : Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistante ($C_r = 15 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 2\text{s}$

II. 4.14.5. Interprétation des résultats de simulation :

➤ Fonctionnement à vide :

Les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement à vide montrent que :

La vitesse de rotation se stabilise presque à 3000 tr/min après un régime transitoire d'environ 0.8s (Fig. II.5(a)).

Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de 81 N.m et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de 0.31 N.m (Fig. II.5(b)).

Les courants statoriques ' I_{as1} ' et ' I_{as2} ' ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres $R_{s1} = R_{s2} \dots$ etc.). Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants très importants, leur amplitude atteint la valeur $I_{as1} = I_{as2} = 25A$. Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête de 3.3A d'amplitude (Fig. II.5(c)) (Fig. II.5(d)).

Les courants statoriques suivant les axes directs et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse ; néanmoins, on remarque des faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.4s.

L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique.

➤ Fonctionnement en charge :

En appliquant une charge à l'instant $t = 3$ s, on constate que la vitesse de rotation chute jusqu'à atteindre la valeur $N = 2753$ tr/min vitesse nominale comme il illustré sur la figure (II.6(a)).

Le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sur les pertes par frottement. (Fig. II.6(b)).

Le courant de l'étoile 1 ' i_{as1} ' atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 5.6 A comme le montre les figures (Fig. II.6(c)) et (Fig. II.6(d)).

Le flux ' ϕ_{dr} ' lors de l'application de la charge, diminue de 0.96 Wb à 0.87 Wb en valeur absolu (Fig. II.6(g)), alors que le flux ' ϕ_{qr} ' augmente de 0 Wb à 0.15 Wb (Fig. II.6(h)), ce qui montre bien le couplage entre le flux et le couple. Donc, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant entre le couple et le flux, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

II. 5. MODÉLISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MASDE :

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables [14].

II. 5.1. Modélisation de l'onduleur à commande MLI :

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance. Les entraînements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, on utilise les transistors ou les thyristors 'Gto' surtout dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable ; pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation.

Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Fig. II.7). Pour modéliser l'onduleur, on doit distinguer d'une part les tensions de branches v_{10} , v_{20} et v_{30} mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue E , la tension d'entrée de l'onduleur. D'autres part, il y a les tensions de phases v_a , v_b et v_c mesurées par rapport au neutre N . Ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple).

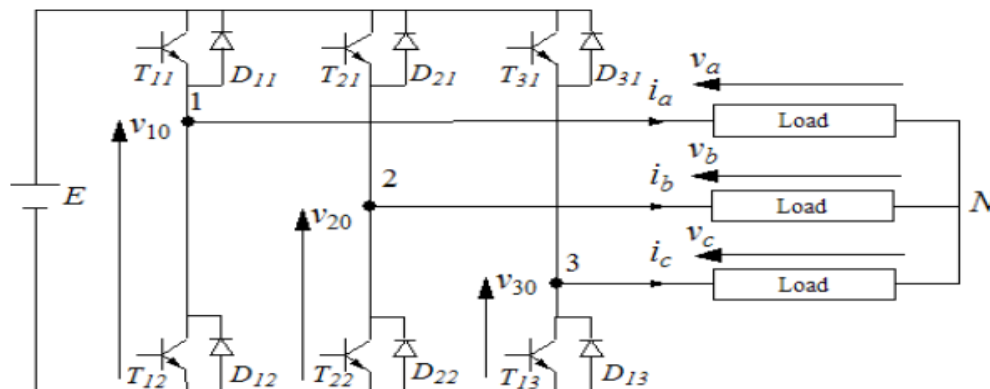


Fig. II.7– Schéma de principe de l'onduleur triphasé.

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Fig. II.7), $(K_{ij} \ i = 1,2 \text{ ou } 3 \ j = 1,2 \text{ ou } 3)$ supposé idéalisé. On peut établir les relations :

$$v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0$$

$$v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0 \quad (\text{II-73})$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre, la somme des courants i_a, i_b et i_c doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{II-74})$$

Dans l'expression (II-73), on peut remplacer $(v_b + v_c)$ par $(-v_a)$ et on tire :

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} - v_{30}) \\ v_b &= \frac{1}{3}(-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}) \\ v_c &= \frac{1}{3}(-v_{10} - v_{20} + 2v_{30}) \end{aligned} \quad (\text{II. 75})$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K_{ij} les tensions de branche v_{j0} peuvent être égales à E ou à 0 . On introduit d'autres variables S_{11}, S_{21} et S_{31} qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur K_{i1} respectivement. L'équation (II-74) peut-être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 76})$$

a- Stratégie de commande

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire.

b- Objectif de la technique MLI [15]

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties variable.

- ❖ Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes :

$$\text{✚ Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} V_{\text{réf}sa1} = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_{\text{réf}sb1} = V_m \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{\text{réf}sc1} = V_m \sin(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II. 77})$$

$$\text{✚ Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} V_{\text{réf}sa2} = V_m \sin(2\pi f t - \alpha) \\ V_{\text{réf}sb2} = V_m \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ V_{\text{réf}sc2} = V_m \sin(2\pi f t + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{cases} \quad (\text{II. 78})$$

f : La fréquence de référence.

V_m : L'amplitude de la tension de référence.

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{mp} \left(\frac{4}{T_p} - 1 \right) \text{ si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{mp} \left(-\frac{4}{T_p} + 3 \right) \text{ si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II. 79})$$

$f_p = \frac{1}{T_p}$: La fréquence de modulation.

V_{mp} : La valeur crête de l'onde de modulation.

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation "m" égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$).
- Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

$$\text{✚ Pour l'onduleur N°1: } \begin{cases} V_{\text{réf}sa1} > V_p(t) \text{ alors } f_{11} = 1 \text{ sinos } f_{11} = 0 \\ V_{\text{réf}sb1} > V_p(t) \text{ alors } f_{21} = 1 \text{ sinos } f_{21} = 0 \\ V_{\text{réf}sc1} > V_p(t) \text{ alors } f_{31} = 1 \text{ sinos } f_{31} = 0 \end{cases}$$

$$\text{✚ Pour l'onduleur N°2: } \begin{cases} V_{\text{réf}sa2} > V_p(t) \text{ alors } f_{12} = 1 \text{ sinos } f_{12} = 0 \\ V_{\text{réf}sb2} > V_p(t) \text{ alors } f_{22} = 1 \text{ sinos } f_{22} = 0 \\ V_{\text{réf}sc2} > V_p(t) \text{ alors } f_{32} = 1 \text{ sinos } f_{32} = 0 \end{cases}$$

II. 5.2. Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension :

La figure (II. 9) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

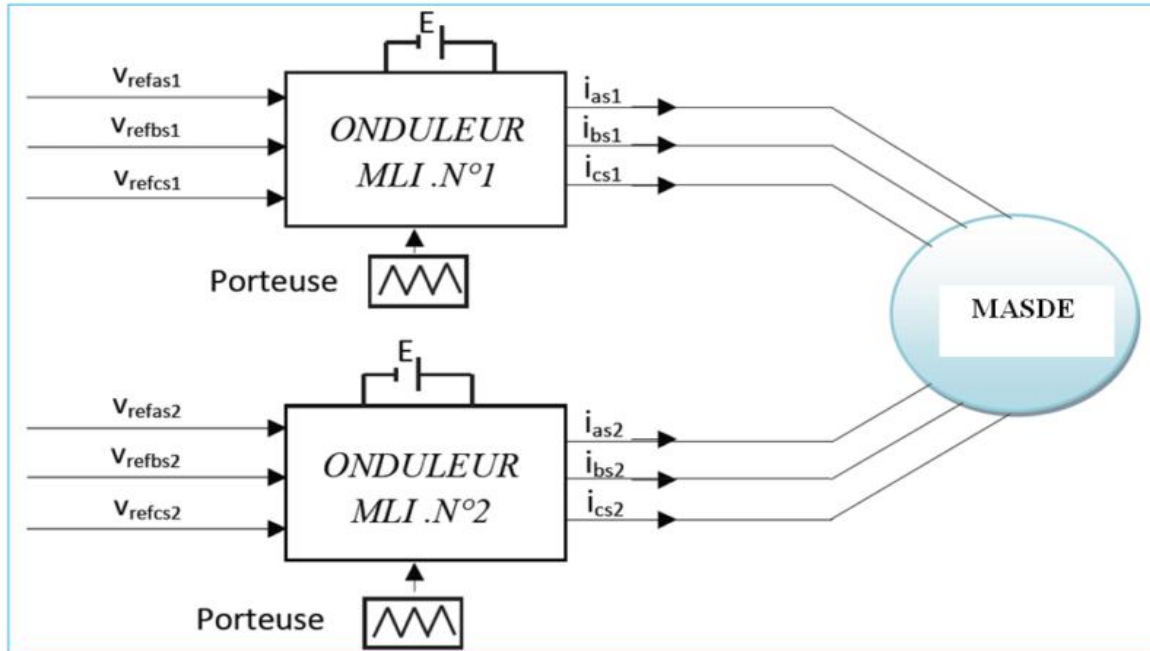
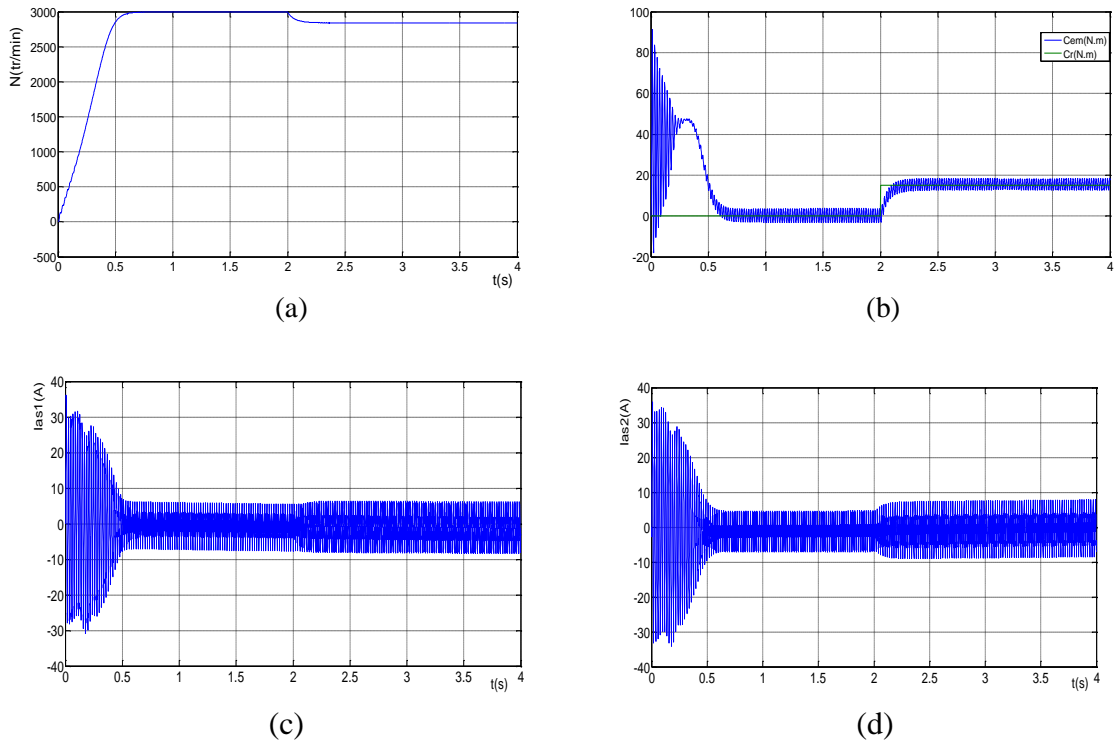


Fig II.8 – Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

II.5.3. Résultats de simulation de MASDE alimentée par deux onduleurs de tension :



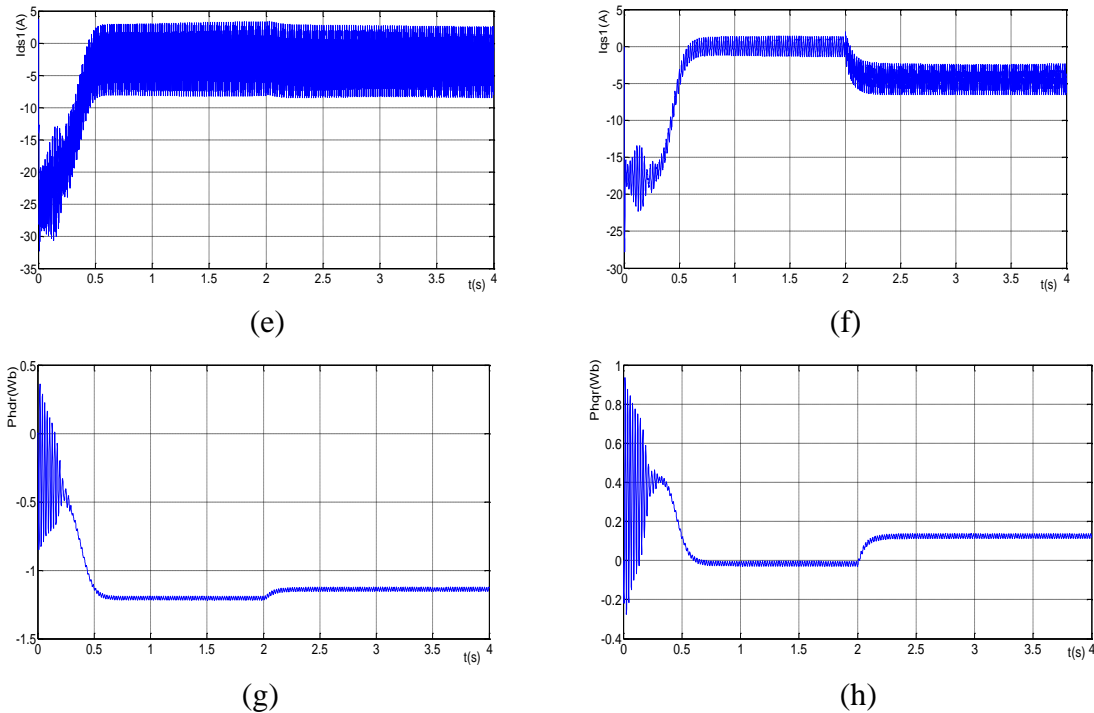


Fig. II.9 : Les résultats de simulation de MASDE avec deux onduleurs de commande MLI, avec l'application d'une charge : $C_r=15 \text{ N.m}$ à $t=2\text{s}$

La figure (II.10) représente les résultats de simulation de MASDE alimentées par les deux onduleurs de tension à commande MLI sinusoïdale triangle dont $r=0.8$ et $m=2$, suivi l'application d'une charge de 15N.m à $t=2\text{s}$. On remarque que ces résultats sont les même que celles obtenus dans le cas de la machine alimentée par la tension sinusoïdale (figure II.6) mais avec l'apparition des ondulations au niveau du couple électromagnétique, et au niveau des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (étoiles 1 et 2) et au niveau des flux rotoriques d'axes d et q.

Ce que montre que cette technique engendre une augmentation des ondulations qui sont dues principalement aux harmoniques délivrées par l'onduleur.

II.6.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone à double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de Park.

Le processus du fonctionnement du moteur, à vide et l'application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales à vide et en charge, puis par des onduleurs de tensions à commande MLI sinusoïdale triangle en charge a été présentée.

Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée. L'objectif de chapitre suivant est la régulation de vitesse par la commande vectorielle cette dernière qui permette d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux.

Chapitre III
*LA Commande vectorielle
de la MASDE*

Chapitre III : Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Double Etoile 'MASDE'

III.1. INTRODUCTION :

Actuellement, la machine asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût, elle détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue la machine synchrone. Seulement une association « convertisseur statique machine asynchrone » exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [16].

Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles ont été réalisées pour remédier le problème de commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées, de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. Les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). Pour maîtriser ces difficultés et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle (field oriented control) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision.

L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double étoile présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche [16].

Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la MASDE à base d'un régulateur classique PI.

III.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (Fig. III.1). Cette dernière assurant de découplage de flux et du couple.

En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit (I_a) contrôle le couple et le courant inducteur (I_f) contrôle le flux.

La relation du couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K'I_a I_f \quad (III-1)$$

Avec :

Φ : Flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : Courant d'induit.

K, K' : Constantes.

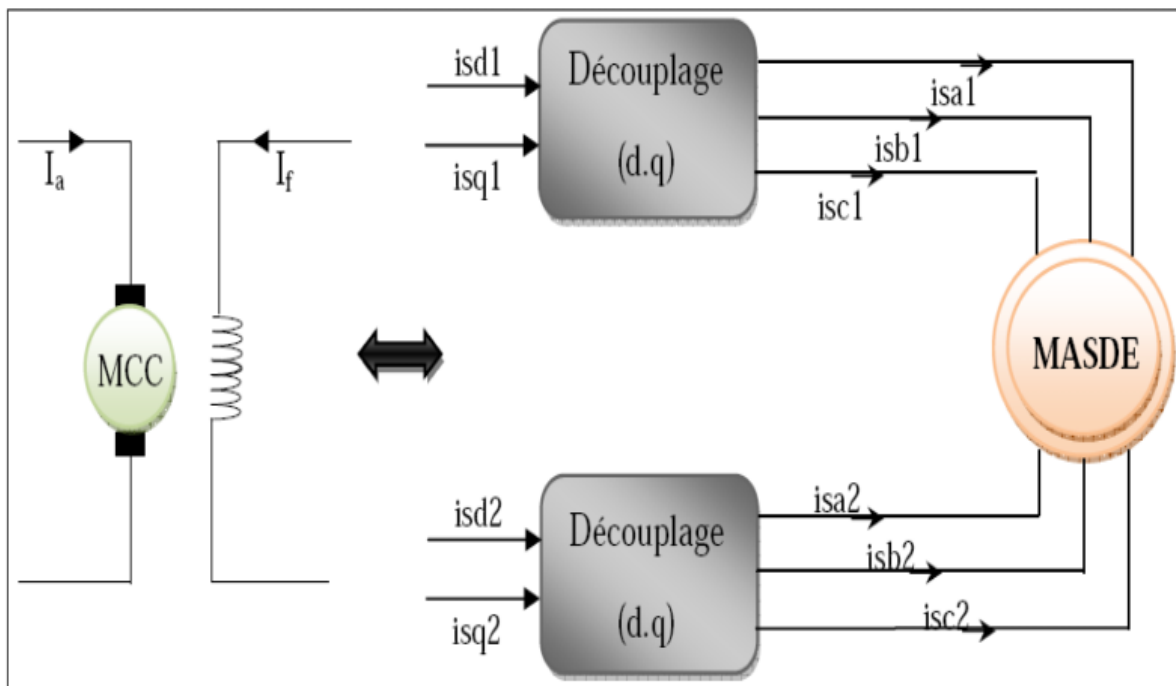


Fig. III.1 : Principe de la commande vectorielle

Pour la machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

III.3. PROCÉDÉ D'ORIENTATION DE FLUX :

Il existe trois types d'orientation du flux :

1. Orientation du flux rotorique avec les conditions : $\Phi_{dr} = \Phi_r$, $\Phi_{qr} = 0$.
2. Orientation du flux statorique avec les conditions : $\Phi_{ds} = \Phi_s$, $\Phi_{qs} = 0$.

3. Orientation du flux d'entrefer avec les conditions : $\Phi_{dm} = \Phi_m$, $\Phi_{qm} = 0$.

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la Machine électrique [17]. Dans notre étude, nous avons opté pour cette technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage entre le flux et le couple électromagnétique, dont l'expression du couple électromagnétique de la MASDE est donnée par l'expression (III.2) :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (III -2)$$

Si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est-à-dire : $\Phi_{dr} = \Phi_r$, $\Phi_{qr} = 0$

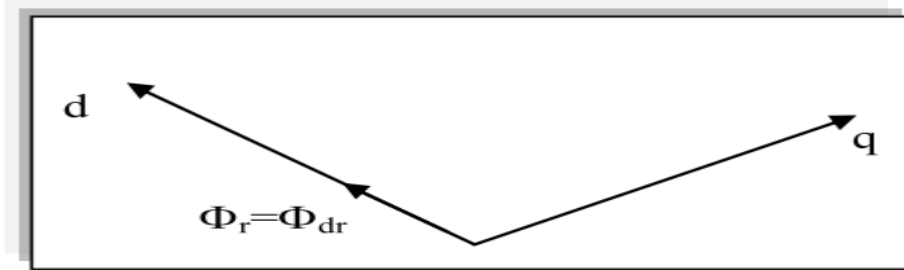


Fig. III.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe d

L'équation (III -2) devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) = K\Phi I_{qs}] \quad (III-3)$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} ; \quad I_{qs} = I_{qs1} + I_{qs2}$$

D'après l'équation (III -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 (équation (III -1)). On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

III.4. MÉTHODES DE COMMANDE VECTORIELLE :

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte a été introduite par K. Hasse.

III.4.1 Méthode directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [18]. Pour cela deux procédés sont utilisés :

La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur .L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

III.4.2 Méthode indirecte :

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. La descriptive "méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [19].

III.5 .RÉGULATION DE LA VITESSE PAR LA MÉTHODE DIRECTE :

La commande vectorielle directe nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. A cet effet, un estimateur du flux rotorique Φ_r est implanté à partir des mesures de courants statoriques et les transformés en $I_{ds1}, I_{qs1}, I_{ds2}$ et I_{qs2} et de la pulsation du glissement[20] .

La figure (III.3) représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

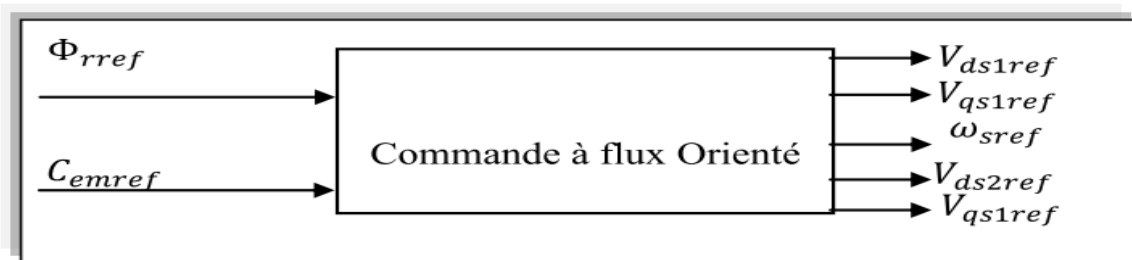


Fig. III.3 : Schéma bloc de commande à flux orienté

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (II-59) (II-60), il devient [21] [22] :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{III} - 4)$$

Considérons comme références de commande le flux rotorique Φ_{rref} et le couple c_{emref} . En tenant compte de la condition, $\Phi_{dr} = \Phi_{rref}$ et $\Phi_{qr} = 0$, le système d'équation (III - 4) devient comme suit :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2})}{L_r + L_m} \\ I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m}(I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (III - 5)$$

En remplaçant (III-5) dans (II-46) on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 I_{ds1} + L_r \eta I_{ds2} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 I_{qs1} + L_r \eta I_{qs2} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 I_{ds2} + L_r \eta I_{ds1} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 I_{qs2} + L_r \eta I_{qs1} \end{cases} \quad (III - 6)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_r + L_m} \quad ; \quad \lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \eta L_r$$

et on a : [26]

$$\Phi_{rref} = L_m(I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (III - 7)$$

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m}(I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III - 8)$$

$$I_{qr} = \frac{-\omega_{glref} \Phi_{rref}}{R_r} \quad (III - 9)$$

En remplaçant (III-6), (III - 7) et (III-8) dans le système d'équation (II- 40) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = R_{s1} I_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} - \omega_{sref}(L_{s1} I_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1ref} = R_{s1} I_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} + \omega_{sref}(L_{s1} I_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{ds2ref} = R_{s2} I_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{ds2} - \omega_{sref}(L_{s2} I_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs2ref} = R_{s2} I_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} + \omega_{sref}(L_{s2} I_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (III - 10)$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad ; \quad \omega_{glref} = \omega_{sref} - \omega_r$$

En introduisant l'équation (III - 8) dans (III - 9), on tire :

$$\omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_r + L_m) \Phi_{rref}} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III - 11)$$

A partir de la relation (III - 3), on trouve :

$$I_{qs1} + I_{qs2} = \frac{(L_r + L_m)}{p L_m \Phi_{rref}} C_{emref} \quad (III - 12)$$

Donc :

$$C_{emref} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \Phi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III - 13)$$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} \\ V_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} \\ V_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{ds2} \\ V_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III -14})$$

Le système (III -14) montre que les tensions statoriques ($V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$) sont directement reliées aux courants statoriques ($I_{ds1}, I_{qs1}, I_{ds2}, I_{qs2}$) . Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ($V_{ds1ref}, V_{qs1ref}, V_{ds2ref}, V_{qs2ref}$) à flux constant sont donnés par :[22]

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} - V_{qs1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2} - V_{qs2c} \end{cases} \quad (\text{III -15})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_{sref}(L_{s1}I_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1c} = \omega_{sref}(L_{s1}I_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{ds2c} = \omega_{sref}(L_{s2}I_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs2c} = \omega_{sref}(L_{s2}I_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (\text{III -16})$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques ($I_{ds1}, I_{qs1}, I_{ds2}, I_{qs2}$) et on obtient à leurs sorties les tensions statoriques ($V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$).

III.5.1. Synthèse d'un régulateur PI de courant :

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI). La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes « d » et « q ». [12]

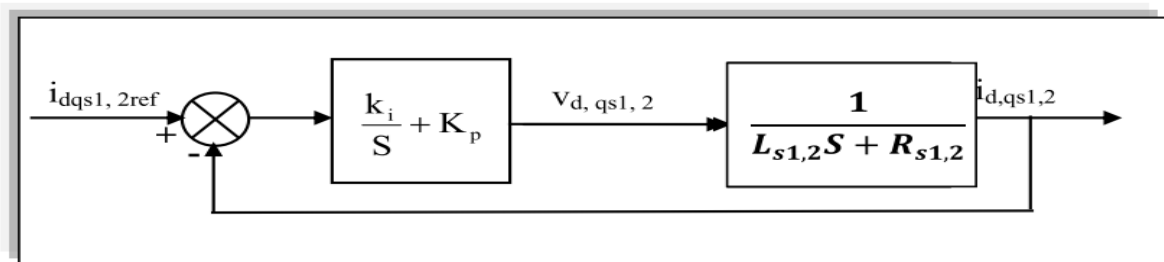


Fig.III.4: Schéma de régulation des courants statorique

Avec :

L : est égale à L_{s1} ou L_{s2}

R : est égale à R_{s1} ou R_{s2}

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par : [11]

$$\frac{I_{dqs1,2}}{I_{dqs1,2ref}} = \frac{K_i + K_p S}{L S^2 + (R + K_p) S + K_i} = \frac{N(S)}{D(S)} \quad (III - 17)$$

$$\begin{cases} K_{p1,2} = \frac{L_{s1,2}}{\tau_r} \\ K_{i1,2} = \frac{R_{s1,2}}{\tau_r} \end{cases} \quad (III - 18)$$

On prend $\tau = \frac{T_r}{6}$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante du temps électrique (rotorique) du système.

1. Le schéma bloc de découplage en tension désigné par DFOC (Direct Field Oriented Control) est présenté par la figure (Fig .III.5).

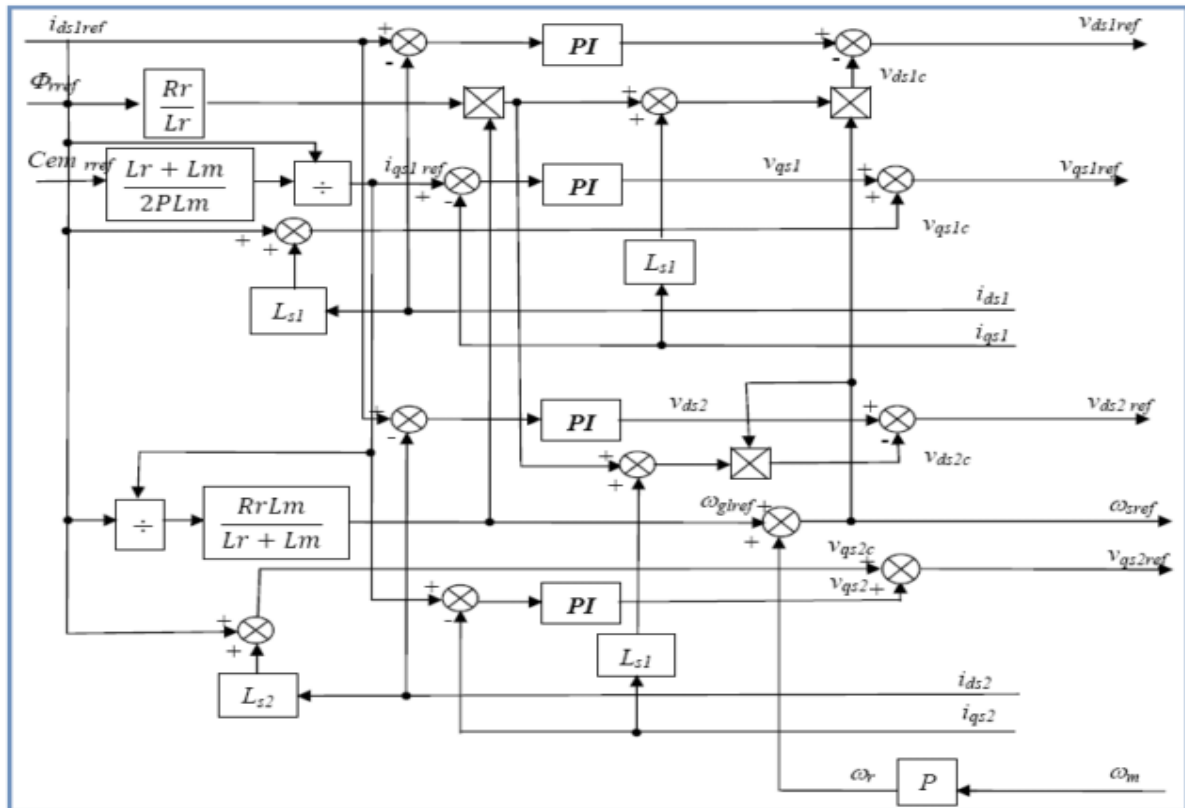


Fig.III.5: Schéma bloc de découplage' DFOC' de la MASDE

L'application de la commande 'DFOC' sur la machine nécessite le schéma suivant :

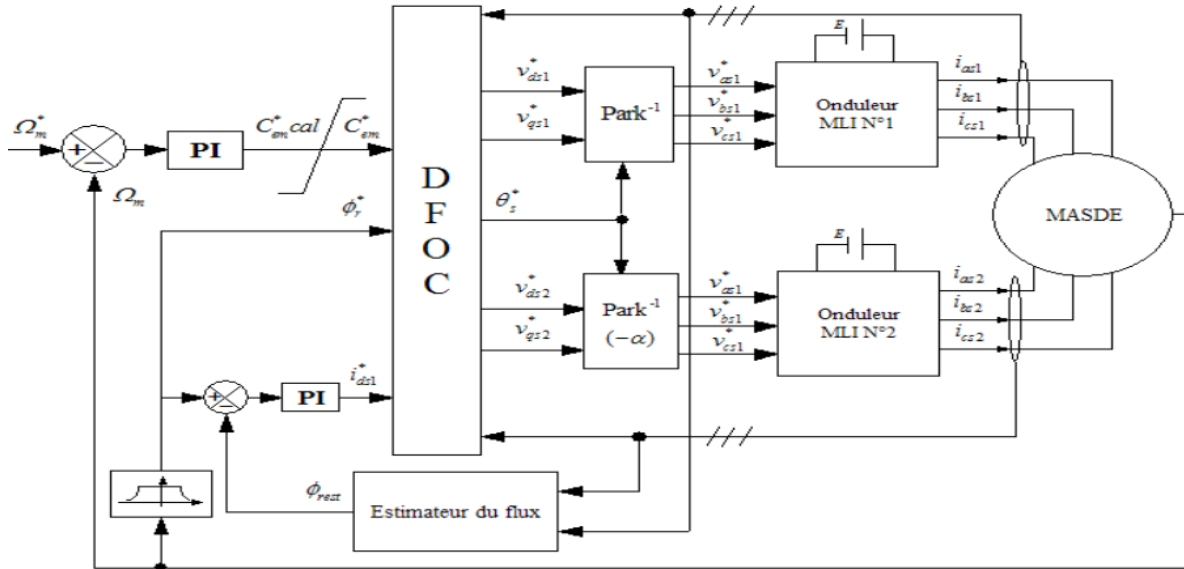


Fig.III.6: Représentation schématique de la commande DFOC sur la MASDE

III.5.2. Bloc de défluxage :

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale : Φ_{nr} pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_n .

Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela, on définit le flux de référence comme suit : [23]

$$\begin{cases} \Phi_{rref} = \Phi_n \text{ si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_{rref} = \Phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \text{ si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III -19})$$

Donc le bloc de défluxage est défini par la fonction non linéaire (III -19), et schématisé par la figure (Fig. III.7).

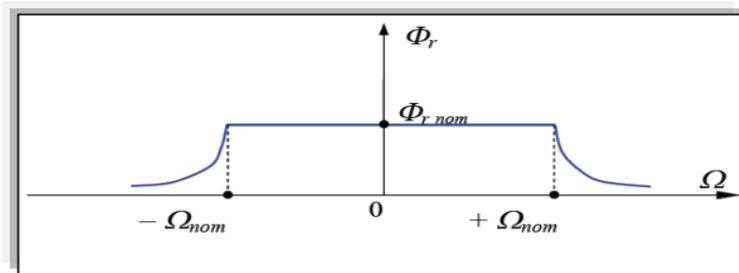


Fig. III.7 : Bloc de défluxage

III.5.3. Régulateur de vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la figure suivante :

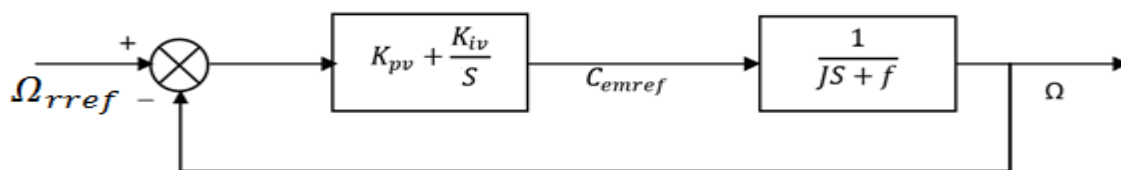


Fig. III.8 : Schéma d'un régulateur de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est : [11][13]

$$\frac{\Omega}{\Omega_{rref}} = \frac{k_{pv}S + k_{iv}}{jS^2 + (f + k_{pv})S + k_{iv}} \quad (\text{III -20})$$

$$\begin{cases} k_{pv} = J/\tau \\ k_{iv} = f/\tau \end{cases} \quad (\text{III -21})$$

Avec : $\tau = \tau_r$

III.5.4. Estimateur du flux :

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes : [21]

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{drest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) + \omega_{glref} \Phi_{qrest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{drest} \\ \frac{d\Phi_{qrest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \omega_{glref} \Phi_{drest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{qrest} \end{cases} \quad (\text{III -22})$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$\Phi_{rest} = \sqrt{\Phi_{drest}^2 + \Phi_{qrest}^2} \quad (\text{III -23})$$

III.5.5. Régulateur du flux :

Le schéma de régulation du flux est réalisé en admettant que : $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$

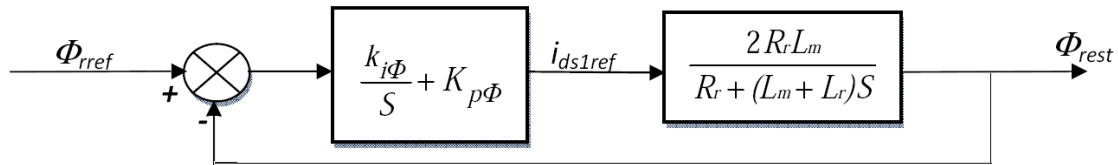


Fig.III.9 : Boucle de régulation de flux

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_{rest}}{\Phi_{rref}} = \frac{(K_{i\Phi} + K_{p\Phi}S)2R_r L_m}{(L_r + L_m)S^2 + (R_r + 2K_{p\Phi}R_r L_m)S + 2K_{i\Phi}R_r L_m} \quad (\text{III -24})$$

Par principe d'imposition des pôles, on obtient : [13]

$$\begin{cases} K_{p\Phi} = \frac{(L_r + L_m)}{2R_r L_m \tau} \\ K_{i\Phi} = \frac{1}{2L_m \tau} \end{cases} \quad (\text{III -25})$$

On prend : $\tau = \tau_r$

III.5.6. Résultats de simulation :

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MASDE en charge, en inversion de vitesse et les tests de robustesse.

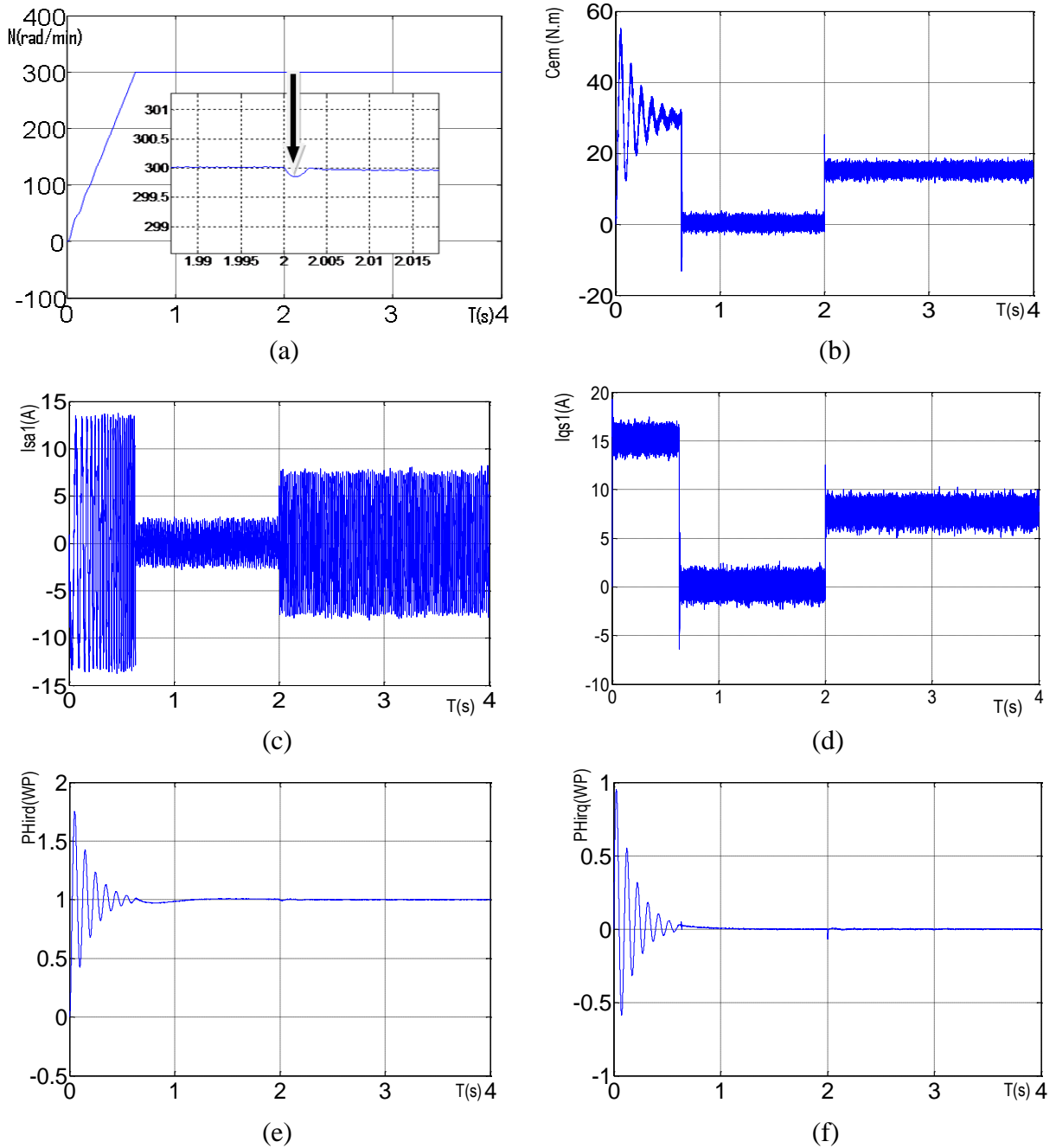


Fig.III.10 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe avec application d'une charge $C_r=15\text{N.m}$ à $t=2\text{s}$

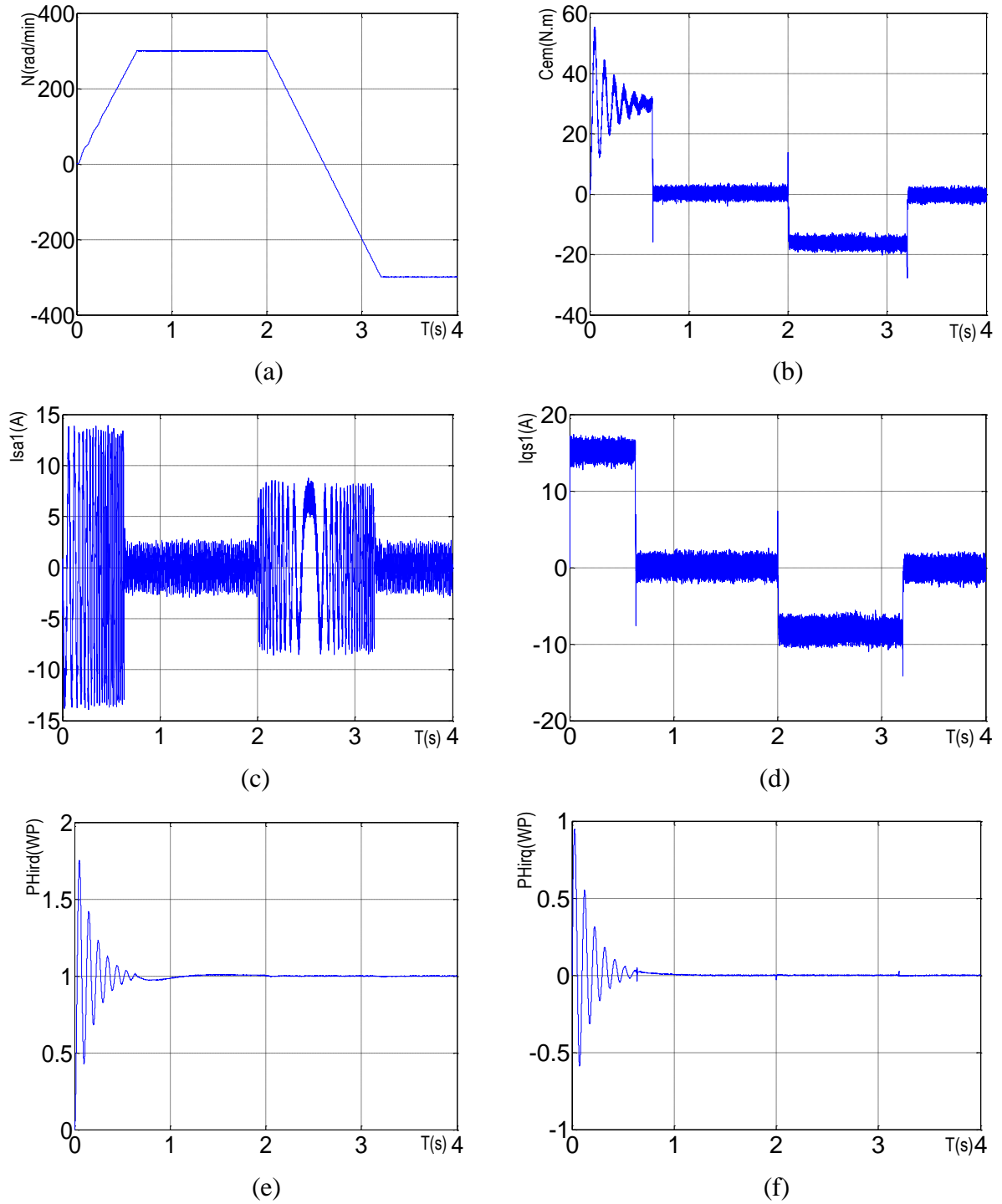


Fig.III.11 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe avec inversion de sens de rotation à l'instant $t=2s$

III.5.7. Interprétations des résultats

Dans le premier cas : fonctionnement en charge, on constate que :

1. La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de $t = 0.63s$. Le rejet de perturbation est effectué pendant $0.02s$ (Fig. III.10 (a)).
2. Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ $55N.m$. D'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à $t = 2s$ il compense le couple de charge appliqué à la machine (Fig. III.10 (b)).
3. Un appel de courant I_{as1} en régime transitoire de valeur crête $14A$, même en charge mais de valeur crête faible par rapport au régime transitoire (Fig. III.10 (c)). Le courant I_{qs1} a la même forme que celle du couple électromagnétique (Fig. III.10 (d)).
4. Le flux Φ_{dr} oscille autour de la valeur $1Wb$, puis il se stabilise à la valeur imposée (Fig. III.10 (e)). Le flux Φ_{qr} est de même forme que Φ_{dr} avec une valeur de stabilisation $0Wb$ Fig. III.10 (f)).

Dans le deuxième cas, inversion de sens de rotation, on constate que :

1. La vitesse de rotation suit la vitesse de référence, elle s'inverse à -300 Rad/min durant un temps d'environ $1.05s$; (Fig. III.11 (a)).
2. Le changement du sens de rotation conduit à un couple électromagnétique négatif d'environ $-25N.m$. Puis il se stabilise autour de zéro (pas de charge) (Fig. III.11 (b)).
3. Un appel de courant statorique pendant le temps écoulé pour l'inversion de sens de rotation. Après l'inversion, le courant I_{as1} a une allure proche de la sinusoïde de valeur crête $2.5A$ (Fig. III.11 (c)).
4. L'inversion du sens de rotation conduit à un courant I_{qs1} négatif. Puis il se stabilise à la valeur zéro (Fig. III.11 (d)).
5. Les deux flux rotoriques ont une allure sinusoïdale amortie au démarrage. Puis ils se stabilisent autour de leurs valeurs imposées. Pour Φ_{dr} (Fig. III.11 (e)), pour Φ_{qr} (Fig. III.11 (f)).

III.5.8. Tests de Robustesse :

1^{ère} Test: variation de la résistance rotorique R_r :

La robustesse d'une commande est sa capacité à sur monter l'incertitude sur le modèle à contrôler. On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDE. Le fonctionnement des machines électriques est sensible aux variations de la constante de temps rotorique. On varie la résistance rotorique R_r de la MASDE par rapport à sa valeur nominale.

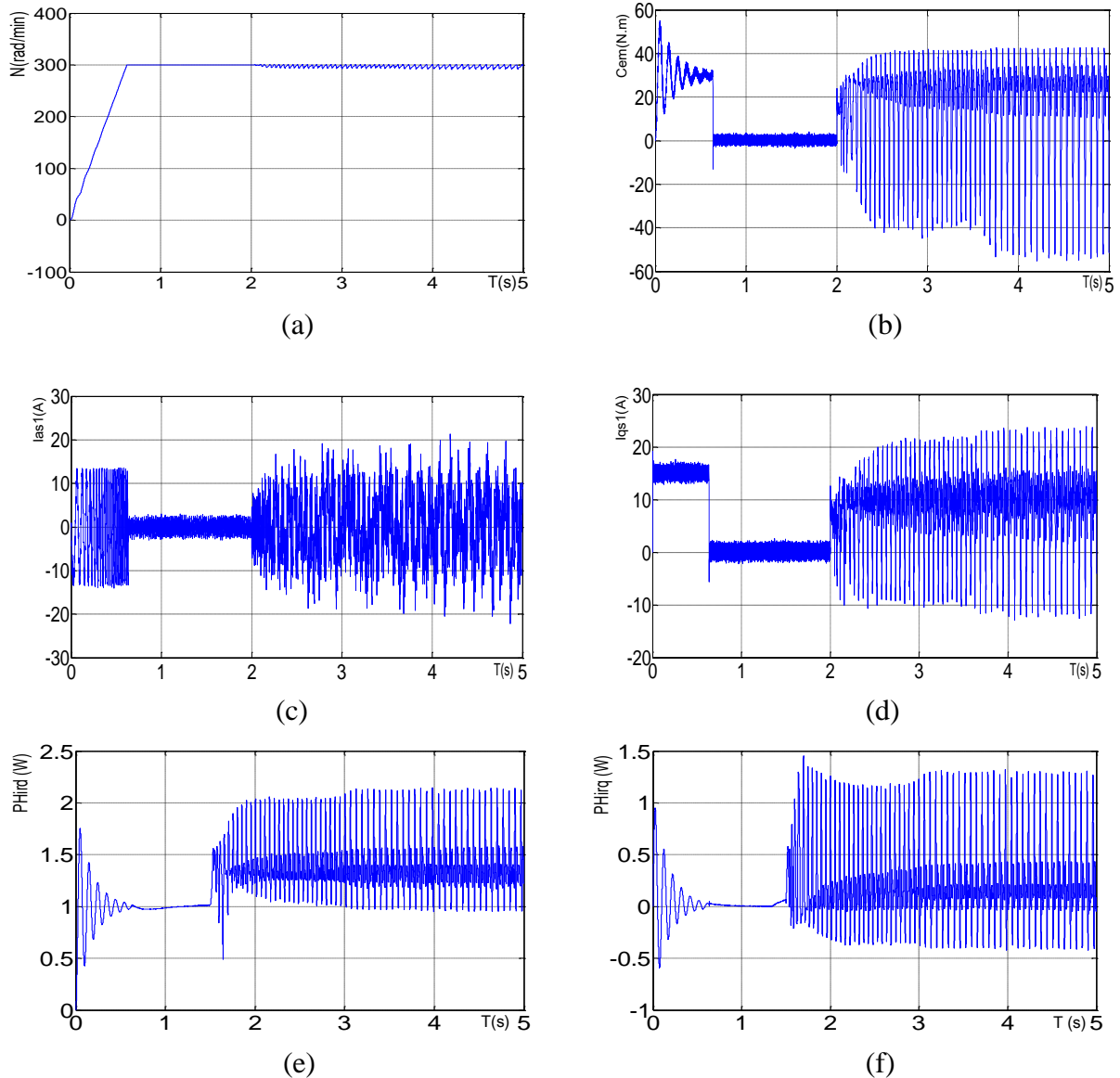
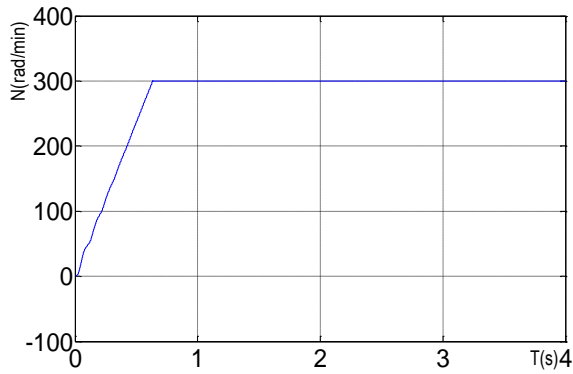
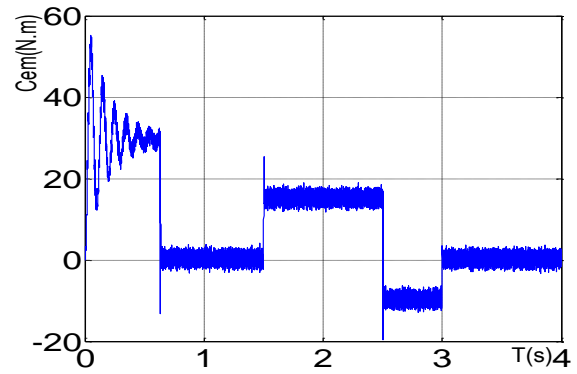


Fig. III.12 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe avec variation de résistance rotorique ($R_r = 2R_{rn}$ à $t = 1s$) en charge.

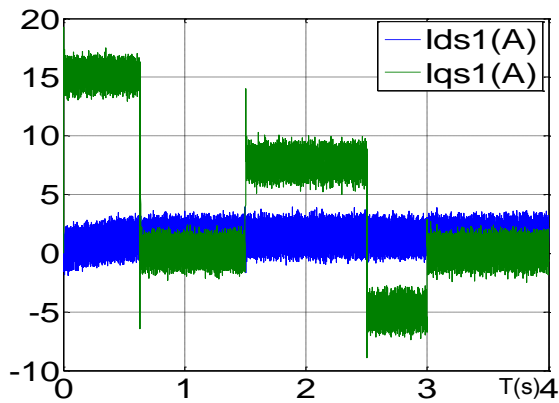
2^{eme} Test: variation de charge:



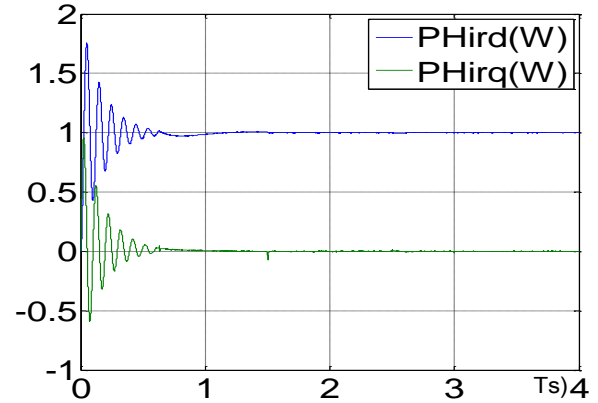
(a)



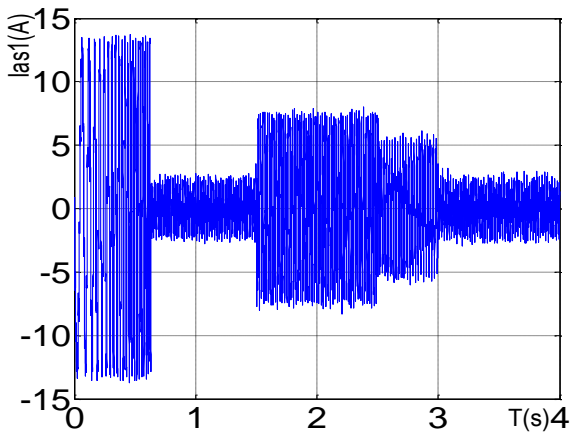
(b)



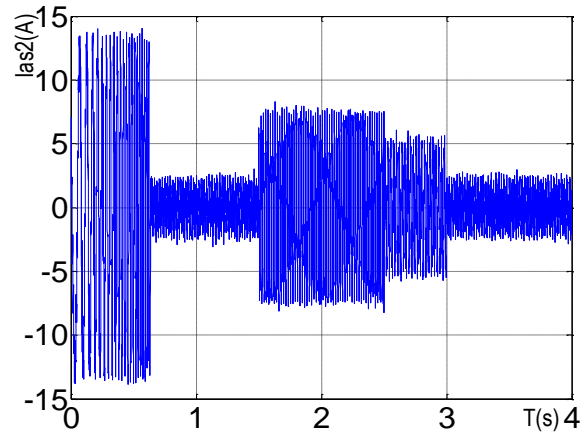
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. III.13 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe avec variation de la charge ($C_r = [0 \ 0 \ 15 \ 15 \ -10 \ -10 \ 0 \ 0]$ (N.m) à l'instant $T = [0 \ 1.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 2.5 \ 3 \ 3 \ 4]$ (s).

III.5.9. Interprétations des résultats

1^{ère} Test : variation de la résistance rotorique :

1. La (Fig. III.12) représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance rotorique à partir de l'instant $t = 1s$, R_r devient $2R_r$ et avec une application de charge à partir de $t = 2s$.
2. La vitesse de rotation présente des oscillations lors du changement de la résistance rotorique et l'introduction de la charge, de valeur ± 20 de la valeur de la vitesse de référence (Fig. III.12 (a)).
3. Le courant I_{as1} présente en charge des pics de courant de valeur 20A dans une courte durée (Fig. III.12 (c)). De grandes perturbations sont observées au niveau du couple électromagnétique en charge allant jusqu'à 44N.m (Fig. III.12 (b)). Le courant d'axe q I_{qs1} a la même forme que celle du couple électromagnétique mais de valeur de perturbation de 25A (Fig. III.12 (d)).
4. La (Fig. III.12(e)(f)) représente les deux formes des flux rotorique Φ_{dr} et Φ_{qr} où on constate bien que le découplage est affecté.

2^{ème} Test : variation de la charge :

1. La (Fig. III.13) représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la charge C_r
 Tel que $(C_r = [0 \ 0 \ 15 \ 15 \ -10 \ -10 \ 0 \ 0])$ (N.m) à l'instant $t = [0 \ 1.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 2.5 \ 3 \ 3 \ 4]$ (s)
2. La vitesse de rotation ne présente plus des oscillations lors de la variation de la charge comme il est illustré sur la figure (Fig. III.13 (a)).
3. La (Fig. III.14(b)) représente la variation du couple électromagnétique qui suit les valeurs de références appliquées.
4. Les (Fig. III.14(c)), (Fig. III.14(e)(f)) représentent la réponse du courant qui varie avec la variation de la charge.
5. La (Fig. III.14(d)) représente les performances des flux Φ_{dr} et Φ_{qr} , où le découplage est toujours maintient.

III.6. AVANTAGES DE LA COMMANDE VECTORIELLE [26]

1. Précision et stabilité en vitesse (avec capteur de vitesse)
2. Contrôle dynamique du couple
3. Performances équivalentes aux entraînements à courant continu

III.7. INCONVÉNIENT DE LA COMMANDE VECTORIELLE [24] [25]

1. Réglages et mise en service compliqués ;
2. Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la machine ;
3. Reste sensible vis-à-vis les variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage.

III.8. DOMAINES D'APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

La commande vectorielle est utilisée dans plusieurs domaines, on peut citer :

Applications de manutention (convoyeurs, palettiseurs, enrouleurs), de pompage (pompes, centrifugeuses, extrudeuses, ventilateurs), de levage (grues, ponts roulants, ascenseurs) et d'emballage (encaisseuses, étiqueteuses, remplisseuses, banderoleuses). [27]

III.9. CONCLUSION :

Dans ce chapitre la commande vectorielle de la MASDE a été appliquée par la méthode directe. Les résultats de simulation numérique montrent que cette méthode présente des bons résultats en termes de temps de réponse, de dépassement et le temps de l'inversion de la vitesse. Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI classique aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande à base d'un régulateur flou, qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande Floue De La Vitesse

D'Une Machine

Asynchrone Double Etoile

"MASDE"

Chapitre IV : Commande Floue De La Vitesse D'Une Machine Asynchrone Double Etoile "MASDE"

IV.1. INTRODUCTION :

La logique floue est une branche des mathématiques, basée sur la théorie des probabilités et des concepts flous. A ce titre, toute une série de notions fondamentales a été développée. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base de la logique floue.

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base [28-29]. Ensuite, on montrera comment construire un régulateur flou [30], et son application au réglage de vitesse de la MASDE. Des résultats de simulation seront aussi présentés et une comparaison entre le régulateur PI classique et PI flou sera effectuée pour montrer l'amélioration du comportement dynamique de la vitesse de la MASDE.

IV.2. HISTORIQUE :

Les origines de la logique floue se trouvent dans le principe de l'incertitude de Heisenberg. Dans les années 20, les physiciens ont introduit la troisième valeur $\frac{1}{2}$ dans le système logique bivalent $\{0, 1\}$. Au début des années 30, le logicien polonais "Jan Lukasiewicz" a développé le système logique avec trois valeurs [32].

Depuis les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance (Membership function) [32]. Il a fallu attendre 1965, pour que le concept des sous-ensembles flous soit proposé par "Lotfi Zadeh", automaticien de réputation internationale, qui a contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. Il publia un article intitulé (Fuzzy sets) ou (Ensembles flous).

En 1974, "M. Mamdani" expérimentait la théorie énoncée par "Zadeh" sur une chaudière à vapeur, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus industriels. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978. C'est la première véritable application industrielle de la logique floue. Grâce au

chercheur japonais "Sugeno", la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue [33].

Freinée par la réticence à appréhender un nouveau concept et par des difficultés de réalisation pratique, la logique floue ne débouche réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique. Et en 1995 grâce à "Jang", l'application de la logique floue s'élargit aux systèmes à réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et utilisée dans de nombreuses applications industrielles et gestionnaires. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement [29].

Depuis, la logique floue connaît au Japon un véritable essor dû au fait que les sociétés japonaises ont vite compris ses avantages, à la fois techniques et commerciaux:

1. Facilité d'implantation ;
2. Solutions de problèmes multi variables complexes ;
3. Robustesse vis-à-vis des incertitudes ;
4. Possibilité d'intégration du savoir-faire de l'expert.

IV.3. DOMAINES D'APPLICATION :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications, on peut citer [32] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...) ;
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;
- Systèmes autonomes mobiles ;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...) ;
- Systèmes de conditionnement d'ambiance ;
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin ;

– Produits de consommation courante.

IV.4. NOTIONS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE :

Cette section n'a pas pour but de donner un état des lieux complet de la logique floue, mais uniquement fournir les quelques notions de base de la logique floue d'une manière abrégée.

IV.4.1 Principe de base de la logique floue :

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité. Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle $[0,1]$.

Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont nets, tandis que pour les ensembles flous les contours sont graduels, ou encore flous comme l'illustre la Fig. IV.1 [33].

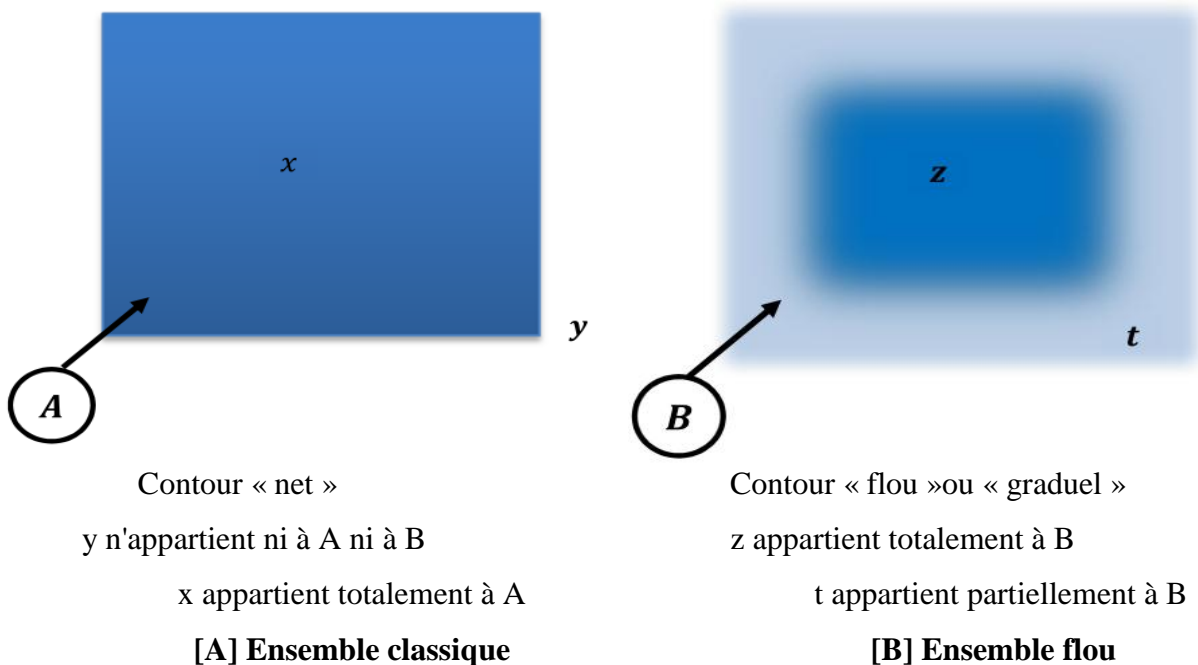


Fig. IV.1 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.

A ce titre, on associe aux ensembles classiques la logique binaire dite encore booléenne, et aux ensembles flous la logique floue. Ces deux logiques ne s'opposent pas, au contraire il apparaît comme nous le verrons plus loin, que la logique floue est une extension de la logique

binaire pour laquelle les niveaux de vérité (degrés d'appartenance que l'on note μ), au lieu d'être vrai ou faux peuvent prendre des valeurs comprise entre 0 et 1.

Afin de mieux saisir la différence qui existe entre les deux logiques et de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, présentons un exemple simple.

Un patient atteint d'hépatite présente généralement les symptômes suivants :

- Le patient a une forte fièvre,
- Sa peau présente une coloration jaune,
- Il a des nausées.

Comment modéliser l'état : "a une forte fièvre" ?

1. Représentation booléenne

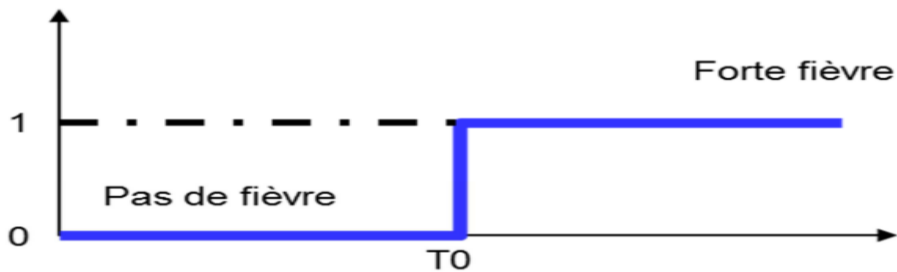


Fig. IV.2 : Représentation des variables booléenne classique.

- La variable booléenne ci-dessus tente de représenter cet état.
- En deçà de la température T_0 , le patient n'a pas de température.
- Au-delà, il doit consulter !

Donc comment quantifier T_0 lorsque le phénomène est complexe?

La notion de fièvre est typiquement une notion floue difficilement modélisable avec l'algèbre booléenne classique.

2. La variable "à une forte fièvre" manipulée par la logique floue serait la suivante :

La transition entre les valeurs faux (codée 0) et vrai (codée 1) est maintenant **progressive**.

Comme la figure suivante :

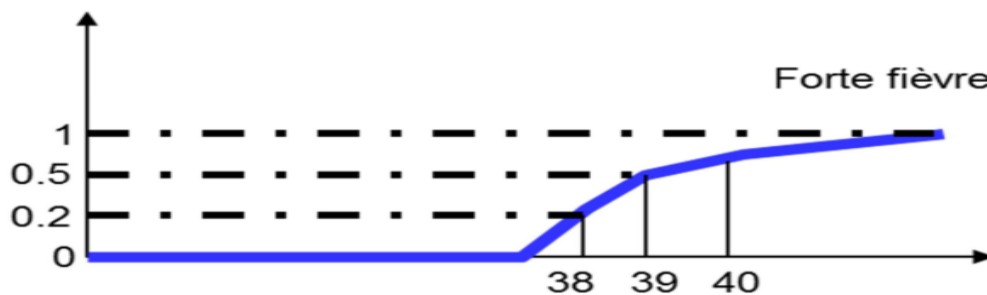


Fig. IV.3 : Représentation des variables floues.

- La fonction représentée doit être considérée comme un degré d'appartenance μ à l'état décrit ou comme une probabilité d'appartenir à l'ensemble considéré.
- Ainsi, un patient présentant une température de 38 n'a qu'un faible degré d'appartenance 20 % (0,2) à l'état "a une forte fièvre" alors que celui qui atteint 40 présente un fort degré d'appartenance (80 %) à ce même état.
- On voit qu'il est maintenant beaucoup plus aisé de fixer la température de basculement (progressif) d'état. A 39, on n'appartient qu'à 50 % à l'état "a une forte fièvre".

Si l'on reprend l'exemple du diagnostic médical, pour un patient dont la température aurait été juste inférieure à la température de transition (38,9 et 39 °C), on aurait exclu l'hépatite alors qu'avec la logique floue, on l'aurait envisagée avec une probabilité moyenne, mais non nulle de 50 % !

Ce type de la Fig. IV.3 est appelé fonction d'appartenance, elle illustre la gradualité introduite par la logique floue.

La fonction d'appartenance est désignée par $\mu_A(X)$ L'argument x se rapporte à la variable linguistique, tandis que l'indice A indique l'ensemble concerné.

$\mu_A(X)$, associée à l'ensemble A représentant la forte fièvre. Si $\mu_A(X)$ est égal à '1' alors il est sûr et certain que x est dans A, $\mu_A(X)$ est égal à '0' implique que sûr et certain x n'appartient pas à A, $\mu_A(X)$ est strictement entre 0 et 1 implique que x appartient à A avec un degré de vérité égal à $\mu_A(X)$. A est donc l'ensemble flou associé à la valeur linguistique forte fièvre. A sera noté par [28]

$$A = \{(x, \mu_A(X)) \text{ et } x \in X\} \quad (\text{IV.1})$$

Si X est discret, A est noté par:

$$A = \sum_x \frac{\mu_A(X)}{x} \quad (\text{IV.2})$$

Si X est continu, A est noté par:

$$A = \int \frac{\mu_A(X)}{x} \quad (\text{IV.3})$$

Où $\mu_A(X)$ est la fonction d'appartenance à A et X est l'ensemble de toutes les valeurs possibles de x (l'univers de discours de x).

IV.4.2. 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 flou A.

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(X)$ peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue 'x' [30].

IV.4.3 Fonction d'appartenance :

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu(x)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné [33]. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- Monotones (croissantes ou décroissantes), comme il est montré sur la Fig. IV.4.a, b ;
- Triangulaires (Fig. IV.4.c) ;
- Trapézoïdales (Fig. IV.4.d) ;
- En forme de cloche (Gaussiennes), comme le montre la Fig. IV.4.e.

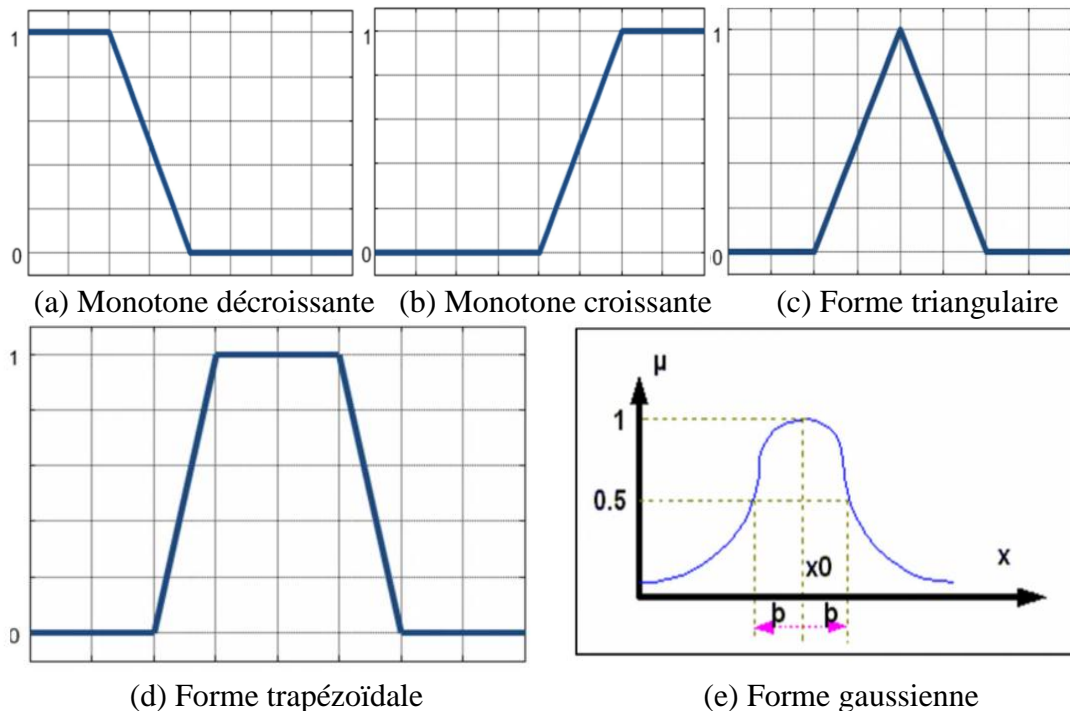


Fig. IV.4 : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

IV.4.4. Variable linguistique :

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à

base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit ...etc" [33]. Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue.

On peut représenter une variable linguistique par un triplet (x, U, T_x) tels que : x est une variable numérique (Vitesse, Taille, Température) définie sur un univers de référence U et T_x est un ensemble de catégories floues de U , qui sont utilisées pour caractériser x à l'aide de fonctions d'appartenance. Considérons la vitesse de rotation d'une machine électrique comme une variable linguistique définie sur un univers de discours $UD = [0, 100]$ rd/s, et son ensemble de catégories floues $T_{vitesse} = (Lente, Rapide, Moyenne)$ [33].

Ces trois ensembles flous de $T_{vitesse}$ peuvent être représentés par des fonctions d'appartenance comme le montre la fig. IV.5.

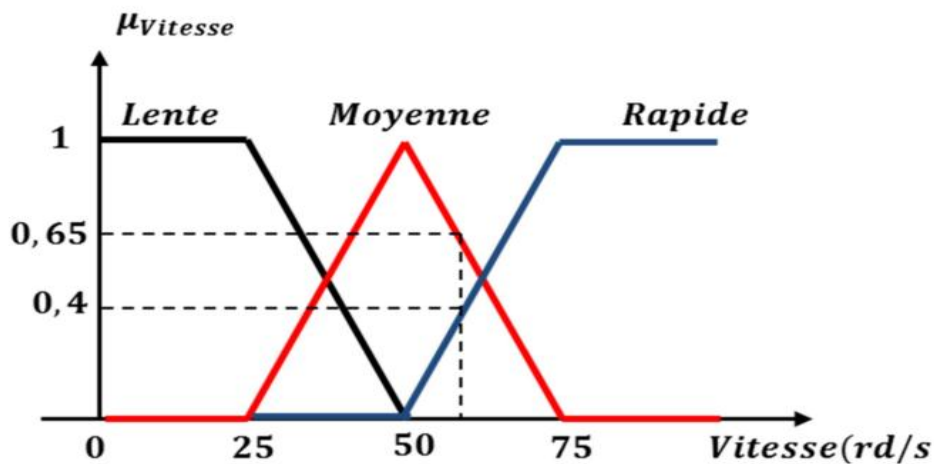


Fig. IV.5 : Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique.

IV.4.4.1. Propriétés des ensembles flous :

IV.4.4.1.1 Égalité:

Deux ensembles flous A et B de X sont égaux si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur pour tout élément de X :

$$\forall x \in X, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (IV.4)$$

IV.4.4.1.2 Inclusion:

Un ensemble flou A est inclus dans un ensemble flou B si toutes ses valeurs de fonction d'appartenance sont inférieures à celles de B sur tout le domaine X .

$$\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (IV.5)$$

IV.4.4.1.3 Support:

Le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour lesquelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle.

$$Supp(A) = \{x \in X \Rightarrow \mu_A(x) \neq 0\} \tag{IV.6}$$

IV.4.4.1.4 Hauteur :

La hauteur d'un ensemble flou A est la valeur max de la fonction d'appartenance sur le domaine X. Un ensemble flou A est dit normal si $h(A)=1$.

$$h(A) = \max_{x \in X} \mu_A(x) \tag{IV.7}$$

IV.4.4.1.5 Noyau :

Le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A (leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1).

$$kern(A) = \{x \in X \Rightarrow \mu_A(x) = 1\} \tag{IV.8}$$

IV.4.4.1.6 Cardinal :

Le cardinal d'un ensemble flou A est la somme des fonctions d'appartenance (cf. ensemble classique).

$$|A| = card(A) \sum_{x \in X} \mu_A(x) \tag{IV.9}$$

IV.4.4.1.7 Partition floue :

Soit N ensembles flous A_j du référentiel X. $(A_1, A_2, \dots, A_j, \dots, A_N)$ est dite une partition floue si

$$\forall x \in X \sum_{j=1}^N \mu_{A_j}(x) = 1, \text{ avec } A_j \neq \Phi \text{ et } A_j \neq X \forall 1 \leq j \leq N \tag{IV.10}$$

La Fig. IV.6 illustre un exemple d'une partition floue formée de trois ensembles flous.

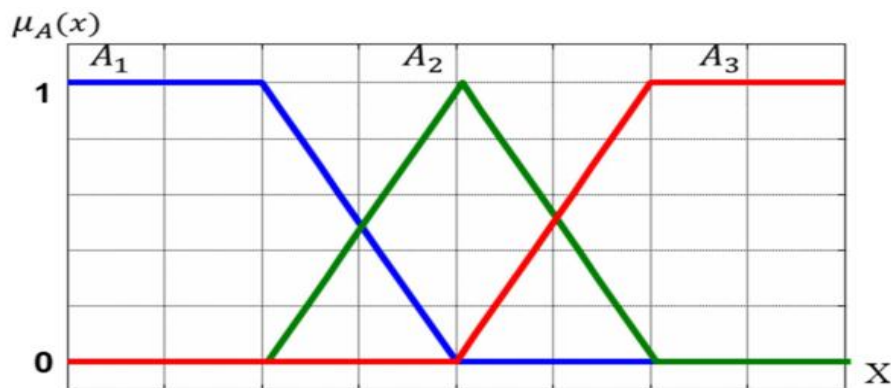


Fig. IV.6 : Exemple d'une partition floue formée de trois ensembles flous

IV.4.5. Opérateurs de la logique floue :

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été développées. Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels [32]. Les opérateurs de

l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication sont traduites par les opérateurs " **ET**, **OU**, **NON** et **ALORS**" respectivement. Soient A et B, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours UD par leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$ respectivement.

IV.4.5.1 Opérateur ET (Intersection floue) :

Le sous-ensemble flou, correspondant à l'intersection des sous-ensembles A et B est défini par les éléments x de l'univers de discours UD qui appartiennent à A et à B.

Dans la logique floue, l'opérateur ET peut être exprimé par

$$\mu_{A \cap B} = \min\{\mu_A(x), \mu_B(y)\} \quad \forall x \in UD \quad (IV.11)$$

Ou bien :
$$\mu_{A \cap B} = \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \quad \forall x \in UD \quad (IV.12)$$

On parle alors d'opérateur minimum.

Cette opération est représentée à la Fig. IV.7 Comme on le voit, il est possible que la fonction d'appartenance résultante $\mu_{A \cap B} (x)$ n'atteigne pas la valeur 1 .

On peut facilement vérifier que l'opérateur minimum est commutatif, c'est à dire qu'il est possible d'invertir $\mu_A (x)$ et $\mu_B (x)$ sans que le résultat change.

Cet opérateur peut être appliqué à plus de deux ensembles. Dans ce cas s'applique le théorème d'associativité.

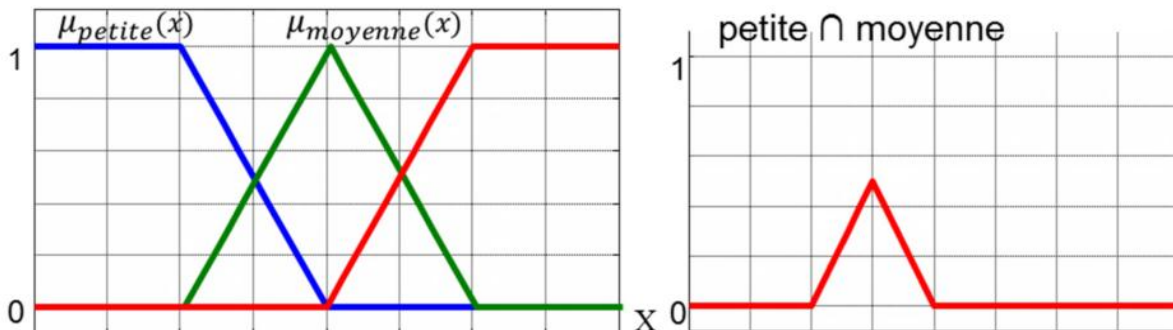


Fig. IV.7 : Opérateur ET

A noter qu'il s'agit de l'opérateur ET, appelée aussi " intersection".

IV.4.5.2 Opérateur OU (Union floue) :

Le sous-ensemble flou correspondant à l'union des sous-ensembles A et B est un sous ensemble de l'univers de discours UC défini par tous les éléments x de UD qui appartiennent ou bien à A ou bien à B, ce que l'on note (AUB) (Fig. IV.8). L'opérateur OU est généralement réalisé par la formation du maximum, que l'on exprime comme suit :

$$\mu_{A \cup B} = \max\{\mu_A(x), \mu_B(y)\} \quad \forall x \in UD \quad (IV.13)$$

Ou bien :
$$\mu_{A \cup B} = \mu_A(x) + \mu_B(y) \quad \forall x \in UD \quad (IV.14)$$

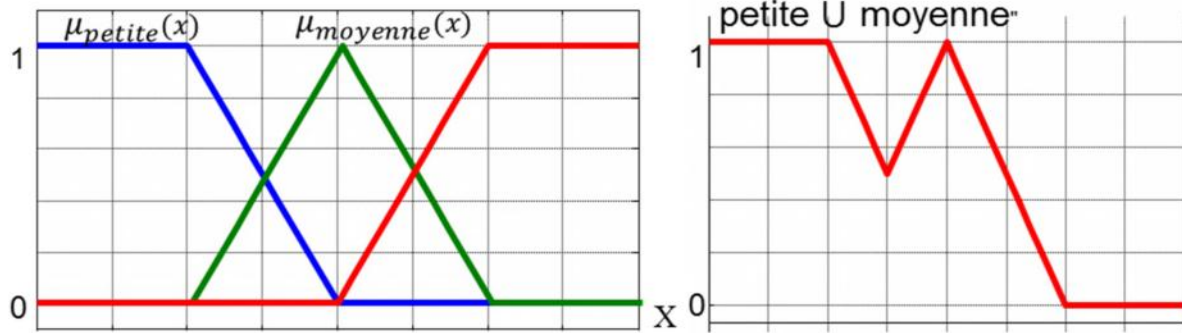


Fig. IV.8 : Opérateur OU

IV.4.5.3. Opérateur NON (complémentation floue) :

Comme l'illustre la Fig. IV.9, le sous-ensemble flou complémentaire du sous-ensemble A est un sous-ensemble de l'univers de discours UD défini par les éléments x de l'UD qui n'appartiennent pas au sous-ensemble flou A. On peut exprimer ça par :

$$\mu_{-A}(X) = 1 - \mu_A(X) \quad \forall x \in UD \quad (IV.15)$$

Le complément flou représente l'opération NON de la logique classique au sens flou.

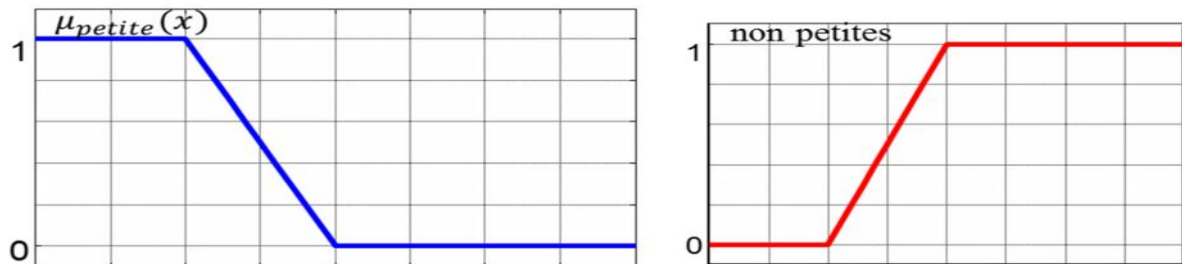


Fig. IV.9 : Opérateur NON

IV.4.6. Règles d'inférence floue :

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent pour prendre des décisions la connaissance humaine présentée sous forme de règles floues, appelées aussi règles d'inférence. Elles sont exprimées sous la forme :

SI (prémisse) **ALORS** (conclusion).

Nous aurons par exemple :

Si (pression forte **ET** température élevée) **ALORS** (ouverture vanne grande)

Une règle floue est donc une combinaison entre une condition, nommée (prémisse ou prédicat) qui peut dépendre de plusieurs variables liées entre elles par des opérateurs **ET**, **OU**, **NON** et une conclusion ou conséquence. Les prémisses et conclusions forment des propositions floues exprimées par une conjonction ou une disjonction de prédicats, les conclusions sont obtenues par implication des propositions floues.

Ainsi en logique floue, on interprète la règle suivante : SI x est A alors y est B par le fait que si la variable floue x appartient au sous-ensemble A avec un degré d'appartenance $\mu_A(X)$,

lors y appartient au sous-ensemble flou B avec un degré d'appartenance $\mu_B(y)$ qui dépend de la validité $\mu_A(x)$ de la prémisse. Plus généralement, l'expertise est donnée sous forme d'un ensemble de z règles, désigné par le terme de système d'inférence flou (SIF), présenté par une énumération du type :

SI [(Prédicat 1) **ET/OU** (Prédicat 1') **ET/OU**] **ALORS** (Conclusion 1) **OU**
SI [(Prédicat 2) **ET/OU** (Prédicat 2') **ET/OU**] **ALORS** (Conclusion 2) **OU**
SI [(Prédicat z) **ET/OU** (Prédicat z') **ET/OU**] **ALORS** (Conclusion z)

L'opérateur **OU** n'est pas utilisé dans les conclusions car il introduirait une incertitude dans la connaissance, l'expertise ne permettrait pas de déterminer quelle décision à prendre [33]. De même, l'opérateur **NON** n'est pas employé, en effet si une règle avait par exemple la conclusion: «ALORS pression **NON** forte», il serait impossible de dire si cela signifie «pression faible» ou «pression moyenne», cela serait encore un cas d'incertitude. Quatre étapes sont donc nécessaires pour obtenir la conclusion finale :

- le calcul des propositions ;
- le calcul des relations ;
- les compositions des règles avec les faits observés ;
- l'agrégation des conclusions des règles.

IV.5. STRUCTURE D'UN SYSTÈME DE COMMANDE FLOUE :

La logique floue est principalement utilisée dans les domaines de prise de décision, de reconnaissance des formes, de modélisation et de commande des procédés. La commande ou la régulation des systèmes est le domaine industriel de la logique floue le plus exploité. On distingue trois structures majeures de régulateurs à logique floue (RLF):

3. La structure pure ;
 4. La structure de Takagi-Sugeno-Kang (TSK) ;
 5. La structure de Mamdani ou le modèle « fuzzification - defuzzification ».
- Dans la structure pure les variables d'entrée et de sortie du RLF sont des variables floues ou linguistiques. Ceci constitue un handicap étant donné que les entrées et les sorties des régulateurs des systèmes réels sont des variables réelles ou numériques.
 - La structure TSK résout ce problème par une simple transformation des variables linguistiques en variables réelles. L'inconvénient de cette structure est que le conséquent de chaque règle soit une formule mathématique.

- La structure de Mamdani s'est proposé une interface de défuzzification (défuzzificateur) à la sortie de la structure pure. Le fuzzificateur transforme les variables réelles d'entrée en variables linguistiques floues, tandis que le défuzzificateur effectue l'opération inverse. La structure de Mamdani est devenue le modèle standard du RLF le plus utilisé dans la régulation des systèmes.

Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté dans la Fig. IV.10 [31]

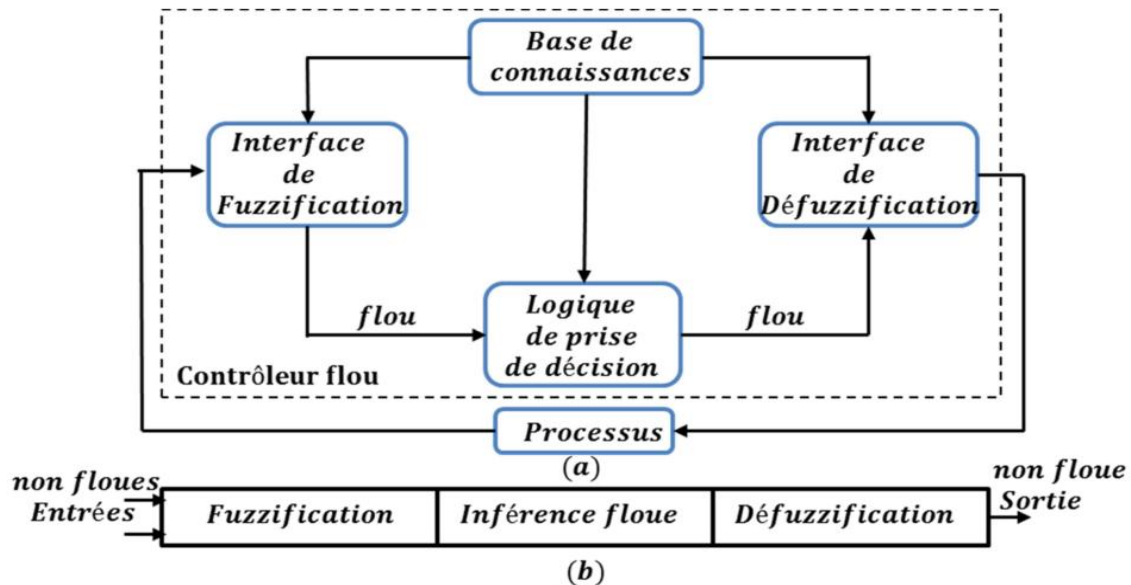


Fig. IV.10 : (a): Schéma synoptique d'un contrôleur flou, (b) : Configuration d'un contrôleur flou

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes (non floues), un RLF devrait convertir les valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et reconvertir le signal de commande de valeurs floues en valeurs déterministes pour appliquer au procédé. Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit [34] :

IV.5.1 Interface de fuzzification :

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Etablit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ;
- Effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle $[-1, 1]$ afin de faciliter le calcul.

IV.5.2 Base de connaissance :

Le bloc base de connaissance comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en « base de données » et en « base de règles linguistiques (floues) de commande » :

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF ;
- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

IV.5.3 Inférence floue :

Le bloc inférence est le cœur d'un RLF, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement:

1. la méthode d'inférence max-min ;
2. la méthode d'inférence max-produit ;
3. et la méthode d'inférence somme-produit.
4. Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs flous.

IV.5.4 Interface de défuzzification :

La défuzzification consiste à déduire une valeur numérique précise de la sortie du régulateur (x_r) à partir de la conclusion résultante floue ($\mu_{RES}(x_r)$) issue de l'opération d'inférence. Les méthodes couramment utilisées sont :

1. La méthode de centre de gravité ;
2. La méthode du maximum ;
3. La méthode des surfaces ;
4. La méthode des hauteurs.

On présente dans ce qui suit l'une des méthodes les plus utilisées, qui sont la méthode du centre de gravité. Cette méthode donne généralement de meilleurs résultats malgré l'exigence d'une grande puissance de calcul. Elle consiste à prendre comme décision à la sortie

l'abscisse x_{Gr} du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(x_r)$. Cette abscisse est déterminée par la relation suivante :

$$x_{Gr} = \frac{\int x_r \mu_{RES}(x_r) dx_r}{\int \mu_{RES}(x_r) dx_r} \quad (IV.16)$$

IV.6. COMMANDE FLOUE DE LA VITESSE D'UNE MASDE :

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une Machine Asynchrone Double Etoilé. A noter que toutes les notions présentées dans le troisième chapitre ont été conservées.

IV.6.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse :

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants [32]:

1. Choix des variables linguistiques ;
2. Choix des fonctions d'appartenance ;
3. Choix de la méthode d'inférence ;
4. Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la Fig. IV.11:

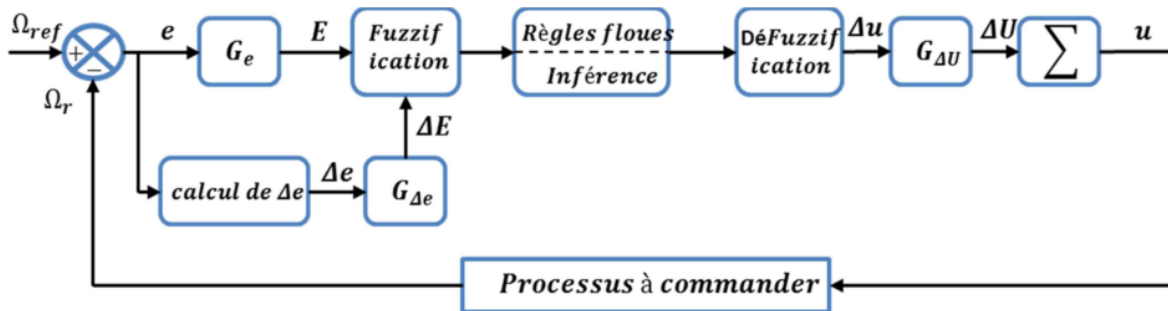


Fig. IV.11 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

– L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Delta\Omega = \Omega_{ref} - \Omega_r \quad (IV.17)$$

– La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k) \quad (IV.18)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δu .

Les trois grandeurs, e , Δe et Δu sont normalisées comme suit :

$$E = G_e \cdot e \quad , \quad \Delta E = G_{\Delta e} \cdot \Delta e \quad , \quad \Delta U = G_{\Delta u} \cdot \Delta u \quad (IV.19)$$

Où $G_e, G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

Le régulateur flou représenté par la (Fig.IV.11) est composé de :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse Δe au cours de temps ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- Un bloc de fuzzification ;
- Des règles floues ;
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

Les règles d'inférence permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou qui doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa ; ce sont les étapes de fuzzification et de défuzzification (Fig. IV.12).

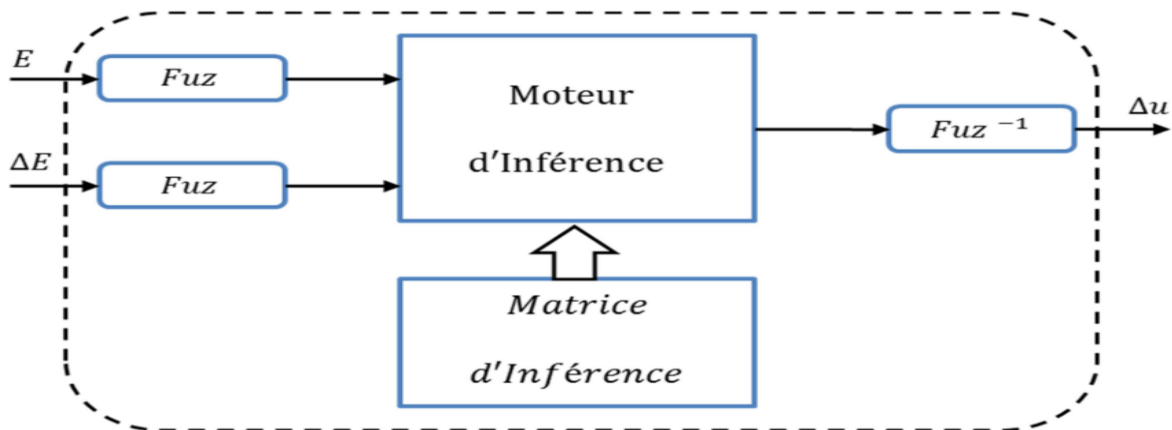


Fig. IV.12 : Illustration des étapes internes de la régulation floue.

IV.6.1.1 Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur,

sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté NG ;
- Négatif petit noté NP ;
- Environ de zéro noté EZ ;
- Positif petit noté PP ;
- Positif grand noté PG ;

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :

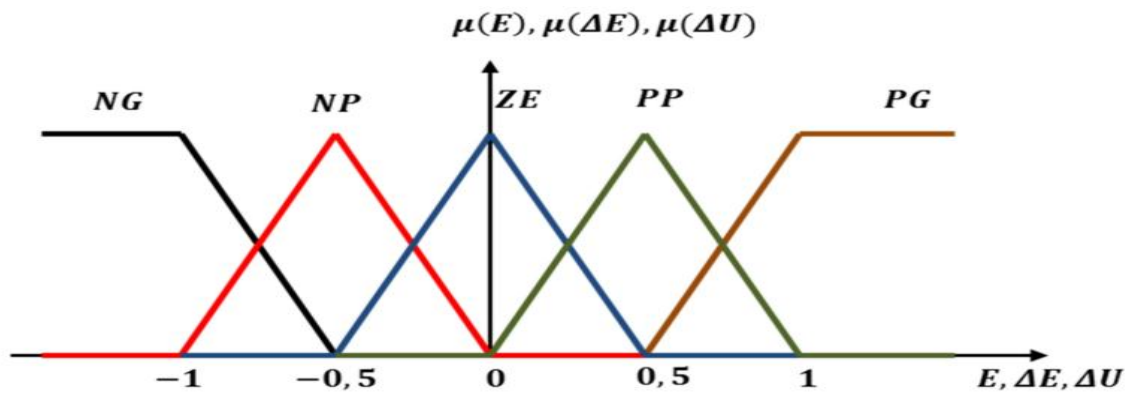


Fig. IV.13 : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

IV.6.1.2 Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [32]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

ΔE	E	NG	NP	ZE	PP	PG
NG		NG	NG	NP	NP	ZE
NP		NG	NP	NP	ZE	PP
ZE		NP	NP	ZE	PP	PP
PP		NP	ZE	PP	PP	PG
PG		ZE	PP	PP	PG	PG

Tab. IV.1: Matrice d'inférence des règles floues.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. En effet, il est tout à fait normal de générer une variation du couple de référence PG quand l'erreur sur la vitesse de sortie de la MASDE par rapport à sa consigne et sa variation sont PG, comme indiqué sur la Fig. IV.14, prenons la règle suivante :

"Si E est PG et ΔE est PG Alors Δu est PG "

IV.6.1.3 Mécanisme d'inférence :

A partir de la base des règles et les sous-ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue permet la détermination des variables floues de sortie. En effet, la traduction des opérateurs "**Et**", "**Ou**" et "**Alors**" par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur. Comme on l'a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d'inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la méthode d'inférence "Somme-produit". Dans cette méthode l'opérateur "**Et**" est représenté par la fonction Produit, l'opérateur "**Ou**" par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l'opérateur "**Alors**" est représenté par la fonction Produit.

Alors la sortie floue résultante du régulateur c'est la contribution des 25 règles floues de la matrice d'inférence, elle est donnée par :

$$\mu_{RES}(x_r) = \frac{1}{25} \sum_{i=1}^{25} \mu_{ri} \mu_{xi}(x_r) \quad (IV.20)$$

Tels que :

μ_{ri} : C'est le degré de vérification de la condition de la $i^{ème}$ règle (produit du degré d'appartenance de E et ΔE aux deux ensembles flous de la $i^{ème}$ règle) ; (x_i) c'est l'ensemble

flou de la commande ΔU correspondant à la conclusion de la $i^{ème}$ règle et (x_r) est une valeur de la commande ΔU variant dans l'univers de discours.

IV.6.1.4 Défuzzification :

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail.

L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$x_{Gr} = \Delta U = \frac{\int_{-1}^1 x_r \mu_{RES}(x_r) dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{RES}(x_r) dx_r} \quad (IV.21)$$

Cette expression prend la forme discrète suivante dans le cas de la méthode d'inférence Somme-Produit :

$$\Delta U = \frac{\sum_1^{25} \mu_{ri} x_{Gi} S_i}{\sum_1^{25} \mu_{ri} S_i} \quad (IV.22)$$

Où S_i est la surface de l'ensemble flou de la commande ΔU correspondant à la $i^{ème}$ règle et x_{Gi} est l'abscisse de son centre de gravité.

IV.6.2 Réglage de vitesse de la MASDE par un régulateur flou :

Les performances du régulateur flou présentées précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone double étoile pour assurer la poursuite de la consigne de la vitesse de rotation qui correspond au point optimal lié à la vitesse spécifique optimale W_{ref} .

1. Le principe de la commande floue de vitesse est la même que celle donnée à la figure(Fig.III.6), mais on a changé le régulateur de vitesse PI classique avec un contrôleur à logique floue (FLC); les autres régulateurs de courant restent le type classique. Le schéma principe de la régulation de vitesse par la logique floue est donnée dans la figure (Fig. IV.15).

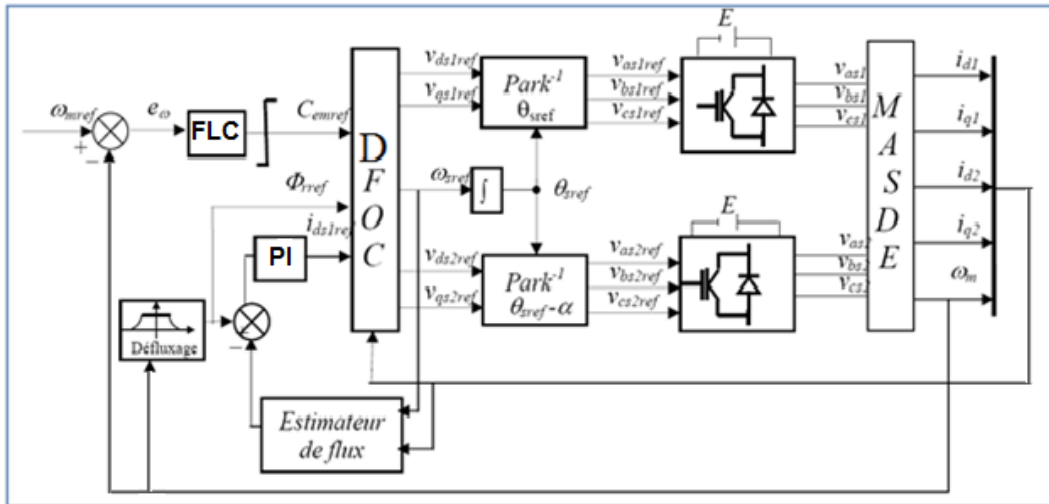
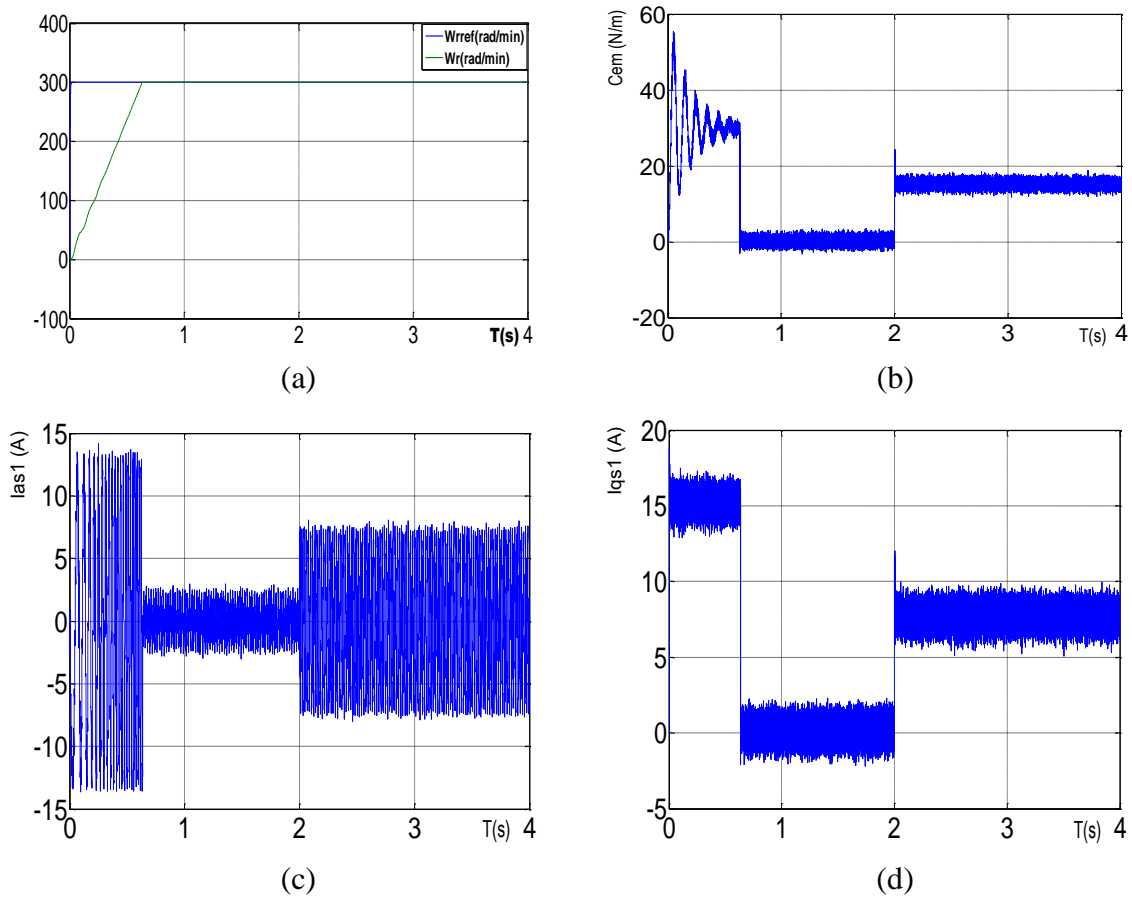


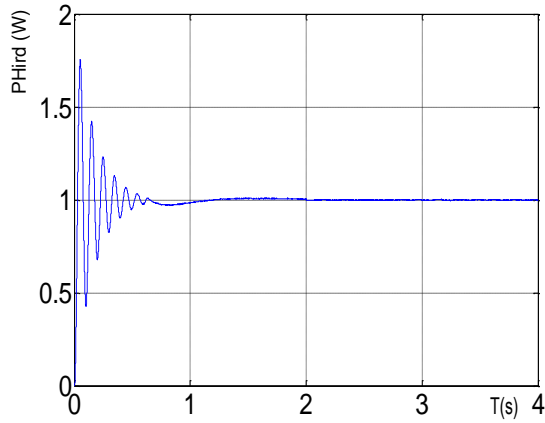
Fig. IV.14 : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une MASDE

IV.6.3 Résultats de simulation :

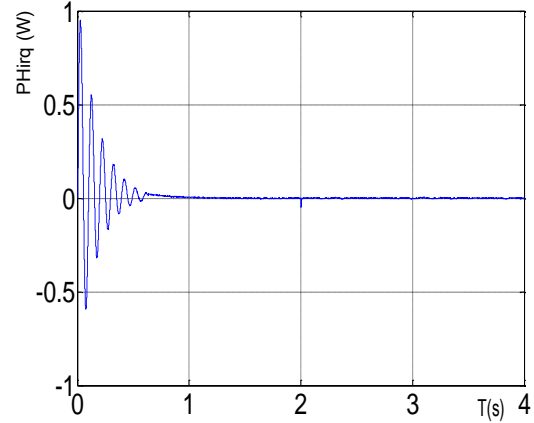
De la même manière que pour le troisième chapitre, on a simulé numériquement le système étudié en utilisant le régulateur PI flou au lieu du régulateur PI classique.

1^{ere} Test : Réglage de la vitesse par un contrôleur flou avec application d'une charge :





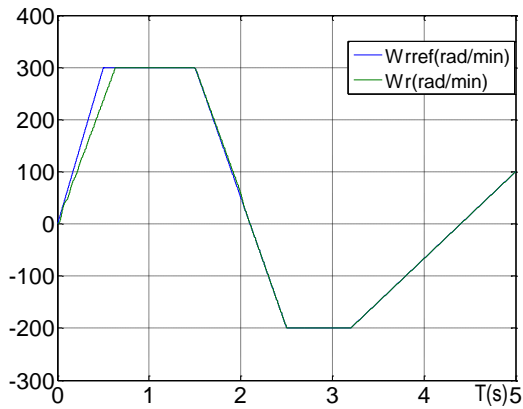
(e)



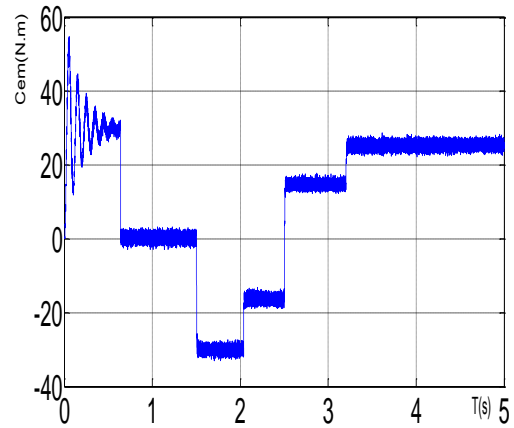
(f)

Fig. IV.15 : Réglage de la vitesse par un contrôleur flou avec application d'une charge $C_r = 15N.m$ à $t=2s$

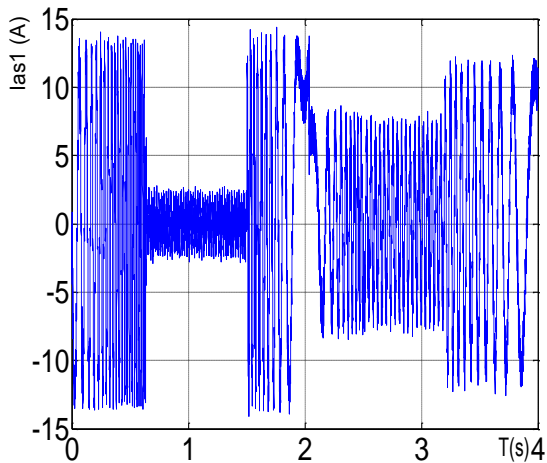
2^{eme} Test : Réglage de la vitesse par contrôleur flou avec variation de la vitesse :



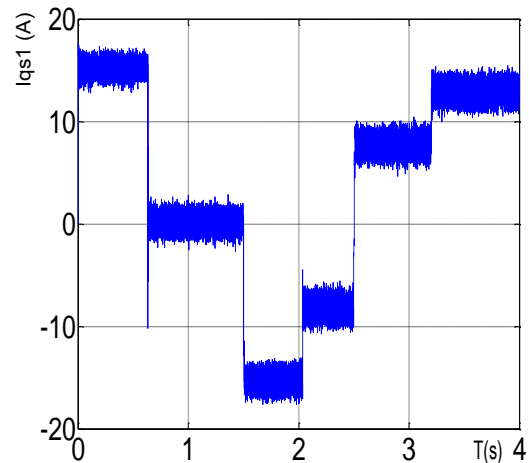
(a)



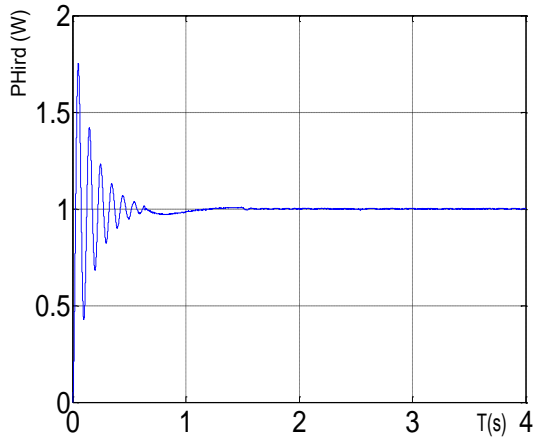
(b)



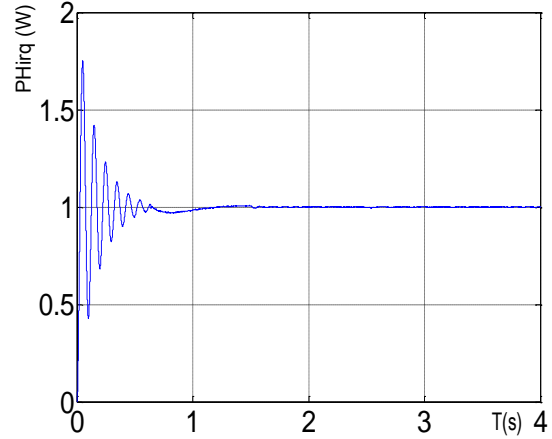
(c)



(d)



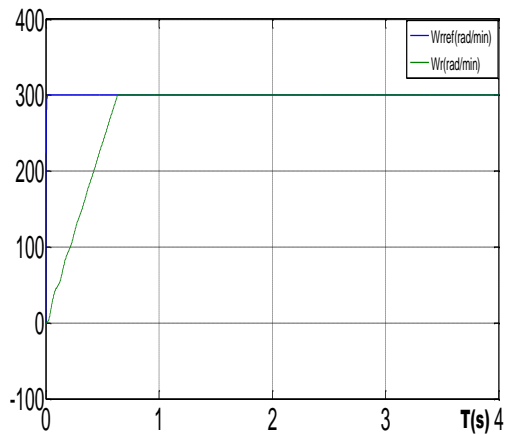
(e)



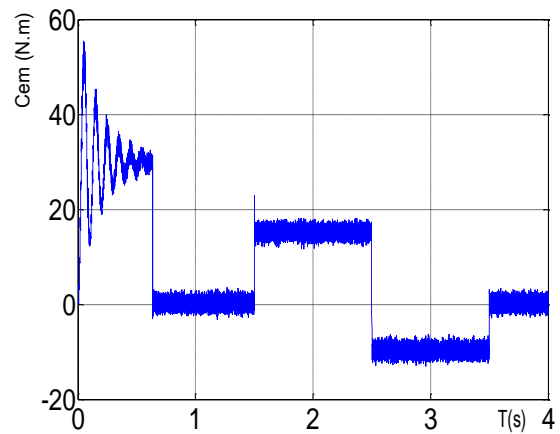
(f)

Fig. IV.16 : Réglage de la vitesse par contrôleur flou avec variation de la vitesse ($W_{ref} = [0 \ 300 \ 300 \ -200 \ -200 \ 100]$ (rad/min) à l'instant $T = [0 \ 0.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 3.2 \ 4]$).

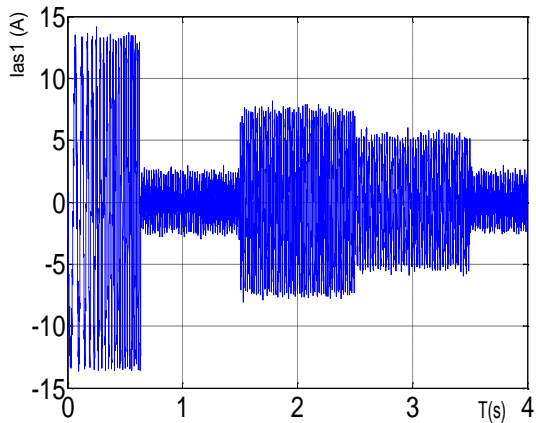
3^{eme} Test : Réglage de la vitesse par un contrôleur flou avec variation de la charge :



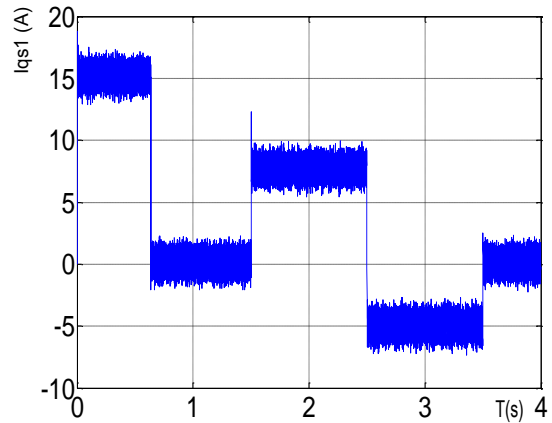
(a)



(b)



(c)



(d)

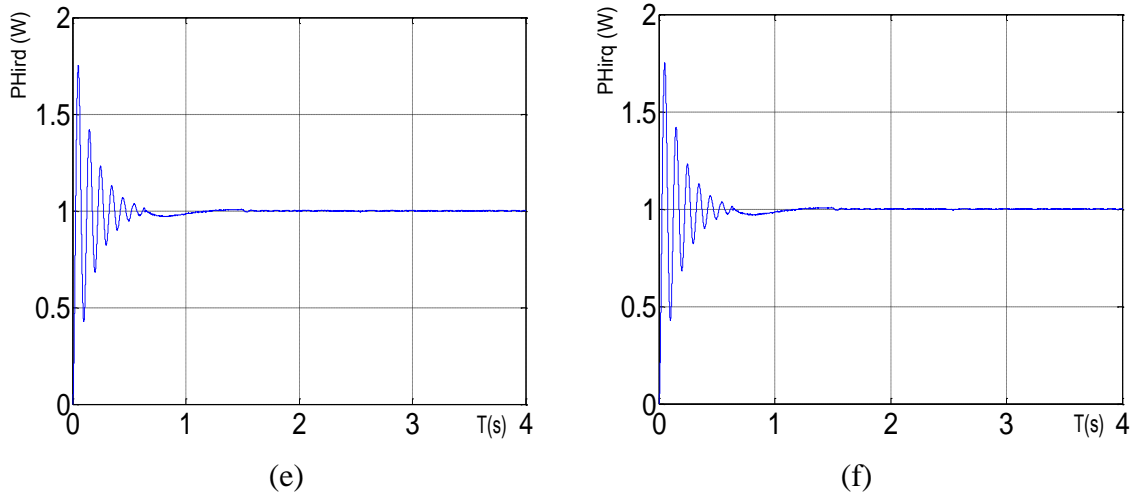


Fig. IV.17 : Réglage de la vitesse par un contrôleur flou avec variation de la charge ($C_r = [0 \ 0 \ 15 \ 15 \ -10 \ -10 \ 0 \ 0](N.m)$ à l'instant $T = [0 \ 1.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 2.5 \ 3.5 \ 3.5 \ 4]s$).

IV.6.4. Interprétations des résultats :

➤ 1^{ere} Test

La figure (Fig. IV.16) présente les performances de la commande floue en charge après un démarrage à vide. La charge est présentée par un couple résistant de valeur $C_r = 15N.m$.

1. La vitesse du rotor suit celle générée par la vitesse de référence à partir de $t = 0.5s$, sans dépassement. Le rejet de perturbation est effectué durant un temps de $0.1s$ après l'application de la charge (Fig. IV.16 (a)).
2. Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie jusqu'à l'instant $t = 0.5s$ où il oscille autour de zéro. La présence du couple résistant à partir de $t = 2s$ conduit à un couple électromagnétique de valeur d'environ $15N.m$ correspondant au couple résistant (Fig. IV.16 (b)).
3. Les courants I_{as1} , (Fig. IV.16 (c)), I_{qs1} (Fig. IV.16 (d)), les flux Φ_{dr} , (Fig. IV.16 (e)) et Φ_{qr} , (Fig. IV.16 (f)), sont similaires aux résultats obtenus par la commande vectorielle dans l'essai en charge.

➤ 2^{eme} Test

La figure (Fig. IV.17) présentent les performances de la commande floue avec variation de vitesse tel que $(w_r = [0 \ 300 \ 300 \ -200 \ -200 \ 100])$ à partir de l'instant $t = [0 \ 0.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 3.2 \ 5] s$, et on applique une charge à partir de $t = 2s$.

1. La vitesse de rotation suit celle la vitesse référence et s'inverse au bout d'une seconde (Fig. IV.17 (a)).

2. L'inversion de vitesse, fait appel à un courant statorique similaire au courant de démarrage de valeur crête 13.7A (Fig. IV.17 (c)) et conduit à un couple négatif de valeur -17N.m , puis il oscille autour de zéro. Cette oscillation est due aux harmoniques générés par les onduleurs (Fig. IV.17 (b)). Le courant I_{qs1} a la même forme que celle du couple électromagnétique (Fig. IV.17 (d)).
3. La (Fig. IV.17 (e)(f)) représente les performances des fluxes Φ_{dr} et Φ_{qr} , qui sont remarque la vérification de l'orientation des flux rotorique et le découplage entre les flux et le couple.

➤ 3^{eme} Test

La (Fig. IV.18) représente les performances de la commande flou avec variations de la charge C_r Tel que ($C_r = [0 \ 0 \ 15 \ 15 \ -10 \ -10 \ 0 \ 0]$ (N.m) à l'instant $t=[0 \ 1.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 2.5 \ 3 \ 3 \ 4]$ s).

1. La vitesse de rotation ne présente aucune oscillation par rapport au régulateur classique PI au temps de l'introduction de la charge (Fig. IV.18 (a)).
2. Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur au démarrage égale 55N.m . Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne le couple oscille autour de zéro. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et le frottement (Fig. IV.18 (b)).
3. Les courants I_{as1} , (Fig. IV.18 (c)), I_{qs1} (Fig. IV.18 (d)), les flux Φ_{dr} , (Fig. IV.18 (e)) et Φ_{qr} , (Fig. IV.18 (f)), sont similaires aux résultats obtenus par la commande vectorielle dans l'essai en variation de la charge.

IV.6.5. Test de Robustesse :

Comme dans le chapitre précédent, on testera les performances de la machine asynchrone double étoile vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique par rapport à sa valeur nominale (Fig. IV.19).

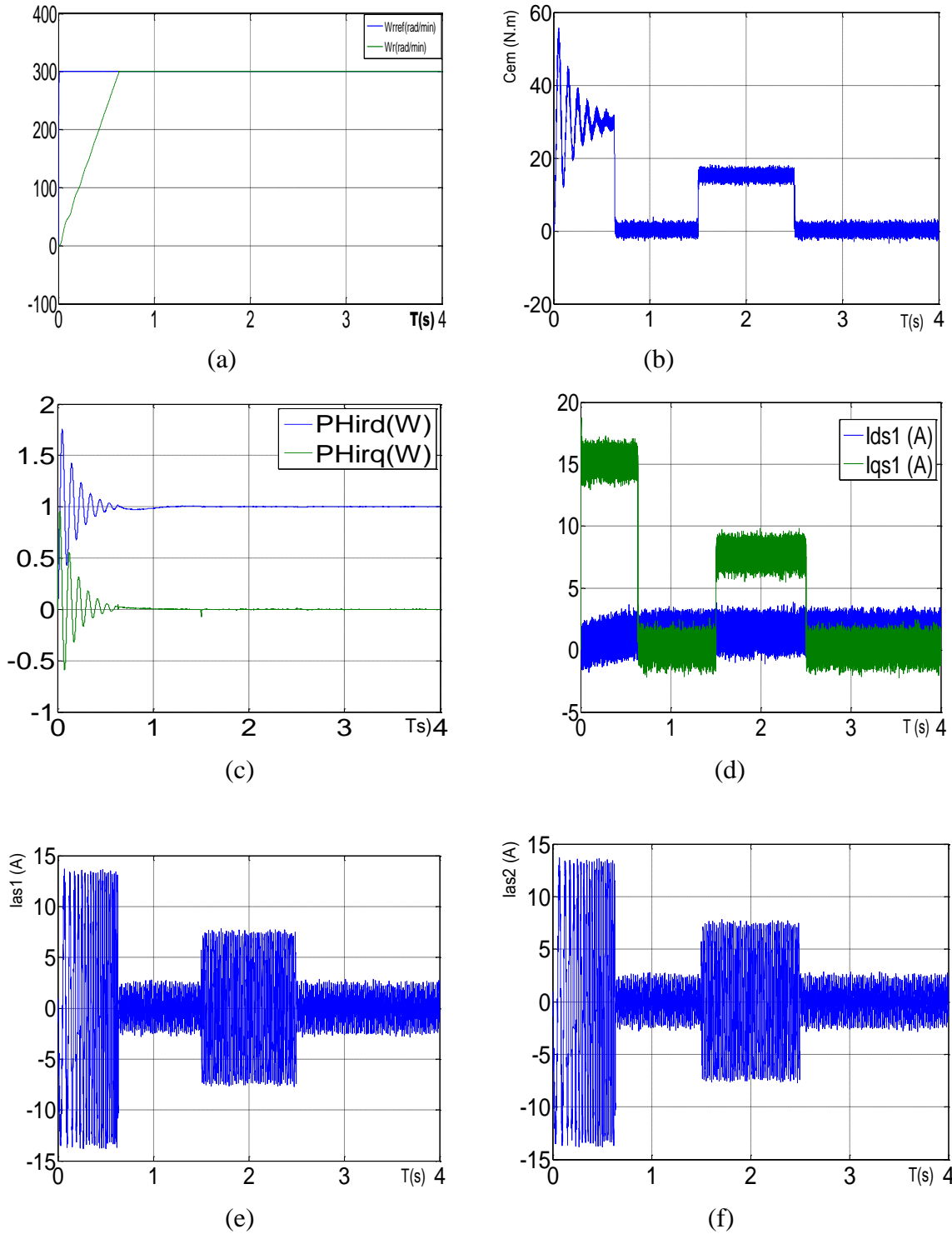


Fig. IV.18: Réglage de la vitesse par un contrôleur flou avec variation de résistance rotorique ($R_r = 2R_{rn}$ à $t = 1s$) en charge.

IV.6.6. Interprétations des résultats :

Les résultats de simulation pour une variation de la résistance rotorique montrent bien l'insensibilité de la commande floue aux variations de celle-ci (Fig. IV.18) .

IV.7. INCONVÉNIENTS LIES A L'UTILISATION DU RÉGULATEUR FLOU :

Malgré sa simplicité et efficacité, la logique floue présente des inconvénients [35]:

1. Manque de directives précises pour la détermination des paramètres du régulateur, le choix se fait généralement par tâtonnement (ou optimisé par des méthodes heuristiques).
2. La possibilité d'apparence des contradictions au niveau des règles d'inférence.
3. En l'absence d'un modèle valable, on ne peut pas montrer la stabilité du régulateur.

IV.8. CONCLUSION :

Comme technique de commande avantageuse, la commande floue avec sa possibilité de contrôler des systèmes complexes sans nécessité de leur modélisation complète, était l'objet traité par ce quatrième chapitre, où on a présenté l'historique, le principe de la logique floue et les domaines d'application, ainsi que les bases de cette logique. Puis on a donné la description du contrôleur flou, avant de faire une application sur la commande de la machine asynchrone double étoile.

La commande floue possède de bonnes performances comme :

- La rapidité (temps de réponse et le temps d'inversion) ;
- Le rejet de perturbation ;
- L'absence du dépassement ;
- La robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.

Conclusion Générale

Conclusion Général

Dans ce travail, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multiphasées. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile qui présente un bon compromis technico-économique.

Nous avons appliqué la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE.

Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension de commande MII, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées.

Les résultats de simulation obtenus en alimentation directe par le réseau ou par deux onduleurs de la MASDE montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple. Ceci nous a conduit à introduire une commande découplée. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique où il existe deux méthodes, directe et indirecte. Dans notre travail on a appliqué la commande vectorielle directe avec un régulateur PI.

Le régulateur PI présente de bonnes performances dynamiques. Néanmoins, il est sensible à la variation de la résistance rotorique.

Dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, la technique de la commande vectorielle à base d'un régulateur flou a été appliquée. Le réglage de la vitesse par un contrôleur flou (FLC) en cours de temps rend la commande de la MASDE robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Les résultats de simulation obtenus avec la commande vectorielle utilisant le contrôleur flou, dépassent largement celles d'une commande vectorielle avec un régulateur classique PI dans les mêmes conditions.

Le réglage par la logique floue fournit des performances élevées, mais il présente également des inconvénients.

L'inconvénient des systèmes flous réside dans l'absence des méthodes pour la transformation de la connaissance ou de l'expérience humaine vers la base des règles linguistiques d'un système flou. Il n'y a pas de procédure générale pour choisir un nombre optimal de règles, de plus lorsque un expert humain est disponible sa connaissance est plutôt incomplète que systématique.

En perspective, ce mémoire ouvre des axes de travail pour améliorer la commande de la machine asynchrone à double étoile. En locurence, la réalisation pratique du travail que nous avons proposé et l'application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la

commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue.

Annexes

Annexe

Paramètres de la machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE)

Les paramètres de la MASDE utilisés 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	$p = 1$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] M. Bernard, « **Historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines à réluctance variable** », Revue 3E.In°3. pp. 3–8, Juin 1995.
- [2] D. Hadiouche, « **contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure** », Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [3] E. Merabet, « **Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile** », Mémoire de Magister, l'Université de Batna 2008.
- [4] G.K.Singh, « **Multi-phase induction machine drive research —a survey** » electric power systems research 61(2002) 139-147.
- [5] Hamidreza .P. N, Pooya D, Abbas.S « **A novel structure for vector control of symmetrical six-phase Induction machines with three current sensors** » ETASR - Engineering, Technology
- [6] Rachid Abdessemed, « **Modélisation et simulation des machines électriques** », Editeur : Ellipses Marketing, Date de parution : 24/05/11. & Applied Science Research Vol. 1, No. 2, 2011, 23-29
- [7] Boudiaf Mohammed « **Etude et contrôle de la machine asynchrone double étoile** » Date de parution : 2012 / 2013
- [8] H. AMIMEUR, « **Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement** », mémoire d'ingénieur, Université de BATNA 2008.
- [9] Alberto Tessarolo, « **modeling and simulation of multiphase machines in the matlab/simulink environment** », edited by Dr. Ali Assi, publisher INTECH, published online 10/10/11 ,ISBN: 978-953-307-656-0
- [10] DJABOREBBI Amina « **Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile** » Soutenu publiquement Le : 26/06/2013., Spécialité : électronique industrielle
- [11] Bouguerra Zahira, « **Commande de la machine asynchrone double étoile** » mémoire de master en automatique, Univ de M'sila, 2012.
- [12] Benaissa.Z & Benneni.S, « **Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile** ».mémoire de ingénieur d'état ,Univ de M'sila, 2008
- [13] Sadouni Radhwane, « **Commande par mode glissant flou d'une machine synchrone à double étoile** », mémoire de magister, Univ Djilali liabes de sidi bel Abbes, 2010
- [14] B. Hansruedi, Convertisseurs statiques, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1991.
- [15] Torki Souad, « **Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant le filtre de kalman étendu (EKF)** », mémoire de master en automatique, Univ de M'sila, 2012.
- [16] Y. Elbia, « **Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté** », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [17]Y. Y. Ho. Edward, C. S. Paresh, « **Decoupling control of induction motor drives** » , IEEE Trans on Indu Elec.,vol. 35,no. 2, pp. 253–262, May 1988.

- [18] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, C. Zimaglia, « **Induction motors field oriented control based on averaged parameters** », In IEEE, 0-7803-1993-1/94., pp.81–87, 1994.
- [19] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, « **Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle** », SEE Journée d'études Lille., pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.
- [20] D. Beriber, « **Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC** », Thèse de magister, ENP., Alger, 2004.
- [21] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, « **Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators** », CIP'07 4eme Conférence Internationale sur la Productique., 03 – 04 Novembre 2007. Sétif, Algérie, CD-ROM proceedings.
- [22] Khoudmi.H, Massoum.A, Meroufel.A, « **Dual star induction motor drive: Modelling, Supplying and control** », International journal of electrical and power engineering 5(1):28-34, 2011, ISSN: 1990-7958, Medwell journal, 2011
- [23] Sadouni.R and Meroufel.A , « **Performances comparative study of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor (DTPIM)** », International journal of circuits, systems and signal processing, Issue 2, Volume 6, 2012 .
- [24] Liela Benalia, « **Commande en tension des moteurs à induction double alimentés** » thèse doctorat, Univ de Batna ,2010.
- [25] Toufouti riad, « **Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone** », thèse de doctorat, Univ Mentouri de Constantine, 2008
- [26] ABB University Montluel, « **Maintenance et Dépannage, Niveau 2** » France: stage Fr62A:ACS600+logiciel.driver window
- [27] Guide Technique, « **La Variation de Vitesse au cœur des applications industrielles** » Le magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel
- [28] BOUMARAF FARID « **Commande Intelligente D'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation** » mémoire de magister de l'université de Batna, 2009.
- [29] « **Pour y Voir Plus Clair ... dans la Logique Floue !** » Document d'Internet, Disponible à : <http://perso.club-internet.fr/bmantel/pages/logfloue/logfloue01.html>.
- [30] LOTFI BAGHLI « **Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques** » Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [31] AZEDDINE CHAIBA « **Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle** » Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2010.
- [32] ELBIA YUCEF « **Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Etoile** »
- [33] F. CHEVRIE, F. GUELY « **La Logique Floue** » Cahier Technique Schneider, N°191, Mars 1998.
- [34] TOUAL BELKACEM « **Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice** »
- [35] H. BUHLER « **Réglage par Logique Floue.** », Collection Electricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER EN
GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : Dr. Leila BENALIA

Présenté par : Mr. REDJIMI Abdelheq

Thème :
COMMANDE PAR ORIENTATION DE FLUX D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE 'MASDE' A BASE D'UN RÉGULATEUR
FLOU

Résumé :

Pour des applications de forte puissance, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la machine asynchrone double étoile (MASDE). Ce mémoire, présente une étude sur cette dernière. Au début de cette étude, un état de l'art sur la machine proposée et de sa modélisation à l'aide de la transformation de Park ont été présentés. L'étude de sa commande en vitesse par la commande DFOC à base d'un régulateur PI, qui assurant un découplage entre couple et flux présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations où le découplage est affecté et devant l'insuffisance des performances de cette commande à base des régulateurs PI, nous avons fait appel à un autre régulateur dit le régulateur flou qui présente une amélioration aux réponses et une robustesse contre les variations paramétriques d'où on peut le considéré comme l'un des régulateurs de vitesse robustes.

Des simulations sont effectuées pour valider chacune des deux commandes.

Mots clés :

Machines multiphasées, machine asynchrone double étoile (MASDE), commande vectorielle (DFOC), régulateur PI, onduleur de tension (deux niveaux), régulateur flou.