

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° : 09



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTROMECHANIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Mémoire présenté pour
l'obtention Du diplôme de
Master Académique

Présenté par :

-BELKESSAM Mounir
-SENOUSSAOUI Amine

Intitulé

COMMANDE PAR REGULATEURS FLOUES D'UNE MACHINE
ASYNCHRONNE DOUBLE STATOR

Soutenu devant le jury composé de :

Dr. CHEBABHI Ali	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Encadreur
Dr. BERRABEH Fouad	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Co- Encadreur
Dr. BENDAIKHA Abdelmalik	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Mr. ZOUGGAR El Oualid	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année Universitaire : 2020/2021

Dédicace

Je dédie ce projet :

A ma chère mère AZZI Nacira

A mon cher père Aissa

Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir

Et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs.

A ma chère fiancée SAIDI Zoubeyda

A mon frère MOHAMED et sa femme

A mes chères sœurs NAWEL et ZINEB

A tous ma famille

Pour ses soutiens moraux et leurs conseils précieux tout au long de mes études.

A monsieur DR CHEBABHI Ali

Qui m'a aidé et supporté dans les moments difficiles.

A mon chère ami AMIR

A tous mes autres amis

A tous ceux que j'aime et ceux qui m'aiment.

BELKESSAM Mounir

Dédicace

Je dédie ce projet :

A ma chère mère Naima Zekri

A mon cher père said

Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir

Et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs.

*A mes frères **HICHEM, ANIS et ABDELMALEK***

*A mon cousin **FAROUK***

A tous mes amis

Pour ses soutiens moraux et leurs conseils précieux tout au long de mes études.

*A mon cher encadreur, **DR CHEBABHI Ali***

Qui m'a aidé et supporté dans les moments difficiles.

A toute ma famille

A tous mes autres amis

A tous ceux que j'aime et ceux qui m'aiment.

SENOUSSAOUI Amine

Remerciement

Au nom de Dieu, le miséricordieux, louange à Dieu seigneur des mondes et que la prière Et la paix soit sur notre prophète « MOUHAMED »

Nous tenons, tout d'abord ; à adresser nos plus profonds et sincères remerciements A notre encadreur

« MR. CHEBABHI Ali » Qui a dirigé ce travail, pour tous ses conseils et ses encouragements et Pour ma exprimer leur gratitude pour leur disponibilité et patience, ainsi que pour leurs précieux conseils, remarques pertinentes et leur suivez continu tout au long de la réalisation de ce mémoire dans les meilleures conditions.

Nous tenons également à remercier aussi « MR. BERRABEH Fouad » et l'ensemble Des membres du jury qui ont fait l'honneur de juger ce travail.

SOMMAIRE

NOTAIONS ET ABREVIATIONS**LISTE DES FIGURES****LISTE DES TABLEAUX****INTRODUCTION GENERALE.....01****CHAPITRE I****MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

I.1. Introduction	P03
I.2. Description de la machine asynchrone triphasée.....	P03
I.2.1. Le stator.....	P03
I.2.2. Le Rotor.....	P04
I.2.2.1. Rotor à cage d'écureuil.....	P04
I.2.2.2. Rotor bobiné.....	P05
I.3. Principe de fonctionnement	P05
I.4. Le glissement	P05
I.5. Hypothèses simplificatrices.....	P05
I.6. Modèle mathématique de la MAS	P06
I.6.1. Equations en triphasée.....	P06
I.6.1.1. Equations électriques	P07
I.6.1.2. Equations magnétiques	P07
I.6.1.3. Equation Mécanique	P08
I.6.2. Equations en diphasée	P09
I.6.2.1. Transformation de Park Appliquée à La MAS.....	P09
I.6.2.3. Différents référentiels	P10
I.7. Modèle d'état.....	P12
I.8. Simulation de la machine asynchrone.....	P13
I.8.1. Résultats de la simulation.....	P14

I.9. Modélisation de l'alimentation de la machine.....	P16
I.9.1. Introduction	P16
I.9.2. Modélisation de l'onduleur de tension commande MLI.....	P18
I.9.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle	P22
I.9.4 Paramètres de la MLI triangulo-sinusoïdale.....	P24
I.9.5 Equation de la porteuse.....	P24
I.10. Association de la MAS avec l'onduleur de tension.....	P25
I.11. Résultats de simulation et interprétation.....	P26
I.12. Conclusion.....	P27

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONES

II.1. Introduction.....	P28
II.2. Etude de la commande vectorielle.....	P29
II.2.1. Principe du contrôle vectoriel à flux orienté	P29
II.2.2. Différentes variantes de commande vectorielle.....	P30
II.2.2.1. Type d'alimentation et sa commande.....	P30
II.2.2.2. Détection de la position du flux (Méthodes de calcul de θ_s)	P31
II.2.2.3. Orientation du flux (découplage du flux).....	P32
II.3 Structure d'une alimentation par orientation du flux.....	P32
II.4. Commande vectorielle direct	P33
II .5. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique.....	P33
II .5.1 IFOC d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé en tension par MLI triangulo-sinusoïdale.....	P35
II.5.2. Bloc de défluxage.....	P35
II.5.3. Découplage par compensation	P36
II.5.4 Régulation des courants.....	P37

II.6 Simulation et résultats.....	P39
II.6.1 Test de variation de la vitesse de référence.....	P41
II.7 Conclusion.....	P43

CHAPITRE III

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE STATOR

III.1. Introduction.....	P44
III.2. Présentation de la machine asynchrone à double stator.....	P44
III.2.1. Description générale de la machine asynchrone double stator.....	P44
III.2.2. Principe de fonctionnement de la MASDS.....	P45
III.2.3 Les avantages et les inconvénients de la MASDS.....	P46
III.2.4 Hypothèses simplificatrices.....	P47
III.3 Modèle de la machine asynchrone double stator.....	P47
III.3.1. Equations électriques de la machine	P47
III.3.2 Equations magnétiques	P48
III.3.3. Equations mécaniques	P50
III.4. Modélisation biphasée de MASDS.....	P50
III.4.1. Choix du référentiel.....	P52
III.4.3. Référentiel lié au rotor.....	P52
III.4.4. Référentiel lié au champ tournant.....	P52
III.5. Application de la transformation de Park.....	P53
III.5.1. Equations des tensions.....	P53
III.5.2. Equations des flux.....	P54
III.5.3. Equation mécanique.....	P55
III.6. Mise sous forme d'équation d'état.....	P56
III.7. Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone double stator	P59

III.8. Association de la MASDS avec l'onduleur de tension.....	P59
III.9 Résultats de simulation.....	P61
III.9.1 Interprétation.....	P63
III.10. Conclusion.....	P64

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE STATOR

IV.1 Introduction.....	P65
IV.2. Orientation du flux rotorique.....	P65
IV.3. Méthode indirect (la méthode appliquée sur la MASDS)	P66
IV.4. Commande vectorielle indirecte de la MASDS par orientation de flux	P67
IV.4.1. La régulation de flux indirect.....	P67
IV.4.2. Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.....	P67
IV.4.3. Synthèse des régulateurs de courant.....	P69
IV.4.3.1. Calcul des paramètres du régulateur PI.....	P70
IV.4.3.2. Discrétisation du régulateur PI.....	P70
IV.5. Simulation et résultats	P73
IV.6. Conclusion.....	P76

CHAPITRE V

COMMANDE PAR REGULATEURS FLOUES APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE STATOR

V.1 Introduction.....	P77
V.2 La logique floue.....	P77
V.3 Principe de la logique floue.....	P78
V.4 Les avantages et les inconvénients de la logique floue.....	P78
V.5 Domaine d'application.....	P79

V.6 Notions de base de la logique floue.....	P79
V.6.1 Ensemble ordinaire et ensemble floue.....	P79
V.6.2 Univers de discours.....	P80
V.6.3 Variables linguistiques.....	P80
V.6.4 Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	P80
V.7 Caractéristiques d'un ensemble flou.....	P82
V.8 Les opérateurs flous.....	P84
V.8.1 Complément d'un ensemble (fonction négation).....	P84
V.8.2 Intersection de deux ensembles (fonction «ET »).....	P84
V.8.3 Union de deux ensembles (fonction « OU »).....	P85
V.9 Système Flou.....	P85
V.10. Structure d'une commande floue	P85
V.10.1 Fuzzification.....	P86
V.10.2 La base de règles.....	P86
V.10.3 Méthode d'inférence floue.....	P87
V.10.4 Défuzzification.....	P87
V.11 Régulateur à logique floue.....	P87
V.11.1 Conception d'un RLF.....	P87
V.12 Application de la logique floue à la commande de la MASDS.....	P90
V.13 La loi de commande.....	P91
V.14 Simulation et interprétation des résultats	P91
V.15 Conclusion	P95
Conclusion générale et perspectives.....	P96
Annexe	
Bibliographies	
Résumé	

NOMENCLATURE

Symboles & Abréviations

MASDS	Machine Asynchrone Double stator.
MAS	Machine Asynchrone
θ	Angle de déphasage entre stator et rotor
α	Angle de déphasage entre les deux stators
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants aux trois phases du rotor
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}	Indices correspondants aux trois phases de la première étoile
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}	Indices correspondants aux trois phases de la deuxième étoile
d, q	Axes longitudinal aquatrate du repère de Park.
$V_{sa1}, V_{sb1}, V_{sc1}$	Tension instantanée des phases de la première étoile
$V_{sa2}, V_{sb2}, V_{sc2}$	Tension instantanée des phases de la deuxième étoile
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tension instantanée des phases statoriques
$I_{sa1}, I_{sb1}, I_{sc1}$	Courants instantanés des phases de la première étoile
$I_{sa2}, I_{sb2}, I_{sc2}$	Courants instantanés des phases de la deuxième étoile
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants instantanés des phases statoriques
$V_{sd1}, V_{sq1}, V_{sd2}, V_{sq2}, V_{sd}, V_{sq}$	Tension statorique dans un système d'axes (d, q)
$I_{sd1}, I_{sq1}, I_{sd2}, I_{sq2}, I_{sd}, I_{sq}$	Courants statoriques dans un système d'axes (d, q)
I_{rd}, I_{rq}	Courants rotoriques dans un système d'axes (d, q)
$\Phi_{sd1}, \Phi_{sq1}, \Phi_{sd2}, \Phi_{sq2}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}$	Flux statorique dans un système d'axes (d, q)
Φ_{rd}, Φ_{rq}	Flux rotorique dans un système d'axes (d, q)
V_m	L'amplitude de la tension de référence
V_p	La valeur de crête de l'onde de modulation
C_{em}	Le couple électromagnétique
C_r	Le couple résistant
E	La tension continue
f_p	La fréquence de la porteuse
f_r	Coefficient de frottement

FOC	Field Oriented Control
Ω_m	La vitesse mécanique du rotor
I_a	Le courant d'induit de la MCC
I_f	Le courant d'excitation de la MCC
J	Le moment d'inertie
K_p, K_i	Paramètres du régulateur PI
L_{S1}, L_{S2}, L_r	Les inductances propres des stators et du rotor
L_{ms}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques
m	L'indice de modulation
MCC	Machine à Courant Continu
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion
M_{sr}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques
p	Nombre de paires de pôle
P_{em}	La puissance électromagnétique
PI	Le régulateur Proportionnel-Intégral
S	L'opérateur de Laplace
τ	Constante de temps d'un système du premier ordre
τ_r	Constante de temps rotorique
θ_e	Angle électrique
θ_m	Angle mécanique
θ_s	Angle statorique
ω_{gl}	La pulsation électrique de glissement
ω_r	La pulsation électrique rotorique
ω_m	La pulsation mécanique
N	vitesse de rotation de la machine (tr/min)
FLC	Fuzzy logique Controller

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Figure (I.1) : Représentation schématique du stator.	P04
Figure (I.2) : Représentation d'un rotor à cage d'écureuil	P04
Figure (I.3) : Représentation d'un rotor bobiné	P05
Figure (I.4) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MAS.....	P06
Figure (I.5) : Référentiels : Triphasé (a, b, c) _Fixe (α, β) _Tournant (d, q).	P09
Figure. (I.6) : Schéma de principe de la simulation	P13
Figure (I.7) : Schéma-bloc de la MAS	P14
Figure (I.8) : Evolution de la MAS lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple Résistant à l'instant $t = 2$ s.	P15
Figure (I.9) : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).....	P16
Figure (I.10) : une alimentation d'un MAS à courant alternatif avec un onduleur de tension.....	P17
Figure (I.11) onduleur de tension triphasé a deux niveaux à commande PWM.....	P18
Figure (I.12) : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur PWM.....	P22
Figure (I.13) : Schéma de principe de la commande MLI triangulo-sinusoïdale.....	P23
Figure (I.14) : Signaux de références, la porteuse et l'état S_1 du premier interrupteur.....	P24
Figure (I.15) : Association onduleur – machine asynchrone	P25
Figure (I.16) : Schéma-bloc de la MAS avec onduleur	P25
Figure (I.17) : Evolution MAS alimentée en onduleur lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant à l'instant $= 2s$	P26

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONES

Figure (II.1) : Principe de la commande vectorielle.....	P29
Figure (II.2) : Analogie de la MAS avec la MCC séparée dans la commande vectorielle.....	P30
Figure (II.3) : Organigramme de différentes variantes de la commande vectorielle directe.....	P31
Figure (II.4) : Organigramme de différentes variantes de la commande vectorielle indirecte.....	P32
Figure (II.5) : Schéma de la structure d'une commande par flux orienté (FOC).....	P33
Figure (II.6) Schéma de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée en tension par un onduleur de tension commandé par MLI triangulo-sinusoidale.....	P35
Figure (II.7) : Bloc de défluxage	P35
Figure (II.8) Découplage par compensation.....	P37
Figure (II.9) Schéma fonctionnelle la régulation du courant I_{sd}	P38
Figure (II.10) commande vectorielle indirect d'une MAS.....	P39
Figure (II.11) Evolution du couple, vitesse, les courants et le flux rotorique en direct et en quadratique lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant à l'instant $t= 2$ s et $V_{ref}=154$	P40
Figure (II.12) Evolution du couple, vitesse, les courants et le flux rotorique en direct et en quadratique lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant à l'instant $t=2$ s	P42

CHAPITRE III : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE STATOR

Figure (III. 1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator...	P45
Figure (III. 2) : Modes de fonctionnement suivant le glissement	P46
Figure (III.3) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).....	P52
Figure (III .4) : Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.....	P61

Figure (III .5) résultats de simulation de la machine avec $C_r=14$ N.m (sans onduleur).....	P62
Figure (III .6) résultats de simulation de la machine avec $C_r=14$ N.m (avec onduleur).....	P63

CHAPITRE IV : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE STATOR

Figure (IV.1) : Schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique.....	P66
Figure (IV.2) : Schéma de régulation des courants.....	P69
Figure (IV.3) : bloc de la régulation	P71
Figure (IV.4) : Bloc de découplage en tension (FOC).....	P72
Figure (IV.5) : Commande vectorielle indirecte de la MASDS.....	P73
Figure (IV.6) : Réponse dynamique de la vitesse, du couple électromagnétique et les courants statoriques en direct et en quadratique avec application de la commande par IP avec variation de la vitesse (300 à -150) rad/s à l'instant $t = 2s$	P74
Figure (IV.7) : Réponse dynamique du flux rotorique et les courants statoriques avec application de la commande par IP et variation de la vitesse (300 à -150) rad/s à l'instant $t = 2s$	P75

CHAPITRE V : COMMANDE PAR REGULATEURS FLOUES APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE STATOR

Figure (V.1) : Représentation des variables linguistiques.....	P80
Figure (V.2) : Différentes formes de la fonction d'appartenance.....	P82
Figure (V.3) : Caractéristiques d'un ensemble flou.....	P83
Figure (V.4) : Fonction d'appartenance de l'opérateur NON.....	P84
Figure (V.5) : Fonction d'appartenance de l'opérateur « ET ».....	P84
Figure (V.6) : Fonction d'appartenance de l'opérateur « OU ».....	P85
Figure (V.7) : Traitement flou.....	P85

Figure (V.8) : La structure générale d'un régulateur flou.....	P86
Figure (V.9) : Régulateur floue.....	P88
Figure (V.10) : Le système de contrôleur flou	P88
Figure (V.11) : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).....	P90
Figure (V.12) : Régulation de la vitesse par la logique floue.....	P92
Figure (V.13) : Réponse dynamique de la vitesse, du couple électromagnétique et les courants statoriques en direct et en quadratique avec application de la commande par régulateur floue avec Variation de la vitesse (300 à -150) rad/s à l'instant $t=2s$	P93
Figure (V.14) : Réponse dynamique du flux rotorique et les courants statoriques avec application de la commande par régulateur floue et variation de la vitesse (300 à -150) rad/s à l'instant $t =2s$	P94

LISTE DES TABLEAUX

Tableau (I.1) : Tensions de sortie du convertisseur l'onduleur PWM.....	P22
Tableau (V.1) : Symbole de cinq intervalles ou sous-ensembles flous.....	P89
Tableau (V.2) : Table de règles d'inférences.....	P89

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence du découplage naturelle entre le stator et le rotor donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait on aura la difficulté de sa commande. La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement plus élevé possible. [ACH-07]

La machine asynchrone a un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire par ce qu'il existe un couplage entre le couple et le flux cet inconvénient complique la commande des machines asynchrones.

Il existe plusieurs techniques de commandes appliquées sur les machines asynchrones double stator, parmi ces techniques on cite la commande DTC, scalaire, adaptative, par retour d'état, par logique floue et la commande vectorielle.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles. La commande vectorielle (FOC) constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique. [REZ-09]

Le but de notre projet est de connaître la commande vectorielle et la commande par régulateurs flous.

Le but de la commande vectorielle est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée et assurer le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique. L'inconvénient de cette commande est les performances du régulateurs PI sont limités.

Pour passer ce problème et assurer une bonne régulation on a choisi les régulateurs floue.

Ainsi donc ce mémoire est organisé comme suit :

Dns le **premier chapitre** nous proposerons une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park ainsi que nous exposons la modélisation de l'onduleur de tension et donnons les résultats de simulation de la MAS sans et avec convertisseur.

Le **deuxième chapitre** présente le principe général, la théorie de base de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone alimentée par convertisseur (onduleur de tension). Dans ce chapitre on va utiliser la commande indirecte sur la MAS avec une méthode d'orientation du flux rotorique ceci nous permet d'obtenir un modèle de la MAS analogue à celui de la machine à courant continu.

Le **troisième chapitre** nous proposerons une modélisation de la machine asynchrone double stator ainsi que nous exposons la modélisation de l'onduleur de tension et donne les résultats de simulation de la MASDS sans et avec convertisseur.

Le **quatrième chapitre** nous traiterons quelques notions théoriques de la commande vectorielle, mais en se basant surtout sur la commande vectorielle indirecte flux rotorique orienté. Nous mettrons en œuvre la simulation de cette commande par le logiciel **MATLAB/SIMULINK**

Dans le **cinquième chapitre**, on verra le principe général, la théorie de base de la commande par régulateurs flous. On va appliquer cette commande sur la MASDS, puis on déduire les performances de la machine

CHAPITRE I

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

La machine asynchrone est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor, pour ce dernier, il existe deux structures : le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil. Le cas du rotor à cage est moins coûteux et présente une meilleure robustesse d'un point de vue mécanique [OUK-11].

Le modèle classique de la machine asynchrone correspondant au schéma monophasé équivalent, n'est valable qu'en régime sinusoïdale à fréquence fixe au stator, pour étudier son comportement à une fréquence variable et avec des signaux fournis par les convertisseurs statiques qui ne sont pas sinusoïdaux, il faut faire appel à un modèle plus compliqué; on considère que chaque armature triphasée statorique et rotorique peut être représentée par une armature biphasée équivalente à l'aide de la transformation de PARK, chaque armature diphasée est donc représentée par deux enroulements identiques placés sur deux axes en quadrature [ABD-17] [TOU-08].

I.2 Description de la machine asynchrone triphasée

L'organisation d'une machine asynchrone est constituée de deux éléments principaux suivants :

I.2.1 Le stator

La partie fixe de la machine constituée de trois enroulements (bobines) répartis dans les encoches du circuit magnétique statorique, parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède des pôles (p). Ces courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme : [LAG-16].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

Ω_s : Vitesse synchrone de rotation du champ tournant en (rad/s).

ω_s : Pulsation des courants statoriques alternatifs en (rad/s), tel que $\omega_s = 2\pi f$.

P : Nombre de paires de pôles.

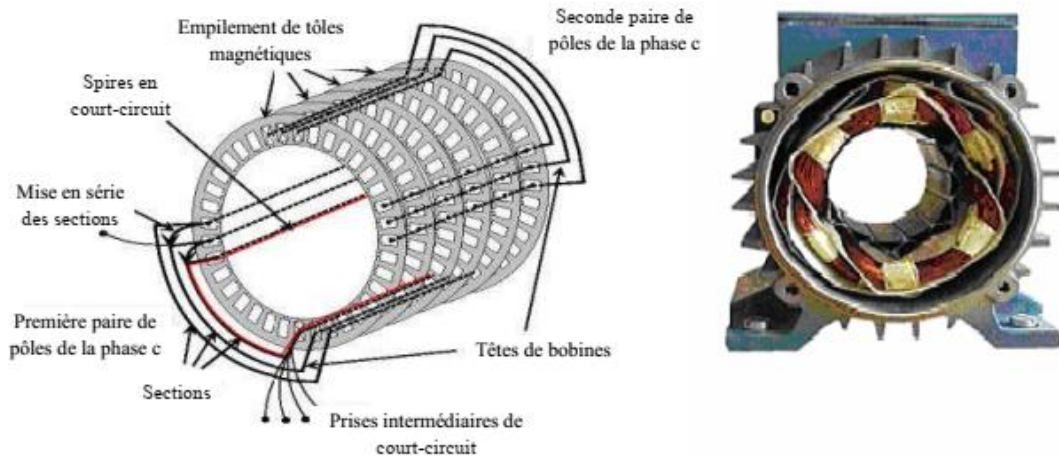


Figure (I.1) : Représentation schématique du stator.

I.2.2 Le Rotor

La partie tournante de la machine constituée de disque en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine n'est reliée à aucune alimentation, il tourne à la vitesse de rotation Ω_r .

On trouve deux types de rotor : à cage d'écureuil où bobiné :

I.2.2.1 Rotor à cage d'écureuil

Le circuit du rotor constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

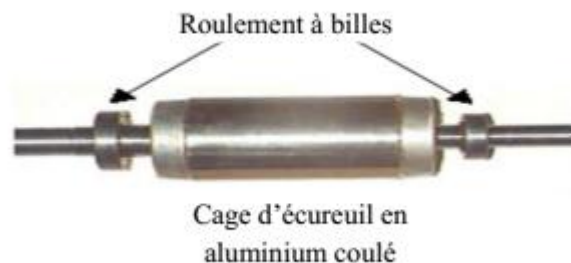


Figure (I.2) : Représentation d'un rotor à cage d'écureuil

I.2.2.2 Rotor bobiné

Les enroulements rotoriques sont localisés dans les encoches situées au périphérique du rotor. Ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à 'p' paires de pôle. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournants et de trois balais fixes. [LAG-16].



Figure (I.3) : Représentation d'un rotor bobiné

I.3 Principe de fonctionnement

Le principe de base de la machine électrique tournante est de réaliser deux champs tournant l'un au stator, l'autre au rotor ; l'attraction mutuelle de ces deux champs entraîne le rotor en rotation c'est le fonctionnement de moteur. [BEL-13].

I.4 Le glissement

C'est le rapport de la différence entre la vitesse synchrone Ω_s (vitesse du champ tournant) et la vitesse actuelle Ω_r de rotor par la vitesse de synchrone Ω_s . On dit que le rotor **glisse** par rapport au champ tournant. Ce glissement **g** dépendre de la charge.

$$\text{En \% : } g(\%) = \frac{N_s - N_r}{N_s} \times 100 = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \times 100$$

I.5 Hypothèses simplificatrices

Le modèle généralement retenu de la machine asynchrone triphasée repose sur plusieurs hypothèses qui sont maintenant rappelées.

- La première consiste à considérer que les forces magnétomotrices créent par les différentes phases du stator et du rotor sont à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

- Le nombre de phase entre le stator et le rotor identique.
- Entrefer constant.
- On néglige la saturation du circuit magnétique.
- On néglige hystérésis et courant de Foucault.
- L'absence de la variation de la résistance des enroulements avec la température

I.6 Modèle mathématique de la MAS

I.6.1 Equations en triphasée

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écuréuil ou formé de trois bobines.

La figure I.4 illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques :

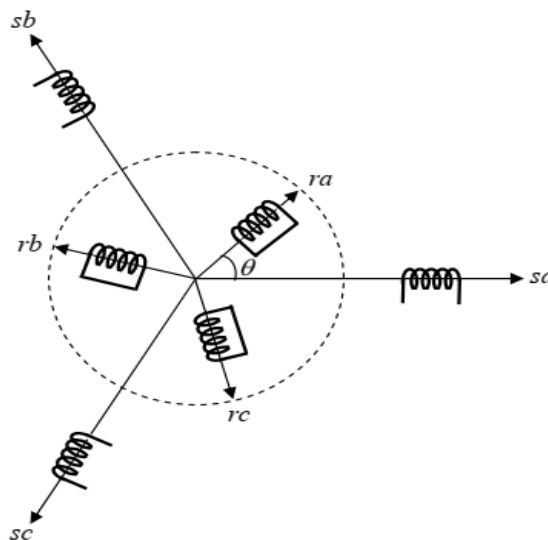


Figure (I.4) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MAS.

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit : [REZ-09]

I.6.1.1 Equations électriques

❖ Pour le stator

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_s] + \frac{d[\Phi_{sabc}]}{dt} \quad (I.2)$$

❖ Pour le rotor

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_r] + \frac{d[\Phi_{rabc}]}{dt} = 0 \quad (I.3)$$

Le circuit du rotor est en court-circuit donc : $v_r = 0$.

Sachant que :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}; [V_{rabc}] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

De même :

$$[I_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

I.6.1.2 Equations magnétiques

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes :

$$\begin{aligned} [\Phi_{sabc}] &= [L_{ss}][I_{sabc}] + [L_{sr}][I_{rabc}] \\ [\Phi_{rabc}] &= [L_{rr}][I_{rabc}] + [L_{rs}][I_{sabc}] \end{aligned} \quad (I.7)$$

Sachant que :

$$[\Phi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}; [\Phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Où :

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

$[L_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$[M_s]$: Inductance mutuelle entre enroulements statorique.

$[M_r]$: Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.

$[M_{sr}]$: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposée de celle des inductances mutuelles $[L_{sr}] = [L_{rs}]^T$.

I.6.1.3 Equation Mécanique

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux, fem) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse) :

$$C_e = p [i_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{I.12})$$

L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \tag{I.13}$$

J : moment d'inertie de la machine [kgm^2]

f : coefficient de frottement [$N.m / rad / s$]

C_r : couple résistant impose à l'arbre de la machine [$N.m$]

C_e : couple électromagnétique développe par la machine [$N.m$]

I.6.2 Equations en diphasée

I.6.2.1 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passe du repère fixe (abc) vers le repère mobile (d,q).

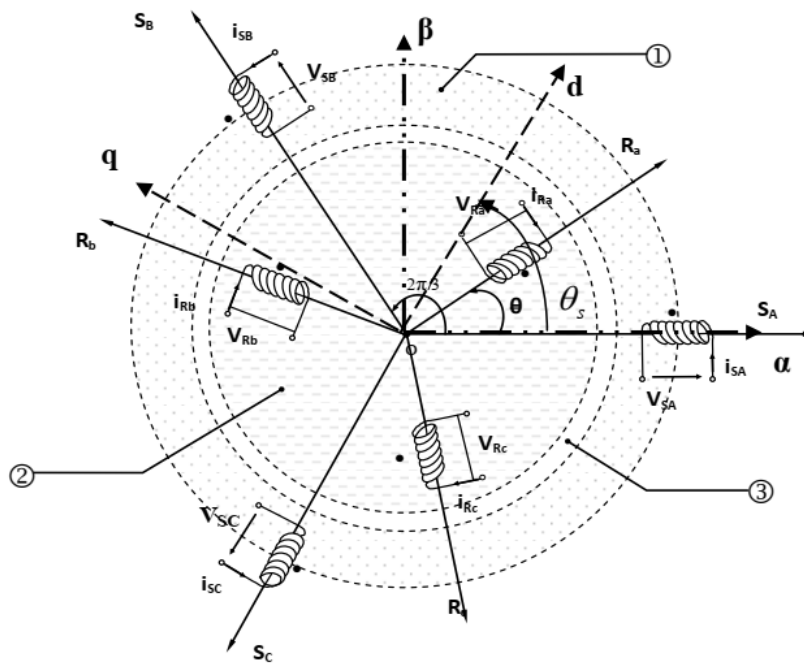


Figure (I.5) : Référentiels : Triphasé (a, b, c) _Fixe (α, β) _Tournant (d, q).

$$[V_{dq}] = [P(\theta)] \cdot [V_{abc}] \tag{I.14}$$

$$[i_{dq}] = [P(\theta)] \cdot [i_{abc}] \tag{I.15}$$

$$[\Phi_{dq}] = [P(\theta)] \cdot [\Phi_{abc}] \quad (\text{I.16})$$

La matrice de la transformation de Park comme suite :

$$[P(\theta)] = k \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Pour conserver la puissance, le facteur k est choisi égal à $\sqrt{\frac{2}{3}}$

Pour la conservation des amplitudes, le facteur k est choisi égal à $\frac{2}{3}$

I.6.2.3 Différents référentiels

Pour étudier la théorie des régimes de la MAS on distingue trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) : [SAI-20]

➤ Référentiel lié au stator :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, la vitesse du repère de Park est : $\omega_\theta = 0$

➤ Référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une pulsation ω_r : $\omega_\theta = \omega_r$

➤ Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant créé par les enroulements du stator. La vitesse du repère de park est celle du champ tournant : $\omega_s = \omega_r + \omega$;

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega ; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

En appliquant la transformation de Park au modèle de MAS pour un référentiel lié au champ tournant on obtient :

A. Equations électriques

➤ Pour le stator

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

➤ Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_{sl} \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_{sl} \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_{sl} \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_{sl} \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

B. Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

On a aussi :

$$\omega_r = \omega_s - P\Omega \quad (\text{I.22})$$

Avec :

ω_r : la pulsation du glissement.

Ω : la vitesse mécanique

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations électriques. Il fait correspondre des grandeurs continues à des grandeurs sinusoïdales en régime permanent. Il est cependant avantageux dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante. Ce qui simplifie considérablement la conduite des calculs. Il est très utilisé lorsqu'il s'agit de la commande de la machine.

I.7 Modèle d'état

Dans le cas de la machine asynchrone, alimentée en tension, les tensions statiques sont considérées comme variable de commande. Les courants et les flux comme variables d'état. Les équations du modèle doivent être sous forme d'équations d'état comme tel :

$$\left[\dot{X} \right] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I.23})$$

On choisit le vecteur d'état :

$$[X] = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]^T : \text{vecteur d'état}$$

$[A]$: matrice d'évolution d'état du système

$[B]$: matrice de commande du système.

$$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad 0 \quad 0]^T : \text{vecteur de commande}$$

a) Mise en équation d'état

Après arrangement des équations précédentes, on obtient le système d'équation suivant :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-r_t}{L_s \sigma} & \omega_s & \frac{L_m}{L_s L_r T_r \sigma} & \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} (\omega_s - \omega) \\ -\omega_s & \frac{-r_t}{L_s \sigma} & -\left(\frac{L_m}{L_s L_r \sigma} \right) (\omega_s - \omega) & \frac{L_m}{L_s L_r T_r \sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sigma L_s & 1 \\ 0 & \sigma L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion

$T_r = \frac{L_r}{r_r}$: Constante de temps rotorique

$r_t = r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r}$: résistance

I.8 Simulation de la machine asynchrone

Nous utilisons le modèle représenté par les équations (I.24), (I.25) Notre machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale et caractérisée par les paramètres donnés dans l'annexe 1.

Cette étude se traduit par l'analyse de l'évolution du courant statorique, des flux rotoriques, du couple électromagnétique et de la vitesse. La machine sera soumise à partir de l'instant 2 s à une charge de 14N.m.

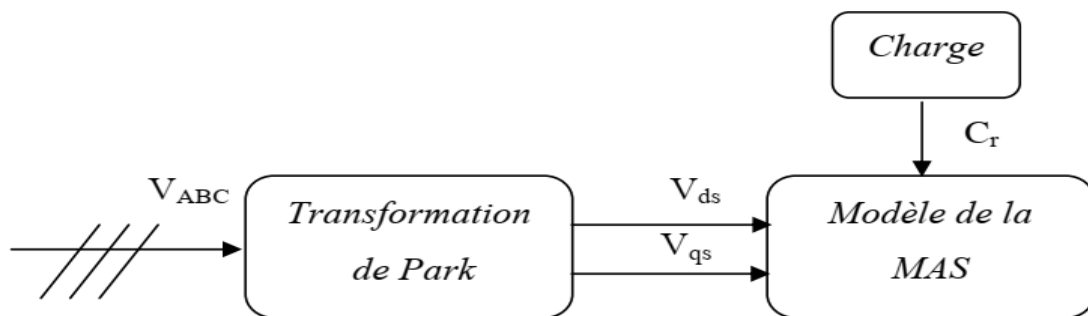


Figure (I.6) : Schéma de principe de la simulation.

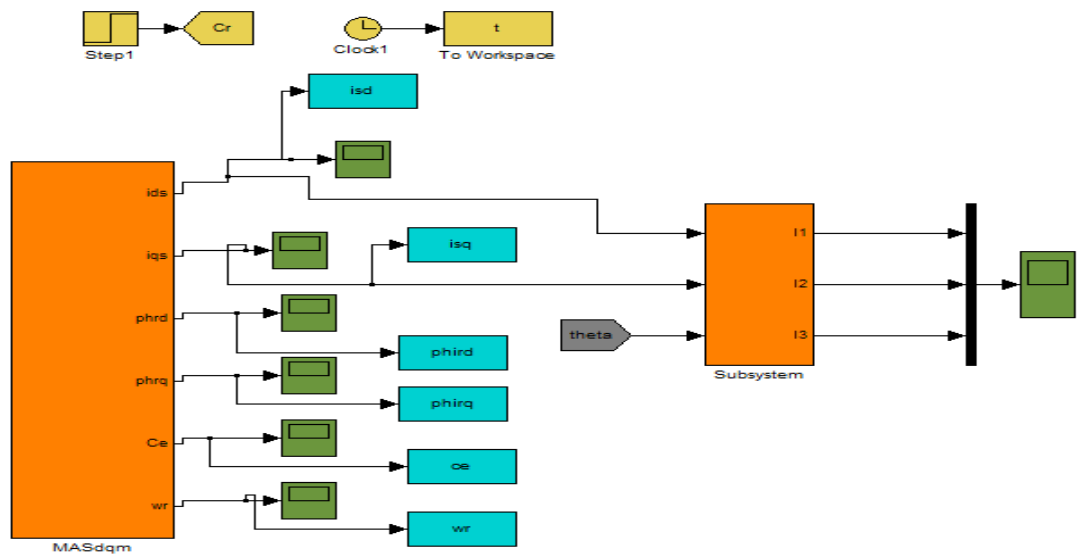


Figure (I.7) : Schéma-bloc de la MAS.

I.8.1 Résultats de la simulation

Dans ce cas on a fait la simulation de la machine asynchrone sans convertisseur (onduleur) sous logiciel MATLAB_SIMULINK.

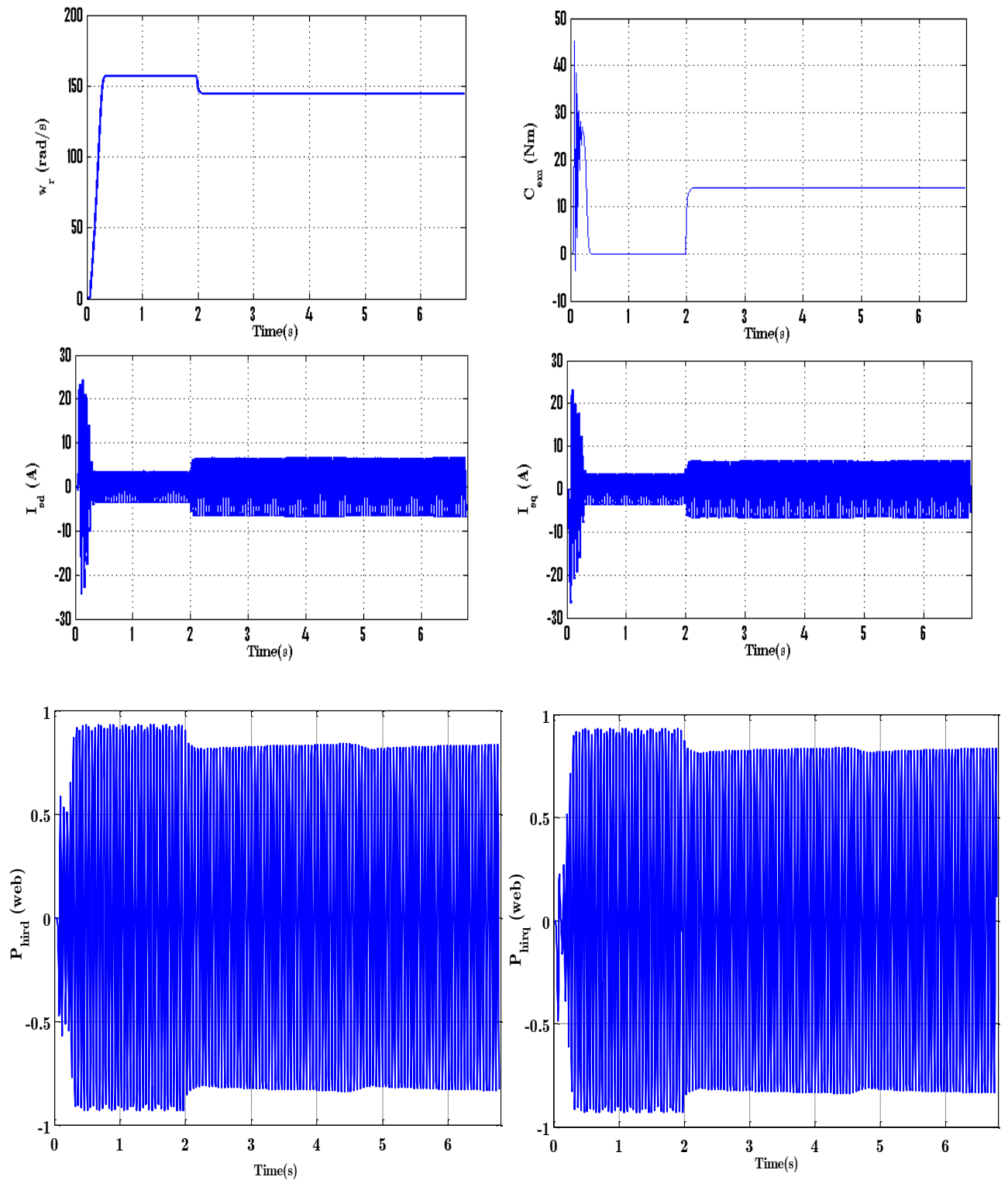


Figure (I.8) : Evolution de la MAS lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant à l'instant= 2 s.

➤ Interprétations des résultats

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de 157 rad/s (presque 1500 tr/min vitesse de synchronisme), le moteur étant à vide. Lors de l'application d'un couple de charge de 14 Nm à $t = 2$ s, une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation.

On note aussi que le couple présente de fortes oscillations qui atteignent à 40Nm lors de la mise sous tension pendant une courte durée (au démarrage), avant de se stabiliser à 0,35s jusqu'à 1s à valeur presque de 0Nm et lors de l'application un couple résistant le couple électromagnétique prend la valeur de 14 Nm.

En remarque aussi pour les flux rotorique sa composante directe Φ_{rd} à tendance à osciller autour de 0 (Wb). De même pour sa composante en quadrature Φ_{rq} .

Au démarrage les courants statoriques représentent quelques oscillations jusqu'à la valeur (20A) puis une diminution de la valeur jusqu'à (-24 A) à l'instant $t=0.04$ s les oscillations diminuer.

I.9 Modélisation de l'alimentation de la machine

I.9.1 introduction

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours...etc. Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [SAI-20].

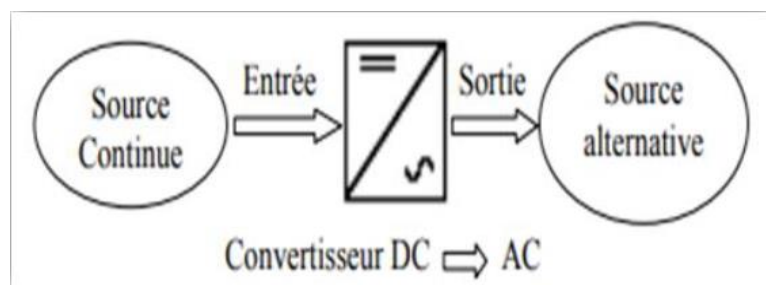


Figure (I.9) : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).

Nous présentons la modélisation de l'étage d'alimentation de la MAS qui est composé d'un onduleur de tension, contrôlé par la technique de modulation à largeur d'impulsion vectorielle (MLI) et d'un redresseur à diodes alimentant cet onduleur. Un filtre passe-bas a été introduit afin de filtrer la tension redressée et réduire les ondulations du courant d'entrée. La figure (I.10) montre la structure de l'alimentation de la machine asynchrone [TIR-14]

La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système. [DJE-15]

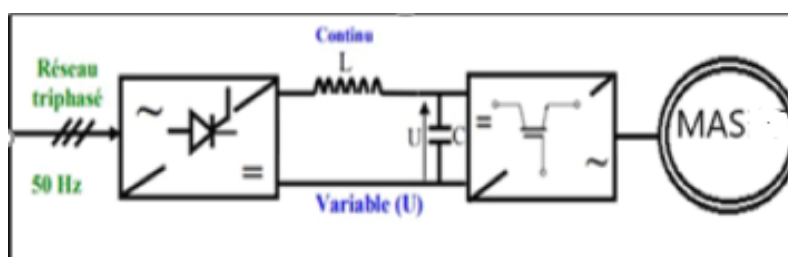


Figure (I.10) : une alimentation d'un MAS à courant alternatif avec un onduleur de tension.

On remarque que la chaîne d'alimentation est constituée de plusieurs convertisseurs électroniques :

- Source électrique à courant alternatif :

La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau triphasé électrique.

- Redresseur :

Il permet de transformer une tension alternative en tension continue.

- Filtrage :

Élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur. Ce filtre, élimine l'anomalie entre la sortie du redresseur et l'entrée de l'onduleur.

- Onduleur :

Il permet de transformer une tension continue en une tension alternative d'amplitude et de fréquences variables.

Les onduleurs triphasés sont utilisés pour des applications à puissance élevée.

I.9.2 Modélisation de l'onduleur de tension MLI

La figure I.11 présente la commande PWM (dans ce cas est un onduleur PWM) de tension triphasée à deux niveaux, ce convertisseur triphasé est constitué de 3 bras ; chaque bras est constitué de deux interrupteurs bidirectionnels en courant. Ils sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture montés en antiparallèle avec des diodes. Les semi-conducteurs utilisés pour les convertisseurs PWM sont sélectionnés selon plusieurs critères : en fonction des puissances, de la fréquence, de la charge et du type de la commande. En faible et moyenne puissance, les BJT, MOSFET et IGBT sont utilisés et en forte puissance, les GTO et thyristors avec circuit d'extinction sont utilisés. La capacité C_{dc} se comporte comme une source de tension continue. Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes : [FER-16]

- A un instant donné, un seul interrupteur d'un même bras doit conduire afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension,
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible, d'où la mise en antiparallèle de diodes au niveau des interrupteurs.

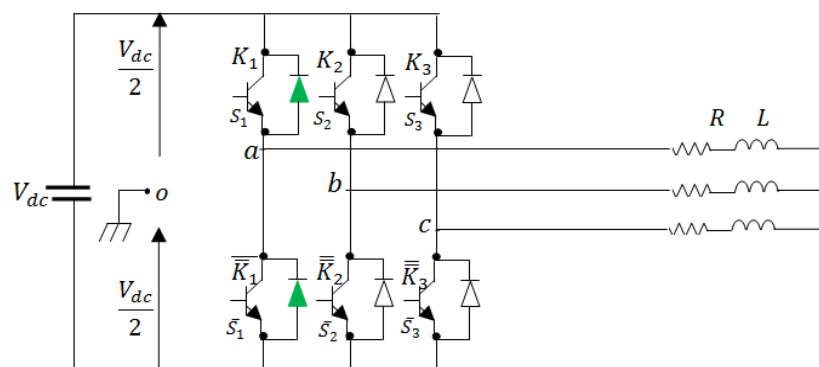


Figure (I.11) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux a commande PWM

En théorie, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état de trois signaux de commande (S_1, S_2, S_3), définis ci-dessous : [BOU-09]

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_1 \text{ fermé et } \bar{K}_1 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_1 \text{ ouvert et } \bar{K}_1 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_2 \text{ fermé et } \bar{K}_2 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_2 \text{ ouvert et } \bar{K}_2 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_3 \text{ fermé et } \bar{K}_3 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_3 \text{ ouvert et } \bar{K}_3 \text{ fermé} \end{cases}$$

A partir de la figure I.11, les tensions de l'onduleur en fonction des états des interrupteurs, les potentielles des nœuds a, b, et c de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire o sont données par les équations suivantes : [KHO-11]

$$\begin{cases} V_{ao} = U_c \cdot (2S_1 - 1) \\ V_{bo} = U_c \cdot (2S_2 - 1) \\ V_{co} = U_c \cdot (2S_3 - 1) \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

$$\text{Avec : } U_c = \frac{V_{dc}}{2}$$

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = 2U_c \cdot (S_1 - S_2) \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = 2U_c \cdot (S_2 - S_3) \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = 2U_c \cdot (S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

Telles que V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrées de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

Les tensions composées en fonction des tensions simples de l'onduleur sont :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{ab} - V_{ca} = V_{an} - (V_{bn} + V_{cn}) + V_{an} \\ V_{bc} - V_{ab} = V_{bn} - (V_{cn} + V_{an}) + V_{bn} \\ V_{ca} - V_{bc} = V_{cn} - (V_{an} + V_{bn}) + V_{cn} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Dans un système de trois tensions équilibrées, la somme des tensions est nulle, alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.31})$$

Le potentiel du point n de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire o est donné par l'équation :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.32})$$

Les potentielles des nœuds a , b , et c de l'onduleur par rapport au point n sont données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = -(V_{bn} + V_{cn}) = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -(V_{cn} + V_{an}) = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -(V_{an} + V_{bn}) = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}] \quad (\text{I.34})$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \quad (\text{I.35})$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \quad (\text{I.36})$$

Les tensions simples à la sortie de l'onduleur est donné par :

$$[v_i] = [V_{AC}] = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i=1, 2, 3\}$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

$$\begin{cases} v_a = \frac{V_{dc}}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ v_b = \frac{V_{dc}}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ v_c = \frac{V_{dc}}{3} (2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

Dans le plan $\alpha\beta$, on aura :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

Avec :

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.41})$$

On désigne par séquence de niveaux de phase, chaque combinaison des variables S_1, S_2 et S_3 donnant un élément de l'ensemble (S_1, S_2, S_3) . Vu que, pour l'onduleur à deux-niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a, au total, 8 séquences de niveaux de phase différentes. La figure I.3 illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension. Nous pouvons constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes (0,0,0) et (1,1,1) donnant référence au même vecteur tension nul. [ACH-10]

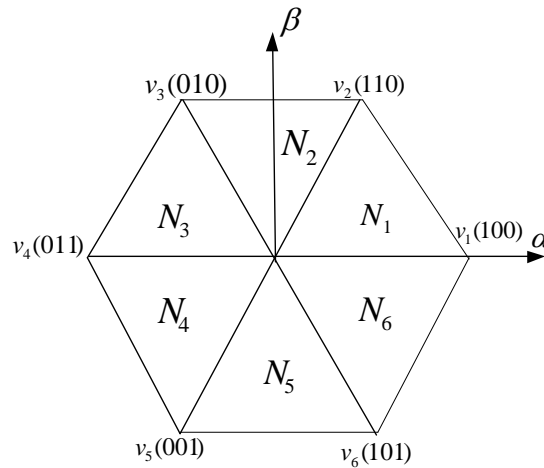


Figure (I.12) : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur PWM

Le Tableau I.1 récapitule toutes les combinaisons possibles. [ACH-10]

Vecteur	S ₁	S ₂	S ₃	v _a	v _b	v _c	v _α	v _β
v ₀	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	0	0	0	0	0
v ₁	<u>1</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	2V _{dc} /3	-V _{dc} /3	-V _{dc} /3	√(2/3)V _{dc}	0
v ₂	<u>1</u>	<u>1</u>	<u>0</u>	V _{dc} /3	V _{dc} /3	-2V _{dc} /3	√(1/6)V _{dc}	√(1/2)V _{dc}
v ₃	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>0</u>	-V _{dc} /3	2V _{dc} /3	-V _{dc} /3	-√(1/6)V _{dc}	√(1/2)V _{dc}
v ₄	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>1</u>	-2V _{dc} /3	V _{dc} /3	V _{dc} /3	-√(2/3)V _{dc}	0
v ₅	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>1</u>	-V _{dc} /3	-V _{dc} /3	2V _{dc} /3	-√(1/6)V _{dc}	-√(1/2)V _{dc}
v ₆	<u>1</u>	<u>0</u>	<u>1</u>	V _{dc} /3	-2V _{dc} /3	V _{dc} /3	√(1/6)V _{dc}	-√(1/2)V _{dc}
v ₇	<u>1</u>	<u>1</u>	<u>1</u>	0	0	0	0	0

Tableau (I.1) : Tensions de sortie du convertisseur l'onduleur PWM.

L'amplitude et la phase des huit vecteurs de tension possibles, sont exprimées par l'équation suivante :

$$V_i = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{jk\frac{\pi}{3}} \text{ avec } k = 0, \dots, 5, V_0 = V_7 = 0 \tag{I.42}$$

I.9.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle

La méthode de la MLI triangulo-sinusoïdale (En anglo-saxon : Pulse Width Modulation, PWM), consiste et d'une fréquence fixée. Ce contrôle peut être met en œuvre par un régulateur qui, à partir de l'écart entre la tension de référence et la porteuse de fréquence élevée en détermine les signaux de à comparer une onde de référence dite modulatrice avec une onde triangulaire dite porteuse

d'une amplitude commande des interrupteurs comme il est indiqué sur la figure 13. La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Dans cette technique de commande, la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectuant par variation de la largeur des signaux de commande. [ABD-11]

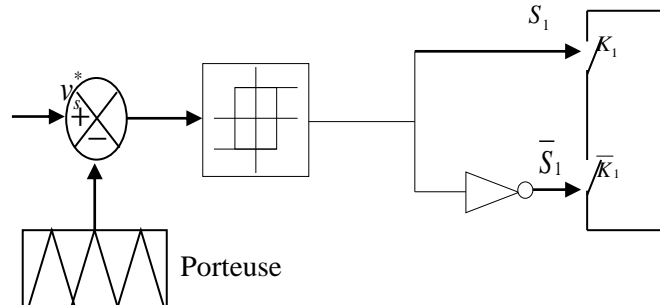


Figure (I.13) : Schéma de principe de la commande MLI triangulo-sinusoïdale

La technique MLI triangulo-sinusoïdale consiste à obtenir après modulation une tension en sortie égale en valeur moyenne sur une période de découpage (T_d) à sa référence.

$$\langle V_s \rangle_{T_d} = v_s^*$$

Cette équation peut être satisfaite sur une période de découpage avec un signal de commande S_1 égale à 1 si la tension de référence v_s^* est supérieure à la porteuse v_p et 0 dans le cas contraire, comme indique la figure 14.

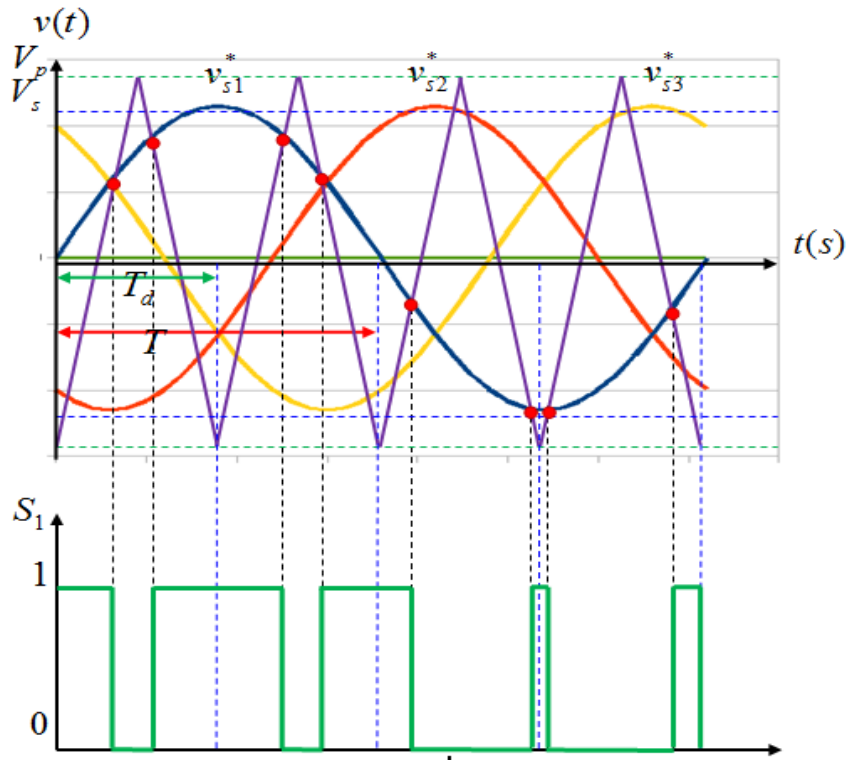


Figure (I.14) : Signaux de références, la porteuse et l'état S₁ du premier interrupteur

I.9.4 Paramètres de la MLI triangulo-sinusoidale

Cette technique est connue par deux paramètres : [ABD-11]

- Le coefficient de réglage en tension $r = \frac{V_s}{V_p}$:

Avec : V_s : Amplitude de la référence. V_p : Amplitude de la porteuse.

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation ou de découpage sur la fréquence de référence $m = \frac{f_p}{f}$.

L'amplitude de la porteuse V_p est égale la moitié de la tension de la source d'entrée V_{dc} .

I.9.5 Equation de la porteuse

Comme indiqué sur la figure 4, l'équation de porteuse et donnée par : [FER-16]

$$\left\{ \begin{array}{l} v_p(t) = \frac{4V_p}{T_d}t + V_p \quad \text{lorsque } t \in \left[0, \frac{T_d}{2}\right] \\ v_p(t) = \frac{-4V_p}{T_d}t + 3V_p \quad \text{lorsque } t \in \left[\frac{T_d}{2}, T_d\right] \end{array} \right. \quad \text{Ou} \quad v_p(t) = 2V_p \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \pi / 2))}{\pi}$$

I.10 Association de la MAS avec l'onduleur de tension

La figure (I.15) représente l'association de la machine asynchrone à l'onduleurs de tension triphaséecommandeMLI.

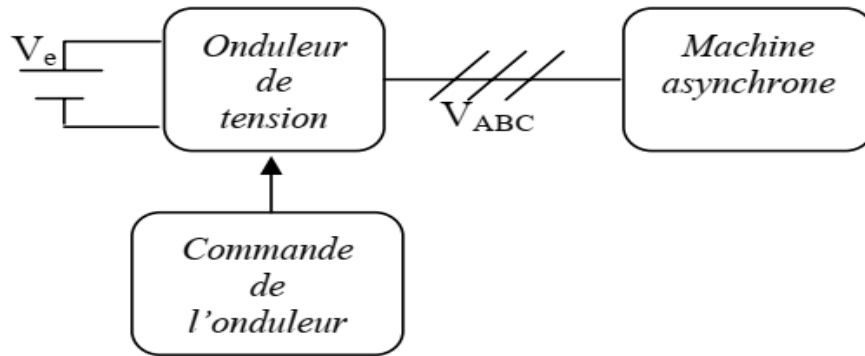


Figure (I.15) : Association onduleur – machine asynchrone.

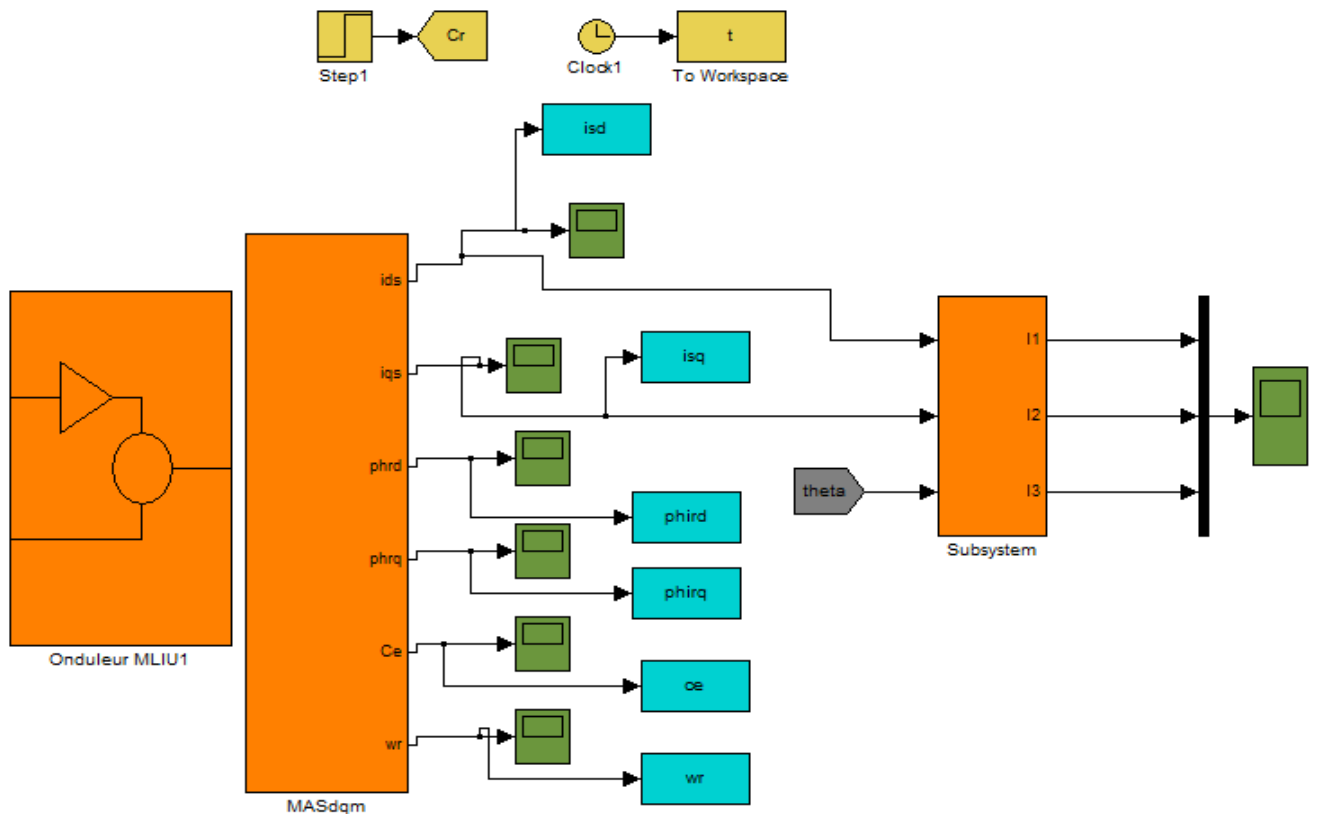


Figure (I.16) : Schéma-bloc de la MAS avec onduleur

I.11 Résultats de simulation

Dans ce cas on a fait la simulation de la machine asynchrone avec convertisseur (onduleur) sous logiciel MATLAB_SIMULINK

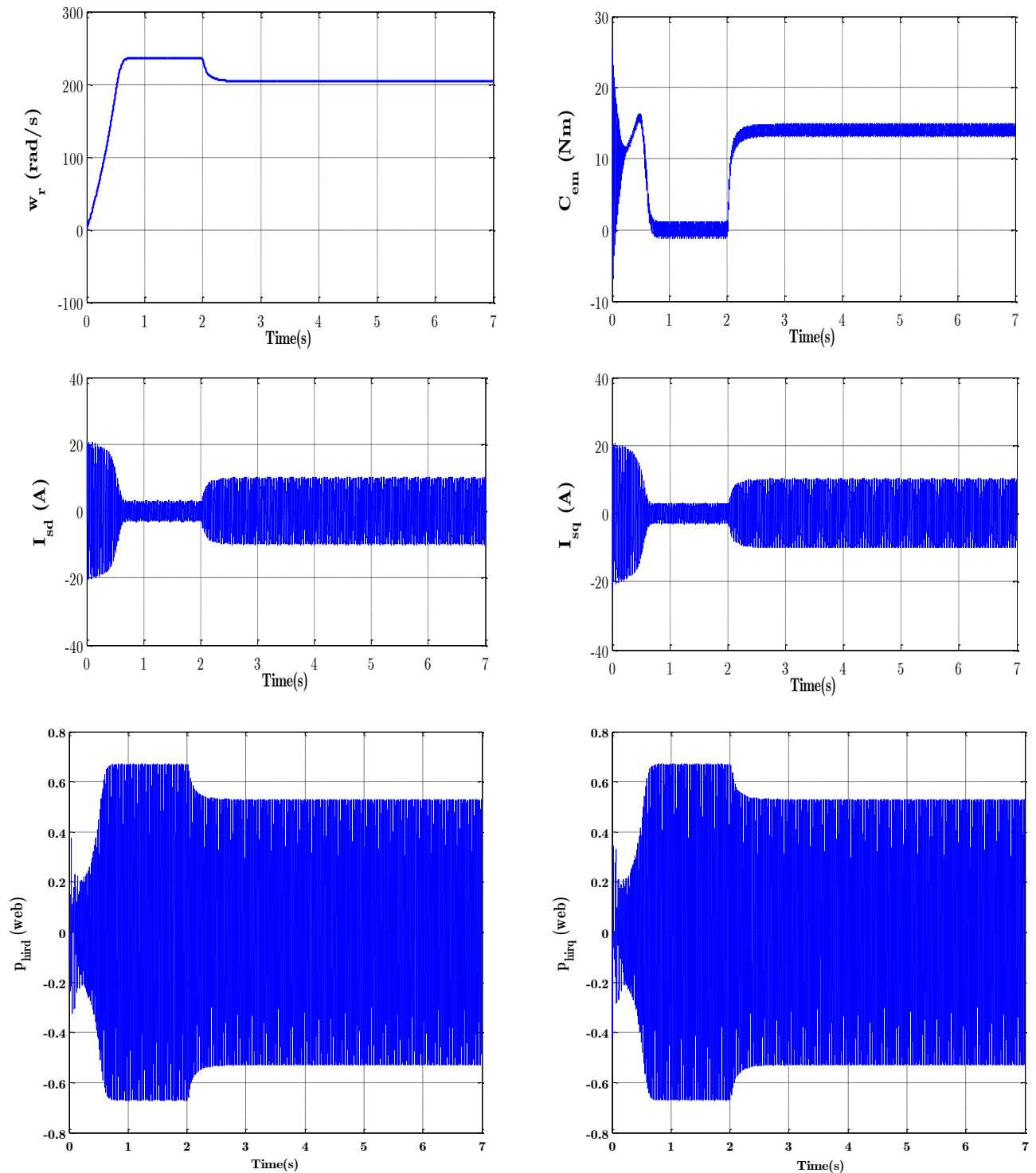


Figure (I.17) : Evolution MAS alimentée en onduleur lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant à l'instant= 2s

➤ **Interprétation des résultats**

Les courbes des deux simulations de la machine alimentée par le réseau et par l'onduleur de tension sont presque identiques aux oscillations près qui se distinguent dans les courbes de la machine alimentée par l'onduleur dues à la fréquence de commutation des interrupteurs.

I.12 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la simulation de la machine asynchrone. À l'aide de l'introduction et quelques hypothèses simplificatrices en obtenons un modèle triphasé, réduit en modèle biphasé par l'application de la transformation de Park.

Le choix des variables d'état ainsi que du référentiel dépend de l'objectif de la commande et de l'observation. Pour une étude plus généralisée, nous avons choisi le repère lié au champ tournant (d, q).

La machine est associée à un onduleur de tension commandée par la technique M.L.I basée sur la stratégie sinus-triangle

Le modèle établi est validé par Les résultats de simulation obtenus et après les simulations et les résultats il s'avère un fort couplage existant entre le couple électromagnétique et le flux rotorique

Ce phénomène devient un obstacle devant une commande précise et efficace de la machine asynchrone, pour éviter ces difficultés on a recours à la commande vectorielle qui sera développée dans le 2ème chapitre.

CHAPITRE II

COMMANDE

VECTORIELLE D'UNE

MACHINE

ASYNCHRONE

Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1 Introduction

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps. Certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années **70** par **Blaschke** et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations Elle s'intéresse à de multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande scalaire avec ses performances modeste ne peut satisfaire. [ACH-10]

Ce qui représente la raison pour laquelle la machine à courant continu a régné jusqu'à maintenant en maître absolu sur les entraînements à vitesses variables vu les avantages qui la caractérise. En effet, bien que son coût soit relativement élevé en plus de son manque de robustesse, le découplage naturel entre le couple et le flux lui confère une simplicité de commande et des performances dynamiques inégalables [BOU-10]

Mais elle a un point faible, c'est la présence du collecteur et des balais, ce qui limite sa puissance et sa vitesse. De plus le moteur à courant continu est interdit dans des ambiances difficiles.

La commande vectorielle est un des commandes les plus populaires et les plus utiles, qui une stratégie de commande choisi pour la machine, base sur la théorie d'assimiler la Machine à une machine à courant continu.

Plusieurs techniques ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer :

- Suivant la source d'énergie :
 - Commande en tension
 - Commande en coutant
- Suivant l'orientation de repère :
 - Le flux rotorique
 - Le flux statorique
 - Le flux d'entrefer

- Suivant la détermination de la position du flux
 - Direct par mesure ou observation de flux (module, phase).
 - Indirect par contrôle de la fréquence de glissement. [BOU-12]

Dans ce chapitre on donne les différents modèles de la machine asynchrone. Après une représentation générale de la commande vectorielle, on montre le découplage entre le flux et le couple d'un moteur asynchrone commandé par ce type de contrôle.

II.2 ETUDE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

II.2.1 Principe du contrôle vectoriel à flux orienté

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q)

Et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désirée du flux

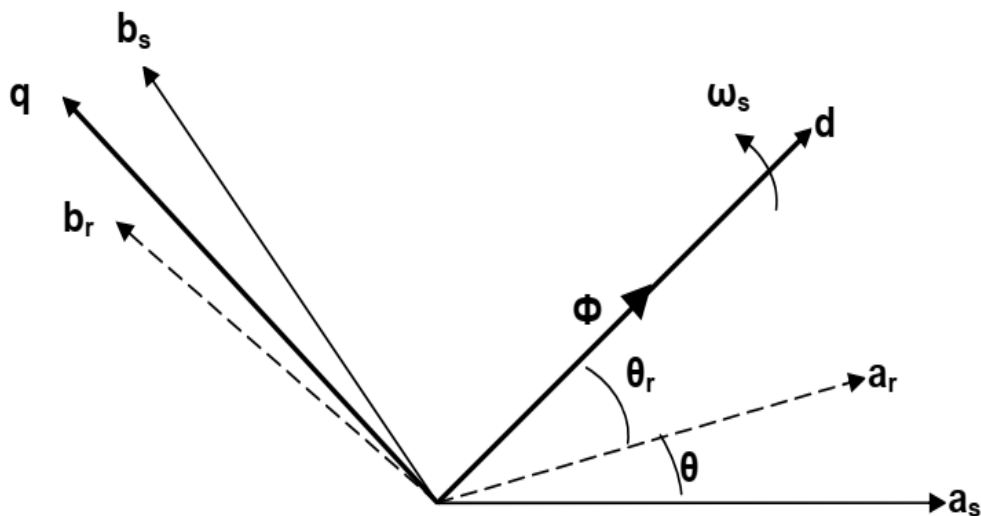


Figure (II.1) : Principe de la commande vectorielle

La commande par flux orienté laquelle permet d'assimiler le comportement dynamique de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Et son but est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur. [FER-16]

Le couple de la machine à courant continu à excitation séparée est donné par un produit simple de courant de l'induit et de l'inducteur et un facteur k'_t (fig.II.2) :

$$C_e = k'_t I_a I_f \quad (\text{II.1})$$

$$k'_t = p \frac{M}{L_r}$$

Les variables de commande de la machine I_a et I_f sont orthogonales. Pour commander la machine, le courant I_f est maintenu à une valeur de référence, qui donne la valeur du flux. Le couple est changé par le courant I_a . Donc, des simples régulateurs PI assurent la régulation de vitesse, du couple et du flux [BEL-08].

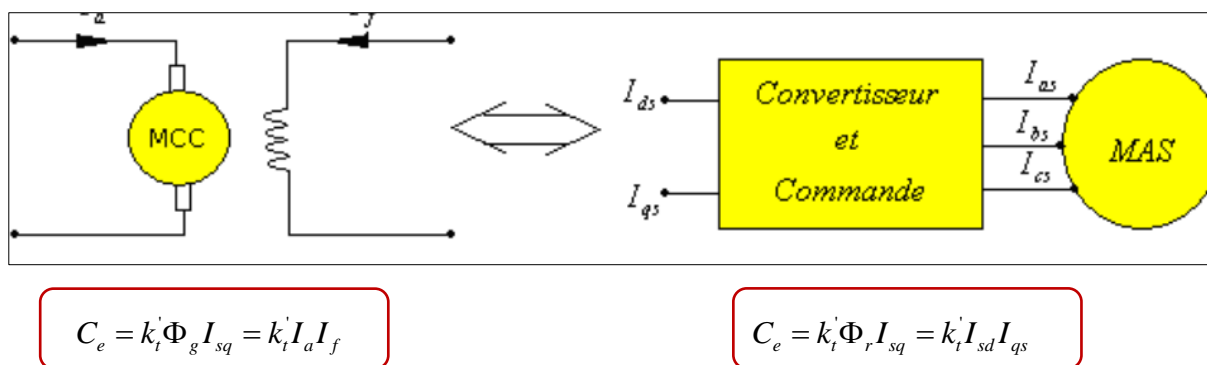


Figure (II.2) : Analogie de la MAS avec la MCC séparée dans la commande vectorielle.

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

II.2.2 Différentes variantes de commande vectorielle

Nombreuses variantes de la commande vectorielle ont été présentées dans la littérature technique que l'on peut classer de la façon suivante :

II.2.2.1 Type d'alimentation et sa commande

- Commande en tension (MAS alimentée par un onduleur MLI de tension contrôlée par MLI (triangulo-sinusoidale).
- Commande en courant (MAS alimentée par un onduleur MLI de courant ou de tension contrôlé par MLI à hystérésis).

II 2.2.2 Détection de la position du flux (Méthodes de calcul de θ_s)

- Détection directe** nécessite la mesure directe du flux par des capteurs de flux dans l'entrefer puis calculer les composantes $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$ afin d'en déduire $\theta_s = \arctg \left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} \right)$

Ou par l'estimation (observation) des deux composantes $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\Phi}_{r\beta}$ ce qui donne

$$\hat{\theta}_s = \arctg \left(\frac{\hat{\Phi}_{r\beta}}{\hat{\Phi}_{r\alpha}} \right).$$

Les variantes les plus utilisées de la commande vectorielle directe sont résumées dans l'organigramme suivant :

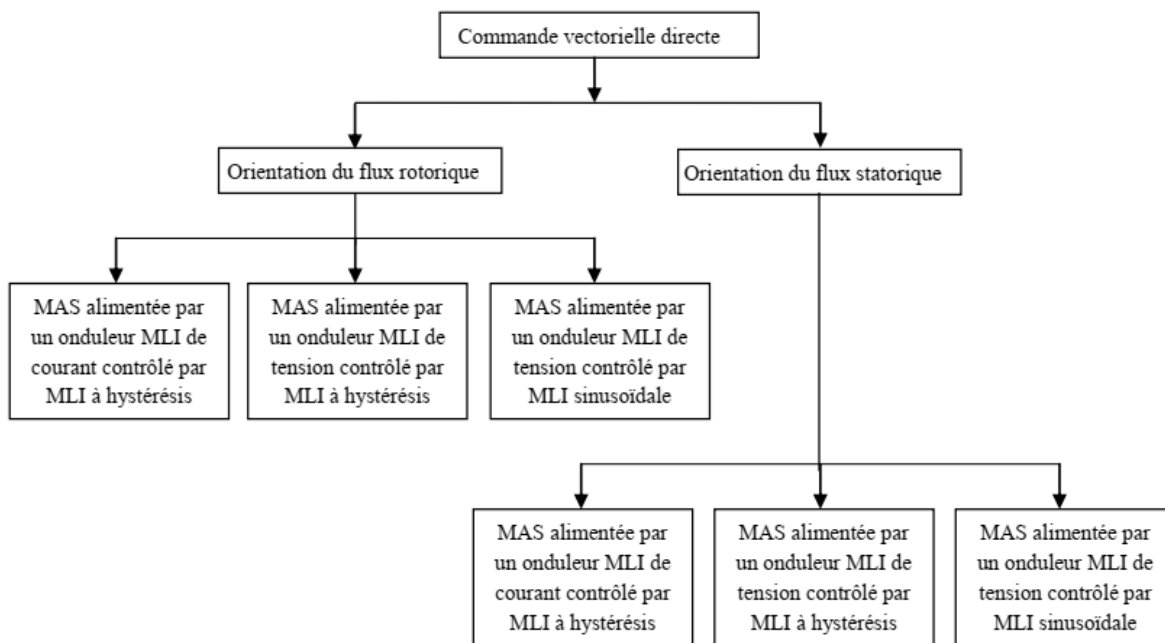


Figure (II.3) : Organigramme de différentes variantes de la commande vectorielle directe

- Détection indirecte** nécessite le contrôle de la pulsation rotorique ω_r et l'utilisation de la loi d'autopilotage afin de calculer la pulsation statorique par :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \Rightarrow \theta_s = \theta_r + \theta \tag{II.2}$$

Avec θ est l'angle électrique entre le stator et le rotor ; il est mesuré par un capteur de vitesse ou de position (codeur incrémental).

Les différentes variantes de la commande vectorielle indirecte sont résumées dans l'organigramme de la figure suivante :

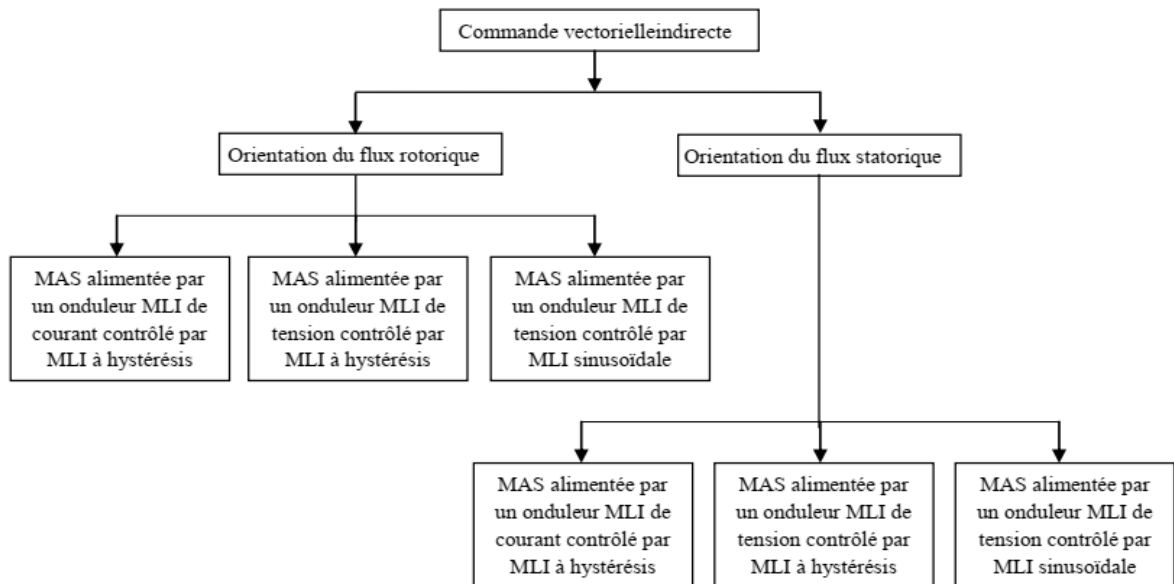


Figure (II.4) : Organigramme de différentes variantes de la commande vectorielle indirecte

II 2.2.3 Orientation du flux (découplage du flux)

- Orientation du flux rotorique : découplage par orientation du flux rotorique.
- Orientation du flux statorique : découplage par orientation du flux statorique.
- Orientation du flux d'entrefer : découplage par orientation du flux d'entrefer.

II .3 STRUCTURE D'UNE ALIMENTATION PAR ORIENTATION DU FLUX

La machine asynchrone présente une structure non linéaire et fortement couplée. Elle peut être découplée en alimentant celle-ci par une source de tension commandée par le bloc à flux orienté. Cette structure de commande est obtenue par inversion de l'un des modèles de la machine par orientation du flux. Afin de montrer qu'effectivement la commande par orientation du flux rotorique permet d'avoir un découplage des grandeurs réelles de la machine asynchrone alimentée en tension (couple et flux), nous proposons le schéma de commande représenté à la (Figure II.5). [KHE-05]

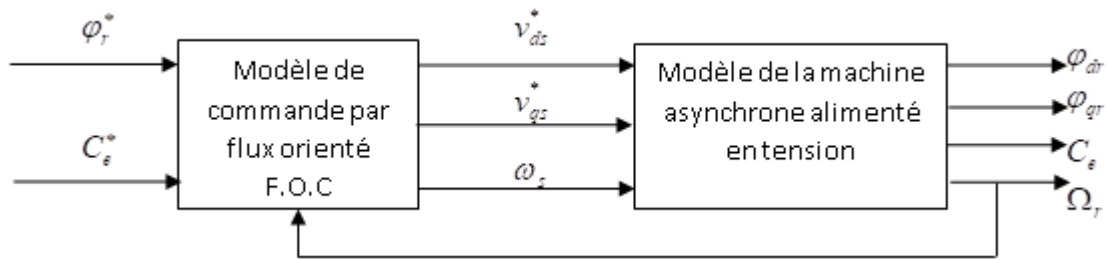


Figure (II.5) : Schéma de la structure d'une commande par flux orienté (FOC)

II.4 Commande Vectorielle Direct

Pour déterminer la position et le module du flux, l'idée naturelle est de mesurer le flux dans le moteur à l'aide de bobinages supplémentaires ou de capteurs à effet Hall. Ceci fragilise le moteur et nécessite une construction spéciale du moteur. Le moteur perd son principal avantage qui est sa robustesse. Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique, on fait appel à des modèles dynamiques du flux, qui nécessitent des grandeurs facilement mesurables tel que les courants, les tensions statoriques et la vitesse de rotation. On utilise souvent le modèle du moteur pour déterminer la position et le module du flux. [BEN-12]

Une approche simple consiste à intégrer les équations du modèle rotorique simplifié suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{sd} - \Phi_r) \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_m + \frac{L_m R_r}{L_r \Phi_r} i_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

II.5 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

En imposant $\phi_{qr} = 0$, $\phi_{dr} = \phi_r$, les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} + v_{ds} \right) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r + v_{qs} \right) \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M i_{ds} \\ \omega_{sl} = \left(\frac{M}{T_r} \right) \left(\frac{i_{qs}}{\phi_r} \right) \\ \omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \end{array} \right. \quad (\text{II.4})$$

L'équation mécanique est exprimée comme suit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (\text{II.5})$$

Le couple électromagnétique de la machine s'écrit alors :

$$C_e = p \left(\frac{M}{L_r} \right) \phi_r i_{qs} \quad (\text{II.6})$$

Le couple est maximal à tout instant car le courant d'induit i_{qs} et l'inducteur i_{ds} sont toujours perpendiculaires (**figure II.2**) et peuvent être commandés indépendamment

Après passage par une transformation de Laplace le système d'équations (II-2) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = (R_s + P\sigma L_s) i_{ds} + P \frac{M}{L_r} \phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = (R_s + P\sigma L_s) i_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ \phi_r = \frac{M}{1 + PT_r} i_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r \phi_r} i_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II-7})$$

En régime permanent nous exprimons le flux rotorique par :

$$\phi_r = M i_{ds} \quad (\text{II.8})$$

II .5 .1 IFOC d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé en tension par MLI triangulo-sinusoidale

Le principe de cette commande est donné par le schéma ci-dessous :

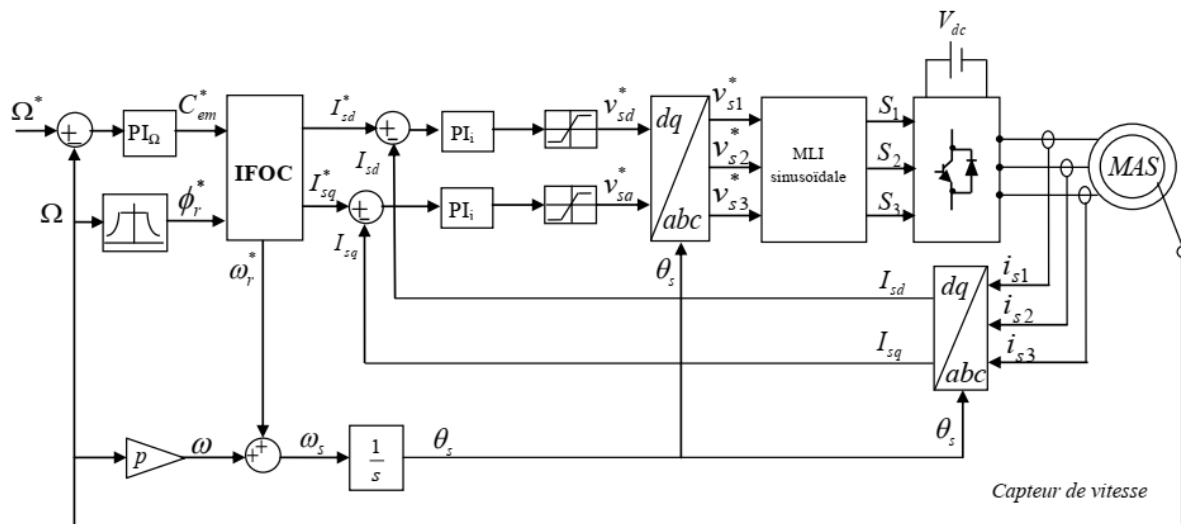


Figure (II.6) : Schéma de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée en tension par un onduleur de tension commandé par MLI triangulo-sinusoidale.

II.5.2 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet de réduire le flux à l'entrée du bloc FOC pour maintenir le fonctionnement sous la commande vectorielle et afin que la tension de sortie de l'onduleur ne dépasse pas la tension nominale du moteur et que le courant statorique reste limité par sa valeur maximale.

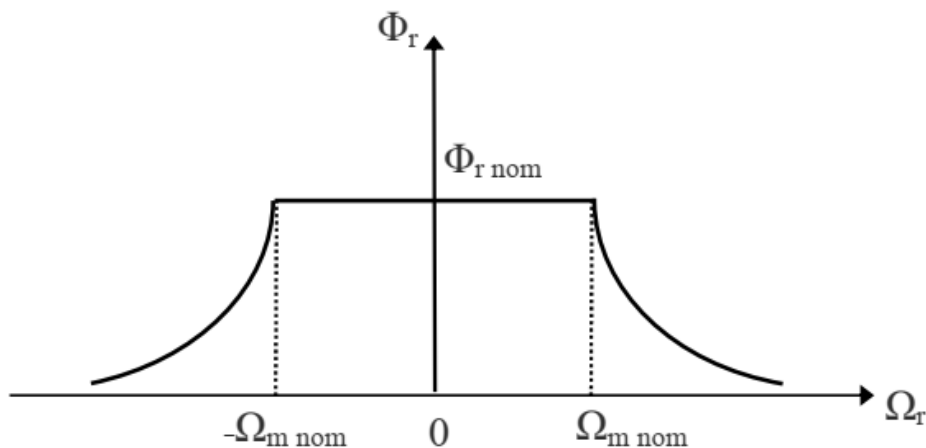


Figure (II.7) : Bloc de défluxage

Alors, la diminution de flux ou le courant magnétisant I_{sd}^* se fait suivant la fonction non-linéaire suivante :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_m \dots\dots\dots si \cdot \Omega_r \leq \Omega_m^* \\ \Phi_m \frac{\Omega_m^*}{\Omega_r} \dots\dots\dots si \cdot \Omega_r \geq \Omega_m^* \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

La sortie du régulateur de vitesse est le couple de référence qui sera l'entrée de bloc de découplage FOC, il doit être limité par sa valeur maximale qui dénotent le couple maximal supporté par le moteur dans les deux sens de rotation [**KHE-08**]

II.5.3 Découplage par compensation

Le principe revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telles que V_{ds1} n'agit que sur I_{sd} et V_{qs1} n'agit que sur I_{sq}

Pour obtenir ces deux nouvelles variables de commande (V_{ds1} et V_{qs1}) en compense les deux termes de couplage E_{sd} et E_{sq}

On pose :

$$\begin{cases} E_{sd} = -\omega_s L_s \sigma I_{sq} \\ E_{sq} = \omega_s L_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Ce qui permet d'écriture :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sd} + E_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sq} + E_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Ou encore sous la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + E_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} + E_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sd} \\ V_{sq1} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sq} \end{cases} \quad (II.13)$$

Par l'application de Laplace :

$$\begin{cases} V_{sd1} = (R_s + \sigma L_s S) I_{sd} \\ V_{sq1} = (R_s + \sigma L_s S) I_{sq} \end{cases} \quad (II.14)$$

C'est nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s S)} V_{sd1} \\ I_{sq} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s S)} V_{sq1} \end{cases} \quad (II.15)$$

Les tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* (tensions de références) sont alors reconstitués à partir V_{sd1}, V_{sq1} et la compensation de E_{sd} et E_{sq}

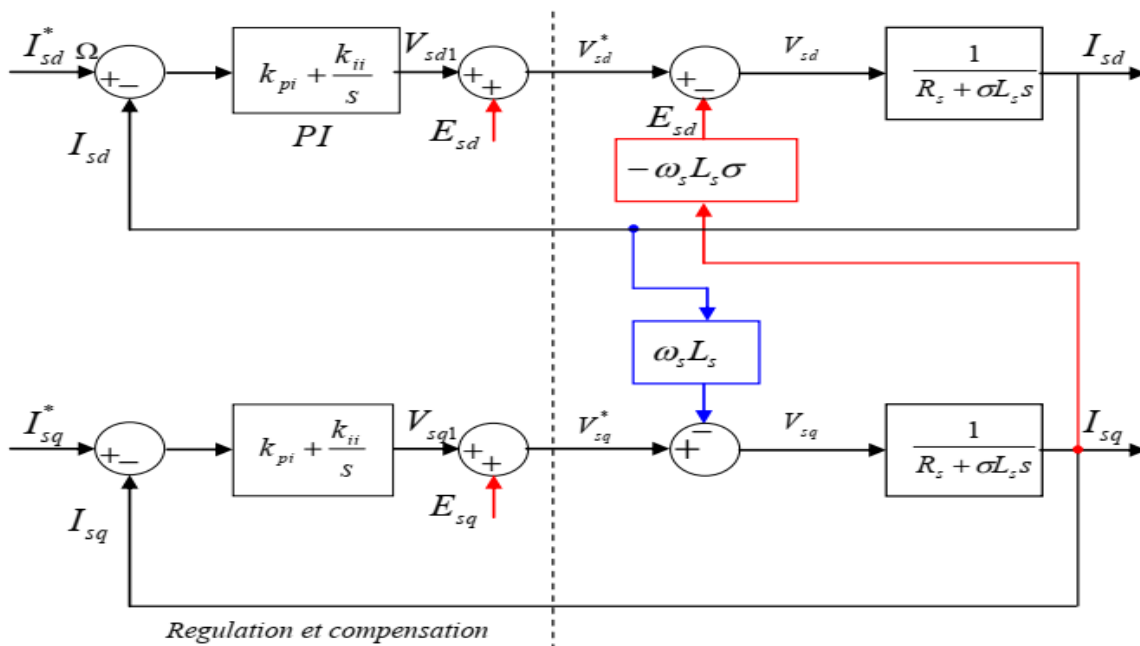


Figure (II.8) : Découplage par compensation

II.5.4 Régulation des courants

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté un régulateur PI qui donne à la sortie une tension de référence. Le schéma bloc de la régulation du courant est présenté par la figure (II.9).

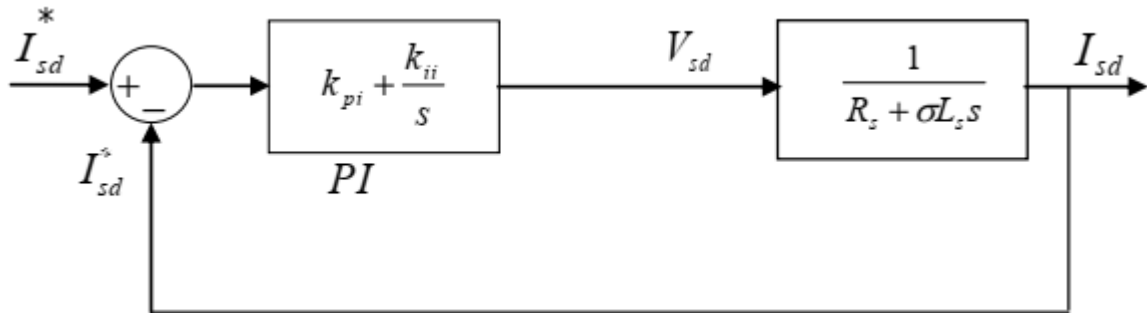


Figure (II.9) : Schéma fonctionnelle la régulation du courant Isd.

La relation entre la sortie V_{sd1} et le signal d'erreur $\xi(I_{sd})$ est :

$$V_{sd1} = K_{pi}\xi(I_{sd}) + K_{ii} \int \xi(I_{sd}) dt \quad (\text{II.16})$$

Après compensation, les paramètres K_{pi} et K_{ii} du régulateur PI du courant sont calculées par la méthode de placement des pôles. La Fonction de Transfert du système en boucle ouverte (FTBO) est :

$$FTBO = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} \left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{S} \right) \left(\frac{1}{S(R_s + \sigma L_s S)} \right) \quad (\text{II.17})$$

La Fonction de Transfert du système en boucle fermée (FTBF) est :

$$FTBF = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s} (K_{pi} S + K_{ii})}{S^2 + \frac{(R_s + K_{pi})}{\sigma L_s} S + \frac{K_{ii}}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.18})$$

Soit la fonction de transfert d'un système désiré de 2^{ème} ordre :

$$FTBF = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\omega_{ni}^2}{S^2 + 2\xi_i \omega_{ni} S + \omega_{ni}^2} \quad (\text{II.19})$$

Par identification de l'équation caractéristique du de la FTBF avec celle du système désiré et si l'on néglige l'effet de zéro sur la stabilité du système on obtient :

$$\begin{cases} \frac{(R_s + K_{pi})}{\sigma L_s} = 2\xi_i \omega_{ni} \Rightarrow K_{pi} = 2\sigma L_s \xi_i \omega_{ni} \\ \frac{K_{ii}}{\sigma L_s} = \omega_{ni}^2 \Rightarrow K_{ii} = \sigma L_s \omega_{ni}^2 \end{cases} \quad (II.20)$$

II.6 Simulation et résultats

La machine commandée vectoriellement par orientation de flux rotorique est mise en évidence par simulation numérique sous environnement *MATLAB/SIMULINK* (Fig. II.10) une commande indirecte par orientation de flux rotorique d'une MAS alimenté en tension par onduleur de tension commandé par MLI triangulo-sinusoidale.

Au démarrage, la machine fonctionne à vide suivi l'application à l'entrée de commande un échelon de vitesse de **157(rad/s)** et un couple résistants **Cr=14 Nm** a l'instant **t=2s**

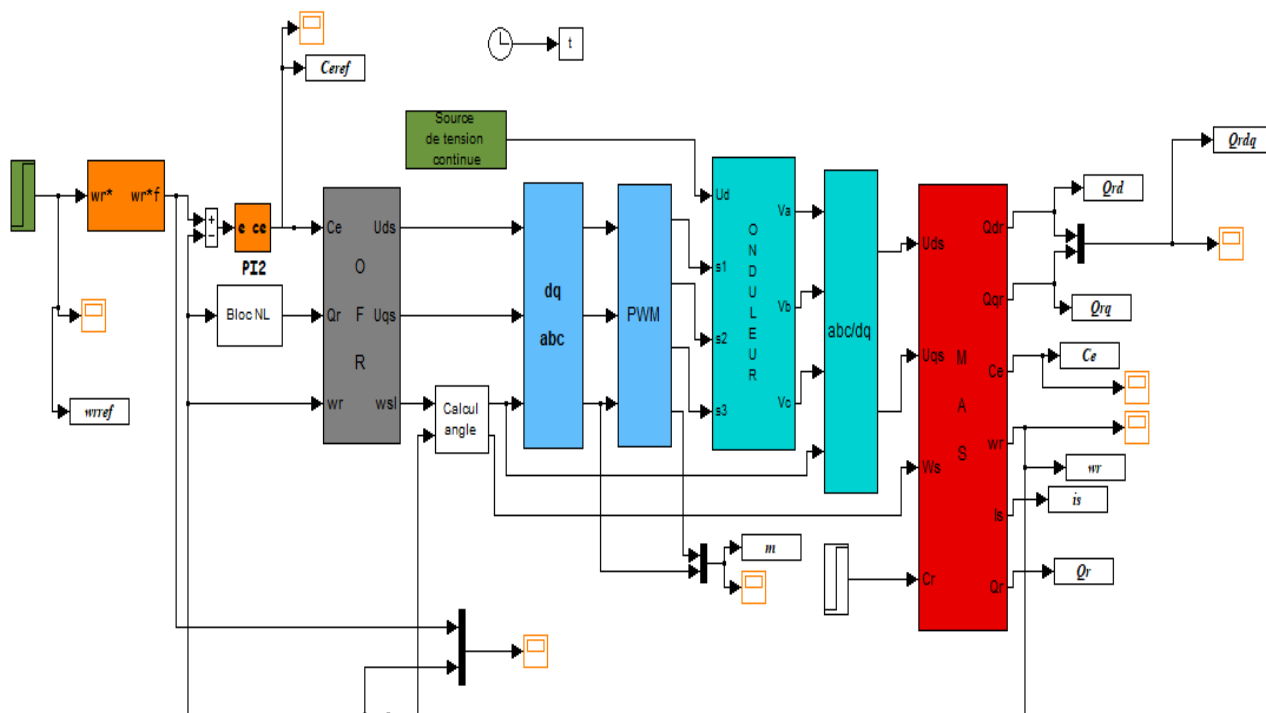


Figure (II.10) : commande vectorielle indirecte d'une MAS

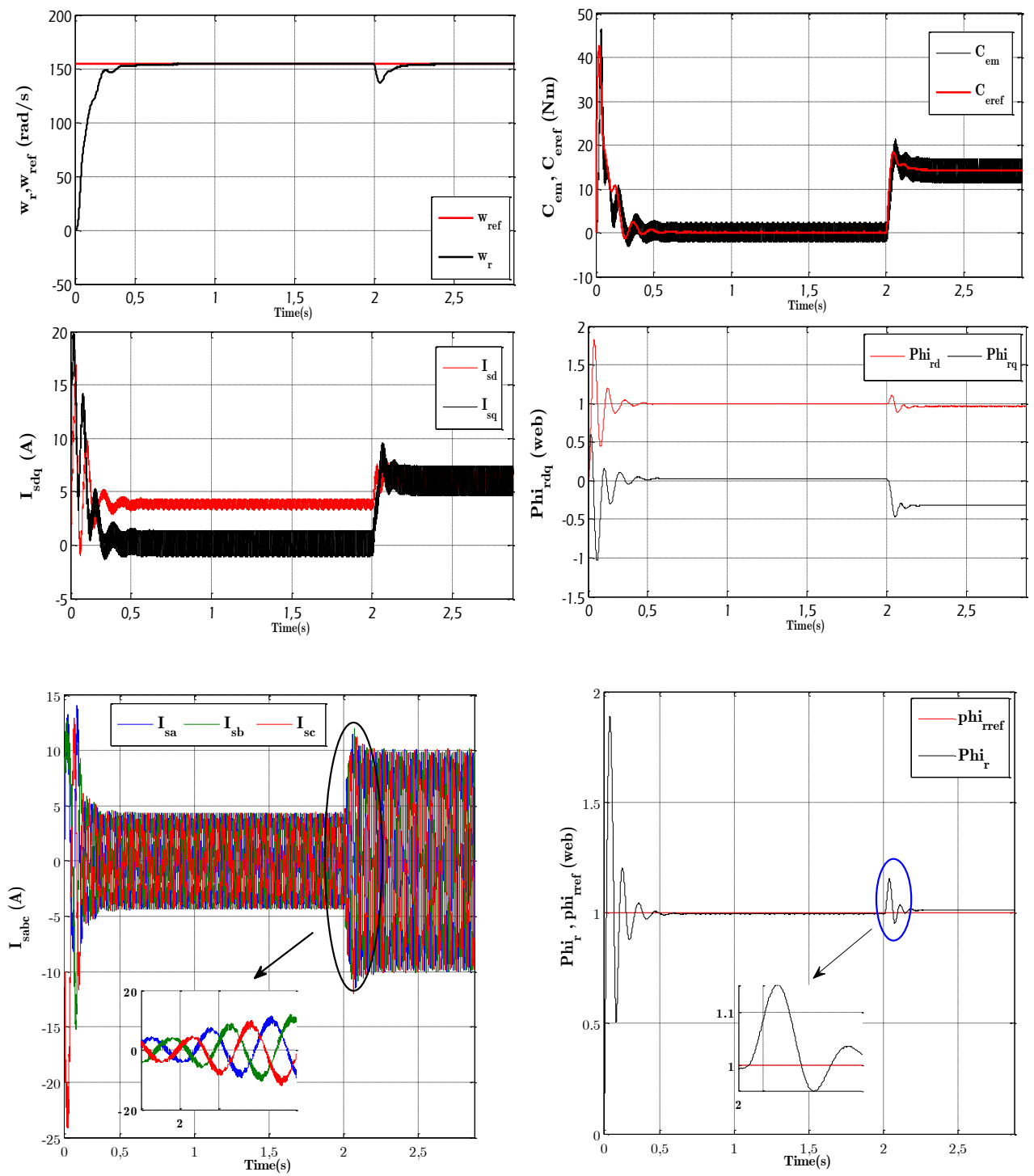


Figure (II.11) : Evolution du couple, vitesse, les courants et le flux rotorique en direct et en quadratique lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant

➤ **Interprétations des résultats**

On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse converge vers sa valeur de référence avec un dépassement faible et sans erreur statique. Après l'application de la charge on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence sans erreur, le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic aux premiers instants de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. On remarque que le courant I_{sq} représente l'image du couple à un constant près ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple et que les composantes du flux rotorique obéissent au principe de la commande vectorielle.

II.6.1 Test de variation de la vitesse de référence

Nous avons changé la valeur de la vitesse de référence de **300(rad/s)** à **-150(rad/s)** et une charge $C_r=5$ N.m On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence Sans dépassement ni erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant I_{sq} est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

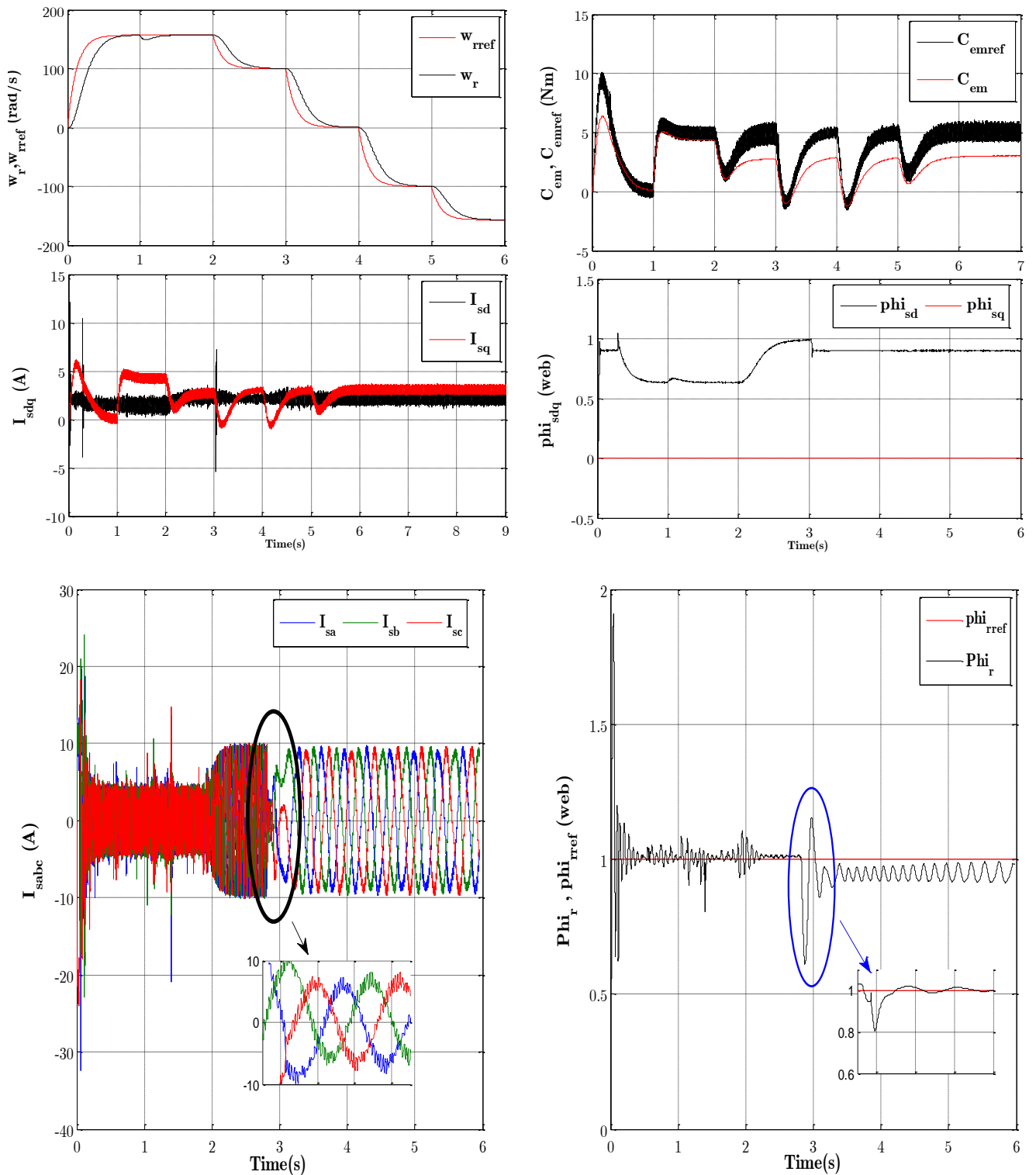


Figure (II.12) : Evolution du couple, vitesse, les courants et le flux rotorique en direct et en quadratique lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la commande vectorielle, puis on a appliqué la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté d'une MAS par onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangulaire.

Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée.

Les résultats de simulation, nous conduisent à dire que la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse. Les résultats obtenus par la commande proposée montrent sa robustesse vis-à-vis de variation de la vitesse. Cette technique de commande assure le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique.

CHAPITRE III

MODELISATION DE

LA MACHINE

ASYNCHRONE A

DOUBLE STATOR

Modélisation Et simulation de la MASDS

III.1 Introduction

Depuis plusieurs années, durant les années 20 c'était le début d'utilisation la machine asynchrone double stator dans plusieurs applications, pour leurs avantages dans la segmentation de de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple. [HAM-20] [MER-08]

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons le commander. La machine asynchrone double stator (MASDS) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc. [BAZ-16]

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone double stator a fait l'objet de nombreux travaux, que ce soit dans le but de conception, de la commande ou le diagnostic. La diversité des objectifs a fait paraître plusieurs techniques de la modélisation et des outils de la simulation selon le domaine étudié.

Dans ce chapitre en présentons le modèle mathématique de la machine asynchrone double stator. Ensuite, en donnera les résultats de simulation d'une MASDS alimentée sans et avec convertisseur.

III.2 Présentation de la machine asynchrone à double stator

III.2.1 Description générale de la machine asynchrone double stator

Comme toutes les machines électriques tournantes, la machine asynchrone double stator comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique α

(Dans cette modélisation on prend ($\alpha=\pi/6$)), chacun d'elle comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($2\pi/3$) et sont alimentés par un système de tension équilibré de courant d'où la création d'un champ tournant le long l'entrefer. [LAL-20]

La Figure (III.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.

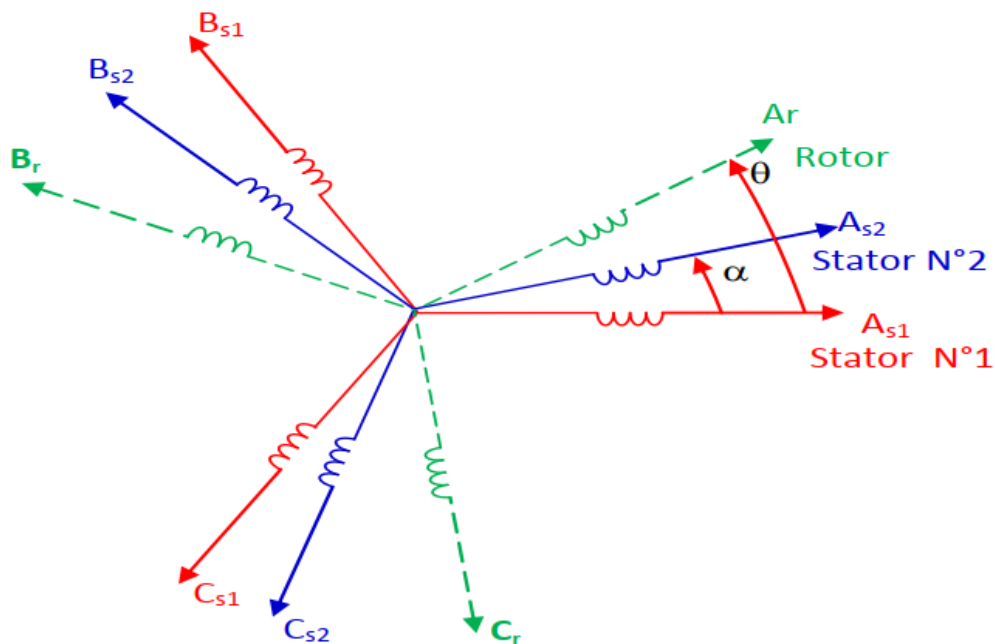


Figure (III. 1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator.

III.2.2 Principe de fonctionnement de la MASDS

Les courants statoriques de la machine asynchrone double stator créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (le stator1 alimenté par des courants triphasés et le stator 2 alimenté

Par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle $\alpha=30^\circ$). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Elle définit comme suite :

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (\text{III.1})$$

$$\omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} \quad (\text{III.2})$$

Ces deux champs rotatifs générés par les deux enroulements statoriques vont introduire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. [DOU-19]

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement égal' à :

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \quad (\text{III.3})$$

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

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{III.4})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement

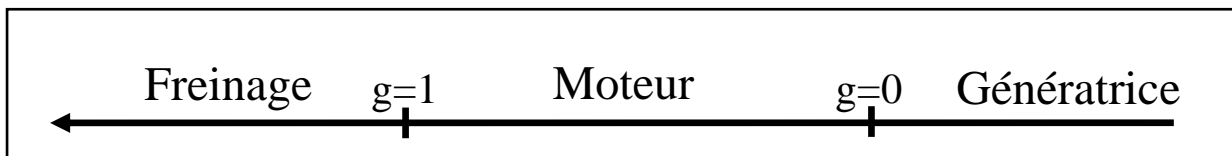


Figure (III. 2) : Modes de fonctionnement suivant le glissement

III.2.3 Les avantages et les inconvénients de la MASDS

- **Avantages de la MASDS**

La MASDS présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées

- Segmentation de puissance.
- Amélioration de la fiabilité.
- Amélioration du facteur de puissance.
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

- **Inconvénients de la MASDS**

Cependant, la MASDS présente des inconvénients tels que : [LAL-20]

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

III.2.4 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double stator (MASDS), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices : **[ROG-93]**

- La F.M.M créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température
- On néglige l'effet de peau. **[BEL-17]**

III.3 Modèle de la machine asynchrone double stator

III.3.1 Equations électriques de la machine

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit : **[HAM-20]**

Pour le stator 1 :

$$[V_{sabc1}] = [R_{s1}][i_{sabc1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc1}] \quad (\text{III.5})$$

Pour le stator 2 :

$$[V_{sabc2}] = [R_{s2}][i_{sabc2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc2}] \quad (\text{III.6})$$

Pour le rotor :

$$[V_{rabc}] = 0 = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (\text{III.7})$$

Sachant que :

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

De même :

$$[V_{sabc1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} ; [V_{sabc2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} ; [V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} .$$

De même :

$$[I_{sabc1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} ; [I_{sabc2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix} ; [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} .$$

De même :

$$[\Phi_{sabc1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix} ; [\Phi_{sabc2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix} ; [\Phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} .$$

Avec :

$r_{sa1}=r_{sb1}=r_{sc1}$: Résistance d'une phase du 1^{er} enroulement statorique.

$r_{sa2}=r_{sb2}=r_{sc2}$: Résistance d'une phase du 2^{eme} enroulement statorique.

$r_{ra}=r_{rb}=r_{rc}$: Résistance d'une phase du rotor.

III.3.2 Equations magnétiques

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc1} \\ \Phi_{sabc2} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc1} \\ I_{sabc2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

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

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{sa1} + L_m) & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & (L_{sb1} + L_m) & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & (L_{sc1} + L_m) \end{bmatrix} ; [L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{sa2} + L_m) & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & (L_{sb2} + L_m) & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & (L_{sc2} + L_m) \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ra} + L_m) & \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & (L_{rb} + L_m) & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} & (L_{rc} + L_m) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix}$$

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

- $L_{as1}=L_{bs1}=L_{cs1}=L_{s1}$: Inductance propre du 1^{er} stator.
- $L_{as2}=L_{bs2}=L_{cs2}=L_{s2}$: Inductance propre du 2^{eme} 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 un stator et le rotor.
- $[L_{s1 s1}]$: Matrice inductance de stator 1.

- $[L_{s2\ s2}]$: Matrice inductance de stator 2.
- $[L_{r\ r}]$: Matrice inductance de rotor.
- $[L_{s1\ s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre stator 1 et stator 2.
- $[L_{s2\ s1}]$: Matrice inductance entre stator 2 et stator 1.
- $[L_{s1\ r}]$: Matrice inductance mutuelle entre stator 1 et rotor.
- $[L_{s2\ r}]$: Matrice inductance mutuelle entre stator 2 et rotor.
- $[L_{r\ s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et stator 1.
- $[L_{r\ s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et stator 2.

III.3.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :
$$\frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (\text{III.9})$$

Avec:

J: Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

K_f : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{P}{2} [I_{sabc1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [I_{rabc}]^t + [I_{sabc2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [I_{rabc}]^t \quad (\text{III.10})$$

Avec :

θ_m : Angle mécanique

III.4 Modélisation biphasée de MASDS

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de Park. [BER-16]

➤ Transformation de Park

La modélisation de la MASDS passe par la transformation d'un système triphasé au système biphasé et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Pour cela, on applique les matrices de passage de Park direct et inverse suivantes : **[BOU-08]**.

$$\text{La matrice de Park en générale : } P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La transformation de Park :

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)] [G_{abc}].$$

Tel que G_{abc} : grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dq0} : grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse $[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}]$.

Sachant que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

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

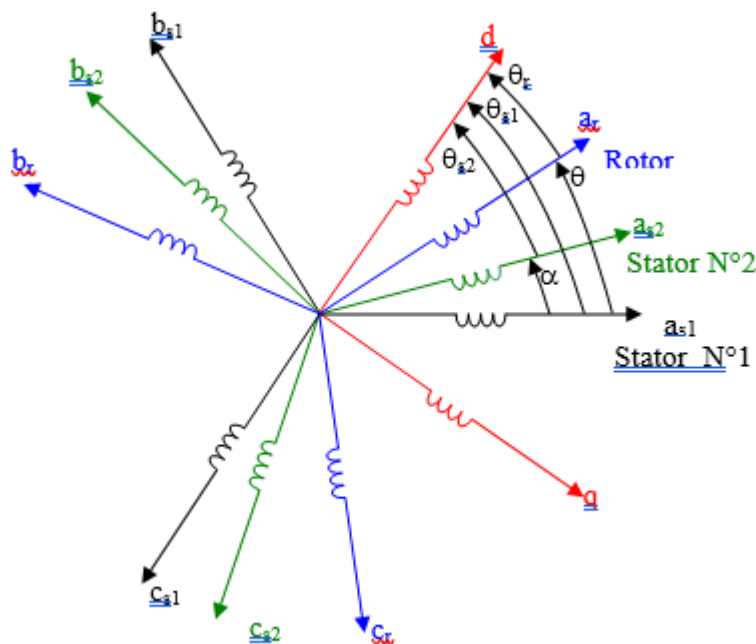


Figure (III.3) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

III.4.1 Choix du référentiel

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

III.4.2 Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix, $\theta_s=0$ et $\omega_s=0$, dans ce cas les phases a_s et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

III.4.3 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d,q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$).

III.4.4 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est la vitesse du champ tournant ω_s . Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel pour la modélisation de la MASDS. [LAK-14]

III.5 Application de la transformation de Park

En choisissant le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

III.5.1 Equations des tensions

On applique la transformation de Park sur le système d'équation (III.1), on obtient :

Pour le stator1 :

$$\begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd1} \\ I_{sq1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sq1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sq1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Pour le stator2 :

$$\begin{bmatrix} V_{sd2} \\ V_{sq2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd2} \\ I_{sq2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd2} \\ \Phi_{sq2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd2} \\ \Phi_{sq2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit : $v_{ar}=0$, $v_{br}=0$, $v_{cr}=0$.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s; \quad \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \alpha)}{dt} = \omega_s; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl} \quad (\text{III.14})$$

Sous forme d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + \frac{d\Phi_{sd1}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq1} \\ V_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + \frac{d\Phi_{sq1}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd1} \\ V_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + \frac{d\Phi_{sd2}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq2} \\ V_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + \frac{d\Phi_{sq2}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd2} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{III.15})$$

III.5.2 Equations des flux

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (III.6), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd1} = L_{s1} i_{sd1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{sq1} = L_{s1} i_{sq1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{sd2} = L_{s2} i_{sd2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{sq2} = L_{s2} i_{sq2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{rd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sd1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sd2} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{III.16})$$

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, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (III.15) est écrit comme suite :

$$\begin{cases} \Phi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{dr}) \\ \Phi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{qr}) \\ \Phi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_m(i_{sd2} + i_{sd1} + i_{dr}) \\ \Phi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_m(i_{sq2} + i_{sq1} + i_{qr}) \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{rd} + i_{sd1} + i_{sd2}) \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{rq} + i_{sq1} + i_{sq2}) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$L_{s1}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.

L_m+L_r : inductance propre cyclique du rotor.

III.5.3 Equation mécanique

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = [V_e]^t [i_s] = V_{sa1}i_{sa1} + V_{sb1}i_{sb1} + V_{sc1}i_{sc1} + V_{sa2}i_{sa2} + V_{sb2}i_{sb2} + V_{sc2}i_{sc2} \quad (\text{III.18})$$

En introduisant le système d'équation (III.15) dans l'expression de la puissance instantanée (III.18) on obtient :

$$\begin{aligned} p_e = & R_{s1}i_{sd1}^2 + R_{s2}i_{sd2}^2 + R_{s1}i_{sq1}^2 + R_{s2}i_{sq2}^2 \\ & + \left(w_s \left(\Phi_{sd1}i_{sq1} + \Phi_{sd2}i_{sq2} - \Phi_{sq1}i_{sd1} - \Phi_{sq2}i_{sd2} \right) \right) \\ & + \left(\frac{d\Phi_{sd1}}{dt}i_{sd1} + \frac{d\Phi_{sd2}}{dt}i_{sd2} + \frac{d\Phi_{sq1}}{dt}i_{sq1} + \frac{d\Phi_{sq2}}{dt}i_{sq2} \right) \end{aligned} \quad (\text{III.19})$$

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 (les pertes fer sont supposées négligeables) ;

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme :

$$P_{em} = w_s \left(\Phi_{sd1}i_{sq1} + \Phi_{sd2}i_{sq2} - \Phi_{sq1}i_{sd1} - \Phi_{sq2}i_{sd2} \right) \quad (\text{III.20})$$

$$C_{em} = p(\Phi_{sd1}i_{sd1} + \Phi_{sd2}i_{sd2} - \Phi_{sq1}i_{sq1} - \Phi_{sq2}i_{sq2}) \quad (III.21)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (III.16) dans (III.20), on obtient :

$$C_{em} = pL_m \left[(i_{sq1} + i_{sq2})i_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2})i_{rq} \right] \quad (III.22)$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (III.23)$$

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) \\ i_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) \end{cases} \quad (III.24)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (III.21), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left[\Phi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) - \Phi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2}) \right] \quad (III.25)$$

III.6 Mise sous forme d'équation d'état

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur : $[\Phi_{sd1}, \Phi_{sd2}, \Phi_{sq1}, \Phi_{sq2}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}]^t$

Comme vecteur d'état, pour cela on définit le flux magnétisant Φ_m .

Tel que :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (III.26)$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \Phi_{mq} = L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases}$$

Les courants statoriques et rotoriques s'écrivent alors comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd1} = \frac{\Phi_{sd1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{sd2} = \frac{\Phi_{sd2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{sq1} = \frac{\Phi_{sq1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{sq2} = \frac{\Phi_{sq2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{rd} = \frac{\Phi_{rd} - \Phi_{md}}{L_r} \\ i_{rq} = \frac{\Phi_{rq} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (III.27)$$

Sachant que Φ_{mq} et Φ_{md} s'écrivent en fonction des flux de la machine comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{sd1}}{dt} = v_{sd1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{sd1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{sq1} \\ \frac{d\Phi_{sd2}}{dt} = v_{sd2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{sd2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{sq2} \\ \frac{d\Phi_{sq2}}{dt} = v_{sq2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{sq2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{sd2} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - \Phi_{md}) - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) - \omega_{gl} \Phi_{dr} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) - \Phi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2})] - c_r - kf\Omega \end{array} \right. \quad (III.28)$$

Avec $w_{gl} = w_s - w_r$

A partir de l'équation (I.18) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = \left(\frac{\Phi_{sd1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{sd2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{rd}}{L_r} \right) L_a \\ \Phi_{mq} = \left(\frac{\Phi_{sq1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{sq2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{rq}}{L_r} \right) L_a \end{array} \right. \quad (III.29)$$

$$\text{Avec : } L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

Nous mettons le système d'équations (III.27) sous forme d'un système d'équations d'état.

$$\dot{X} = AX + BU$$

Avec :

X : vecteur d'état.

$$X = [\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t.$$

U : vecteur de commande.

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{r_rL_a}{L_r^2} - \frac{r_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{r_rL_a}{L_r^2} - \frac{r_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; [U] = \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sd2} \\ V_{sq1} \\ V_{sq2} \end{bmatrix} ; [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sd2} \\ \Phi_{sq1} \\ \Phi_{sq2} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

$$[A] = [A11] + [A12] \omega_s + [A13] \omega_{gl}$$

$$[A12] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; [A13] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A11] = \begin{bmatrix} \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{r_rL_a}{L_r^2} - \frac{r_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{r_rL_a}{L_r^2} - \frac{r_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

III.7 Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone double stator

En à faire une étude sur l'alimentation de la machine dans le 1^{er} chapitre.

On remarque que la chaine d'alimentation est constituée de plusieurs convertisseurs électroniques puis en a fait la modélisation de de l'onduleur de tension commande MLI. Et explication de la Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle cette commande est pour déterminer le fonctionnement des interrupteurs.

Maintenant nous associons la machine avec deux onduleurs de tension directement. [LIM-17]

III.8 Association de la MASDS avec l'onduleur de tension

La figure (III.8) représente l'association de la machine asynchrone double stator a deux onduleurs de tension triphasé à commande M.L.I.

On a :

➤ Pour stator 1 :

$$\begin{cases} V_{refas1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{refbs1} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ V_{refcs1} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\Pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III.30)$$

➤ Pour le stator 2 :

$$\begin{cases} V_{refas2} = V_m \sin(\omega t - \alpha) \\ V_{refbs2} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\Pi}{3} - \alpha\right) \\ V_{refcs2} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\Pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

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 : [ABD-11]

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[+4 \left(\frac{t}{tp} \right) - 1 \right] & \text{Si } 0 \leq t \leq \frac{t}{tp} \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{tp} \right) + 3 \right] & \frac{tp}{2} \leq t \leq tp \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

• Pour le stator 1 :

$$\text{Si } V_{refas1} \geq V_p(t) \quad F_{11} = 1 \quad \text{sinon } F_{11} = 0$$

$$\text{Si } V_{refbs1} \geq V_p(t) \quad F_{12} = 1 \quad \text{sinon } F_{12} = 0$$

$$\text{Si } V_{refcs1} \geq V_p(t) \quad F_{13} = 1 \quad \text{sinon } F_{13} = 0$$

• Pour le stator 2 :

$$\text{Si } V_{refas2} \geq V_p(t) \quad F_{21} = 1 \quad \text{sinon } F_{21} = 0$$

$$\text{Si } V_{refbs2} \geq V_p(t) \quad F_{22} = 1 \quad \text{sinon } F_{22} = 0$$

$$\text{Si } V_{refcs2} \geq V_p(t) \quad F_{23} = 1 \quad \text{sinon } F_{23} = 0$$

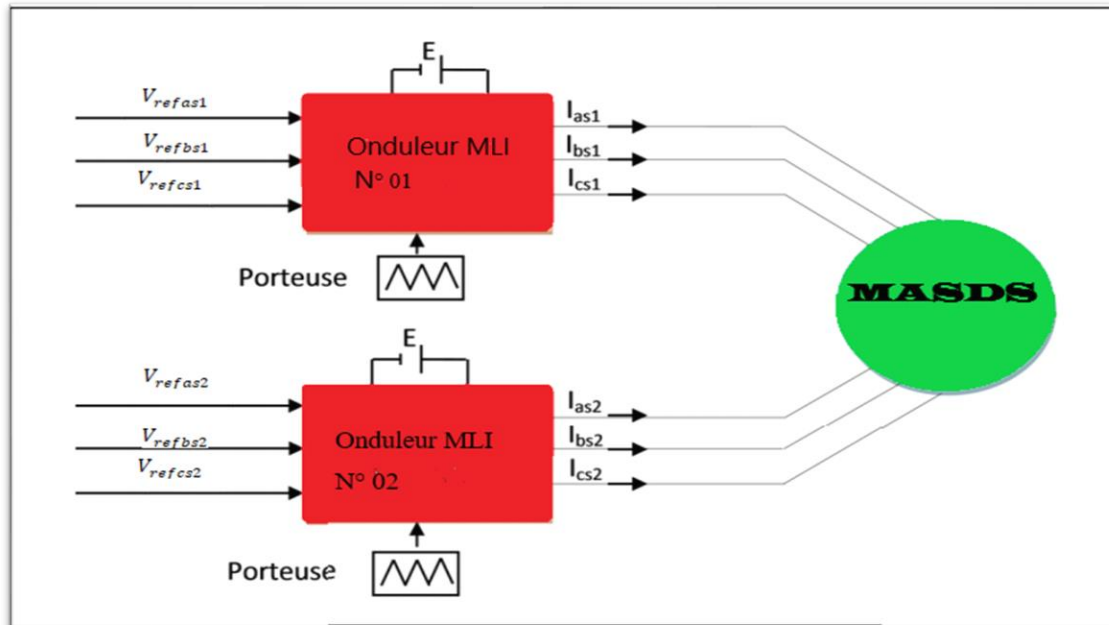


Figure (III .4) : Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI

III.9 Résultats de simulation

La MASDS est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées Comme suit :

➤ **Simulation avec onduleur**

Dans le 2ème cas en a fait la simulation avec convertisseur (onduleur) de tension sous logiciel **MATLAB-SIMULINK**.

La MASDS est alimenter par deux onduleurs triphasés à commande MLI. Les figures (III .4-5) représentent les résultats de simulation.

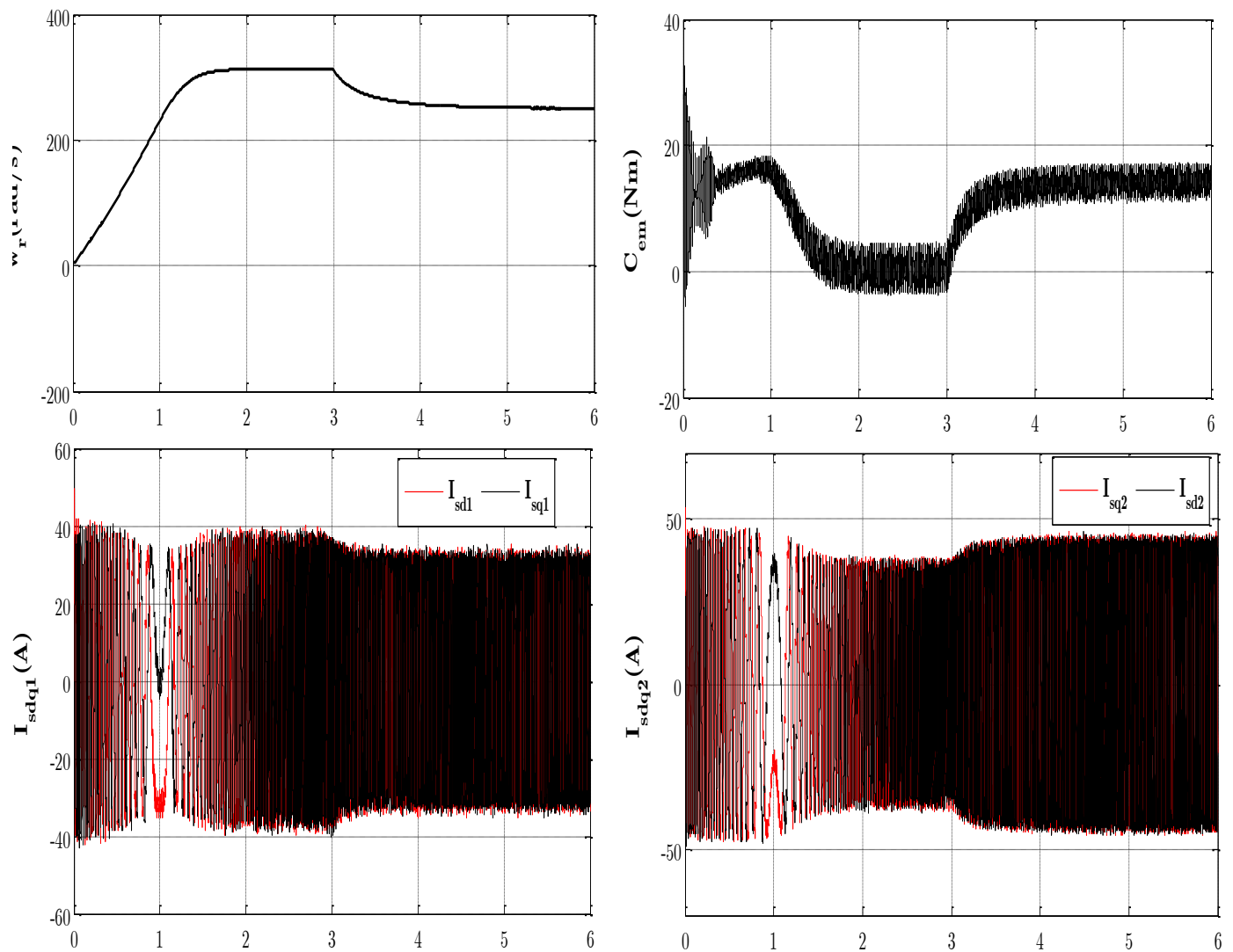


Figure (III .5) : résultats de des courants en direct et en quadratique, la vitesse et le couple

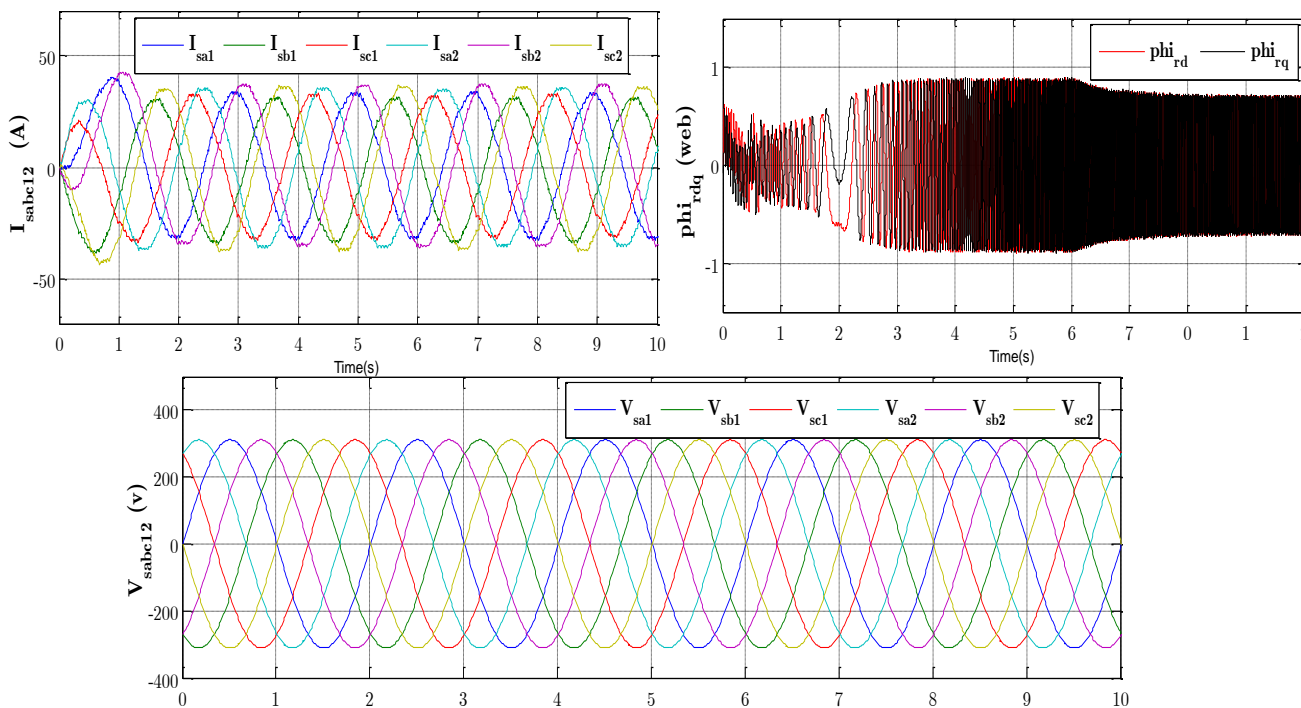


Figure (III .6) : résultats de des courants statoriques, flux rotorique en direct er en quadratique et les tensions statoriques

III.9.1 Interprétation

Les figure ci-dessus montre les performances de la conduite de MASDS alimentée directement par le réseau, et la conduite de la MASDS alimentée avec deux onduleurs.

Les résultats représenter dans (Figure III.4) et (Figure III.5) ; la machine alimentée par deux onduleurs MLI avec un fonctionnement à vide entre [0, 3] s et en charge de $C_r=14$ N.m après la 3^{ème} seconde.

La machine présente son temps de réponse par la vitesse qui passe en régime transitoire en très courte durée elle atteint la valeur de 313 rad/s (envirent de 2960,28 tr/min) et ceci un voisinage de la vitesse de synchronisme (3000 tr/min) parce que la charge est nulle.

Et la valeur du couple est très importante au démarrage il parvenir à 32.5 N.m avec la présence des ondulations.

Après l’application d’une charge avec $C_r=14$ N.m après la 3^{ème} seconde on remarque que Le couple électromagnétique compense le couple de charge. Et aussi les deux flux rotoriques en directe et en quadratique en raison que le fort couplage entre la vitesse d’une part et les flux rotoriques d’autre part.

En remarque une chute de la vitesse à 300 rad/s envirent de 2864,79 tr/min après la 3^{ème} seconde à cause de la présence de la charge.

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double stator. A partir d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Nous avons d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité.

Nous avons utilisé la transformation de Park et établir le système d'équations d'états pour valider la simulation numérique. On a vu le fonctionnement de la machine à vide et en charge.

Le chapitre suivant présent la régulation de vitesse par la technique de commande vectorielle PI directe.

CHAPITRE IV

COMMANDE

VECTORIELLE DE LA

MASDS

Commande vectorielle de la MASDS

IV.1 Introduction

Dans le chapitre précédent. Nous avons vu la modélisation, la simulation et leurs résultats de la machine asynchrone double stator et on a vu aussi dans le 2^{ème} chapitre la description de la commande vectorielle, le principe de fonctionnement aussi les différentes méthodes de cette commande et le but de cette dernière

L'objectif de ce chapitre s'inscrit dans le fait de pouvoir appliquer ces techniques de commande à la machine asynchrone double stator, en particulier la commande vectorielle pour régler la vitesse de la MASDS. [MER-08]

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique sur la MASDS. Cependant, nous avons donné une explication totale de la commande dans les chapitres précédentes et maintenant nous expliquerons seulement la méthode indirecte et on donne la simulation sous logiciel **Matlab/Simulink** et donne aussi les résultats de simulations.

IV.2 Orientation du flux rotorique

En effet, la commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la technique la plus utilisée car elle est décrite par un modèle très simple par rapport à ceux basés sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer, en particulier du point de vue découplage comme il est largement détaillé dans plusieurs travaux on aboutit au système d'équations régissant le fonctionnement de la machine avec orientation du flux rotorique [MER-05]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{sq} - \omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + V_{sq} \right) \\ L_m i_{sd} = \Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m i_{sq}}{T_r \Phi_r} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \Omega_r = C_e - C_r \\ C_e = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{sq} \end{array} \right. \quad (IV.1)$$

Ces équations peuvent être représentées par le schéma bloc suivant :

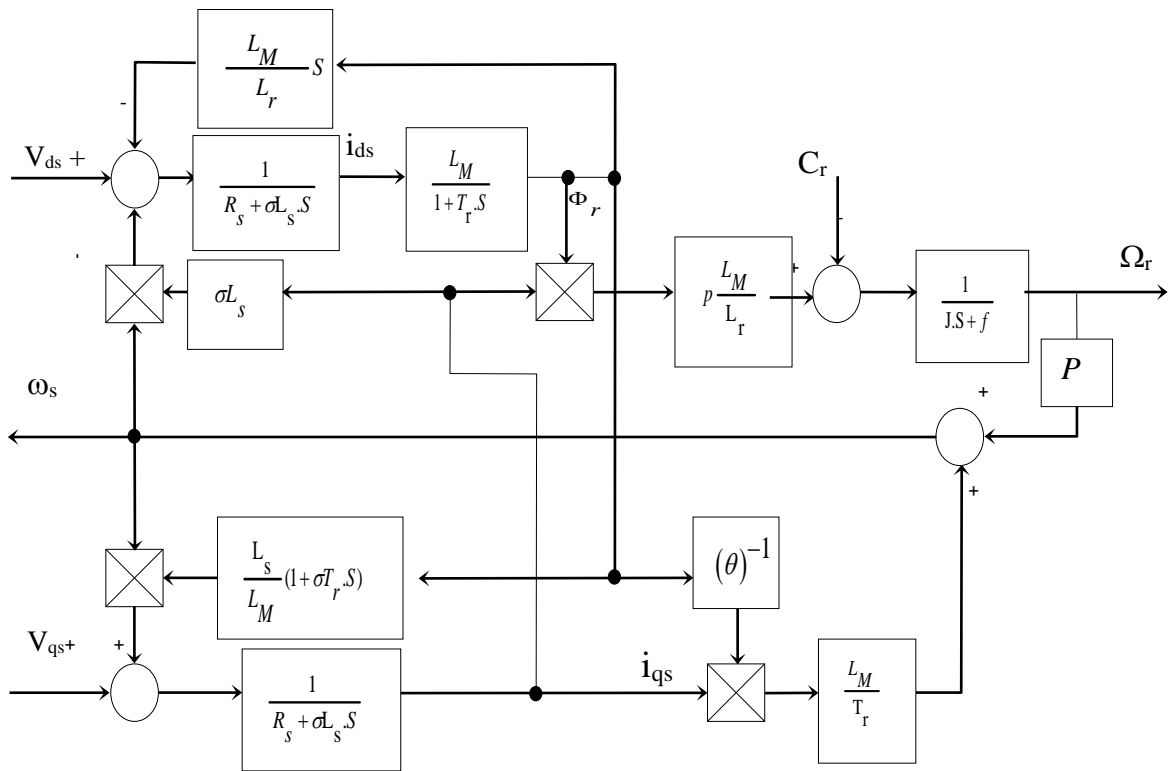


Figure (IV.1) : Schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

IV.3 Méthode indirect (la méthode appliquée sur la MASDS)

Cette méthode se base sur le contrôle de la pulsation de glissement, afin de pouvoir aligner l'axe (d) du repère ($d-q$) avec le vecteur flux rotorique. Par conséquent, nous n'aurons pas besoin de connaître l'amplitude du flux, mais seulement sa position laquelle est calculée à partir des grandeurs de référence (flux, couple), et de la vitesse de rotation mesurée. Cette méthode sera adoptée pour le reste de notre cas :

- ❖ Elle n'utilise qu'un seul capteur ; celui de la vitesse.
- ❖ La structure de la commande est plus simple. [BOU-10]

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double stator à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects

IV.4 Commande vectorielle indirecte de la MASDS par orientation de flux

Le principe de cette commande est donné par le schéma (Fig.IV.1)

Dans ce type de commande, l'angle θ_s utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante : $\theta_s = \int \omega_{sl} dt + \theta_r$.

La figure IV.2 représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone double stator commandé par orientation du flux rotorique. [KHE-05]

IV.4.1 La régulation de flux indirect

Le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. [FER-16]

IV.4.2 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations [LAK-14]

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\Phi_r - L_m(i_{sd1} + i_{sd2})}{(L_m + L_r)} \\ i_{rq} = \frac{\Phi_r - L_m(i_{sq1} + i_{sq2})}{(L_m + L_r)} \end{cases} \quad (IV.2)$$

En remplaçant (IV.2) dans l'équations du fluxon trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{sd1} = \lambda_1 i_{sd1} + L_r \eta i_{sd2} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{sd2} = \lambda_2 i_{sd2} + L_r \eta i_{sd1} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{sq1} = \lambda_1 i_{sq1} + L_r \eta i_{sq2} \\ \Phi_{sq2} = \lambda_2 i_{sq2} + L_r \eta i_{sq1} \end{cases} \quad (IV.3)$$

$$\text{Avec : } \eta = \frac{L_m}{(L_m + L_r)} ; \quad \lambda_1 = L_{s1,2} + \eta L_r ; \lambda_2 = L_{s2,1} + \eta L_r .$$

$$\begin{cases} \Phi_{rref} = L_m (i_{sd1} + i_{sd2}) \\ L_m (i_{sd1} + i_{sd2}) = -(L_m + L_r) i_{rq} \\ i_{rq} = -\frac{\omega_{glref} \Phi_{rref}}{R_r} \end{cases} \quad (IV.4)$$

En remplaçant (IV.3), (IV.4) et (IV.5) dans le système d'équation (III.15) on trouve :

$$\begin{cases} V_{sd1ref} = R_{s1}i_{sd1} + L_{s1} \frac{d\Phi_{sd1}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s1}i_{sq1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{gref}) \\ V_{sd2ref} = R_{s2}i_{sd2} + L_{s2} \frac{d\Phi_{sd2}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s2}i_{sq2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{gref}) \\ V_{sq1ref} = R_{s1}i_{sq1} + L_{s1} \frac{d\Phi_{sq1}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s1}i_{sd1} + \omega_{gref}) \\ V_{sq2ref} = R_{s2}i_{sq2} + L_{s2} \frac{d\Phi_{sq2}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s2}i_{sd2} + \omega_{gref}) \end{cases} \quad (IV.5)$$

Avec :

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

$$\begin{cases} i_{sq1} + i_{sq2} = \frac{L_m + L_r}{(pL_m \Phi_{rref})} C e_{ref} \\ \omega_{gref} = \frac{-R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_{rref}} (i_{sq1} + i_{sq2}) \end{cases} \quad (IV.6)$$

Donc :

$$C e_{ref} = p \frac{L_m}{(L_m + L_r)} \Phi_{rref} (i_{sq1} + i_{sq2}) \quad (IV.7)$$

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 :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_{s1}i_{sd1} + L_{s1} \frac{di_{sd1}}{dt} \\ V_{sd2} = R_{s2}i_{sd2} + L_{s2} \frac{di_{sd2}}{dt} \\ V_{sq1} = R_{s1}i_{sq1} + L_{s1} \frac{di_{sq1}}{dt} \\ V_{sq2} = R_{s2}i_{sq2} + L_{s2} \frac{di_{sq2}}{dt} \end{cases} \quad (IV.8)$$

Le système (IV.10) montre que les tensions statoriques (v_{ds1} , v_{ds2} , v_{qs1} , v_{qs2}) sont directement reliées aux courants statoriques (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} et i_{qs2}). Pour compenser l'erreur introduite lors du

découplage, les tensions statoriques de références (V_{ds1ref} , V_{ds2ref} , V_{qs1ref} et V_{qs2ref}) à flux constant sont donnés par :

$$\begin{cases} V_{sd1ref} = V_{sd1} - V_{sd1c} \\ V_{sd2ref} = V_{sd2} - V_{sd2c} \\ V_{sq1ref} = V_{sq1} + V_{sq1c} \\ V_{sq2ref} = V_{sq2} + V_{sq2c} \end{cases} \quad (IV.09)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sd1c} = \omega_{sref} (L_{s1} i_{sq1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{sd2c} = \omega_{sref} (L_{s2} i_{sq2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{sq1c} = \omega_{sref} (L_{s1} i_{sd1} + \Phi_{rref}) \\ V_{sq2c} = \omega_{sref} (L_{s2} i_{sd2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (IV.10)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulations des courants i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} et i_{qs2} alors on obtient à leur sortie les tensions V_{ds1ref} , V_{ds2ref} , V_{qs1ref} , V_{qs2ref}

Les régulateurs des courants utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est la suivante :

IV.4.3 Synthèse des régulateurs 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 ».

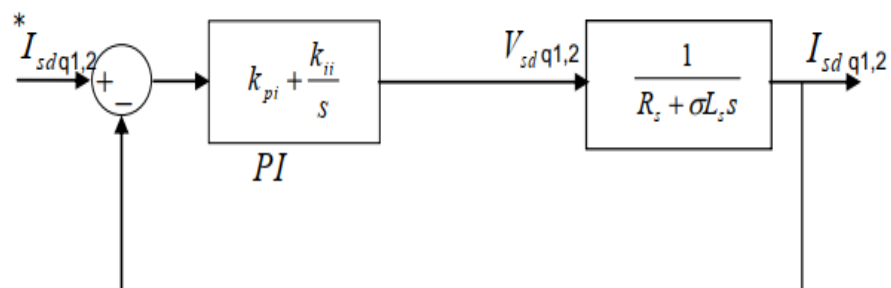


Figure (IV.2) : Schéma de régulation des courants.

Avec :

L : est égale à L_{s1} ou L_{s2} .

R : est égale à R_{s1} ou R_{s2} .

IV.4.3.1 Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{i_{sdq1,2}}{i_{sdq1,2ref}} = \frac{(k_i + k_p s)}{L_s^2 (R + k_p) s + k_i} \quad (IV.11)$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués $S_{1,2} = pi + jpi$ le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(s) = S^2 + 2piS + 2pi^2 \quad (IV.12)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_p = 2p_i L - R \\ K_i = 2p_i^2 L \end{cases} \quad (IV.13)$$

II.4.3.2 Discrétisation du régulateur PI

La fonction de transfert continue du régulateur PI selon l'axe « d » (par exemple) est :

$$\frac{V_{sd1}}{e_i} = \frac{K_{id1}}{s} + K_{pd1} \quad (IV.14)$$

$$e_i = i_{sd1ref} - i_{sd1} \quad (IV.15)$$

$$V_{sd1}(k) = K_p (i_{sd1ref}(k) - i_{sd1}(k)) + K_i \Sigma(k) \quad (IV.16)$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(K-1) + T_{ei} (i_{sd1ref}(K) - i_{sd1}(K)) \quad (IV.17)$$

T_{ei} : la période d'échantillonnage du régulateur. Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control : FOC) est présenté sur la **fig. (IV.3)**

On admet que $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$ et $i_{qs1ref} = i_{qs2ref}$. **[NED-07]**

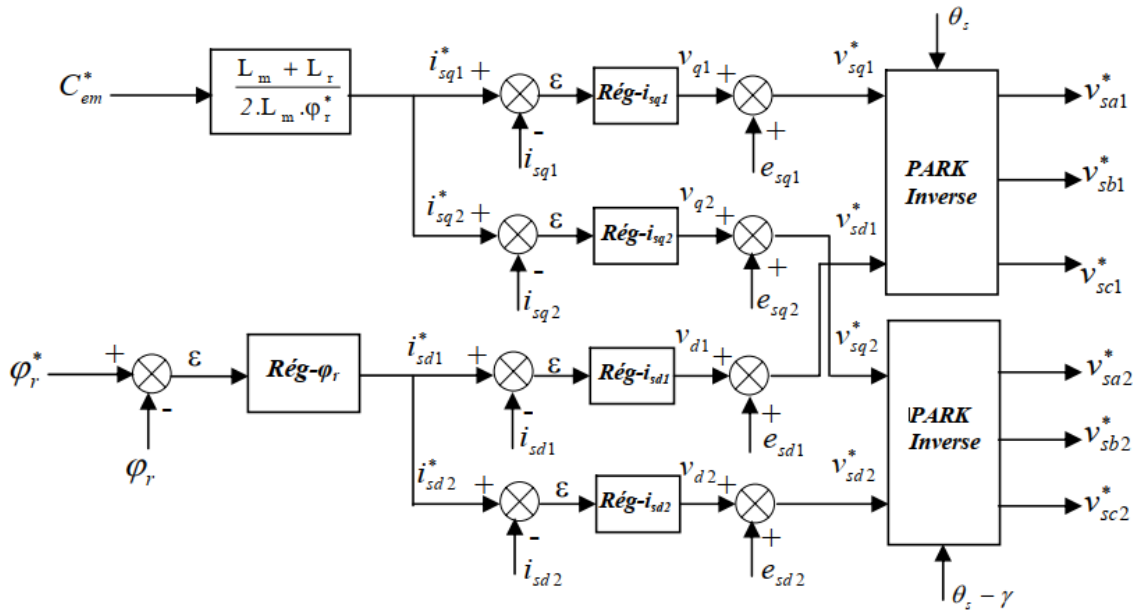


Figure (IV.3) : bloc de la régulation

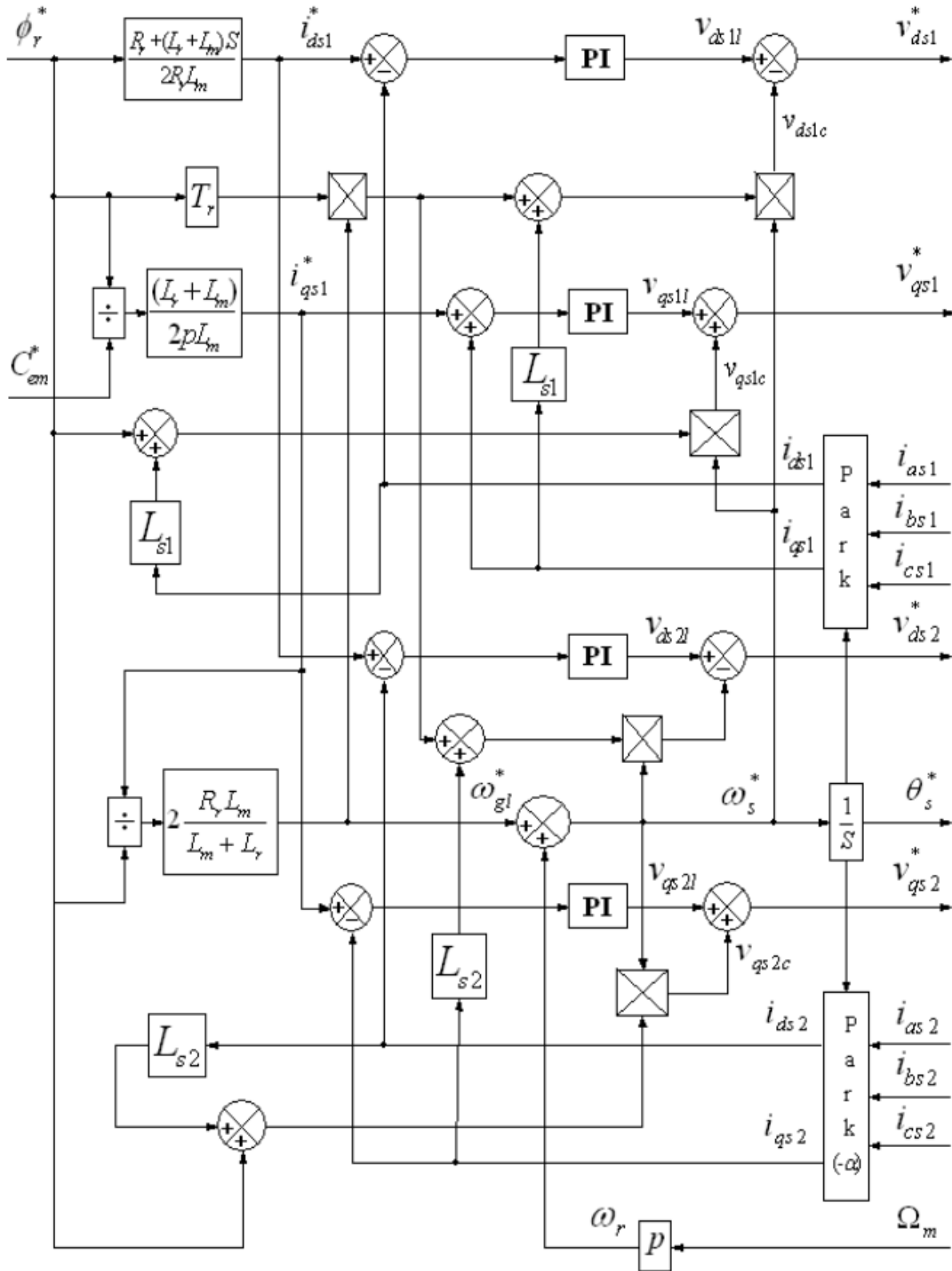


Figure (IV.4) : Bloc de découplage en tension (FOC).

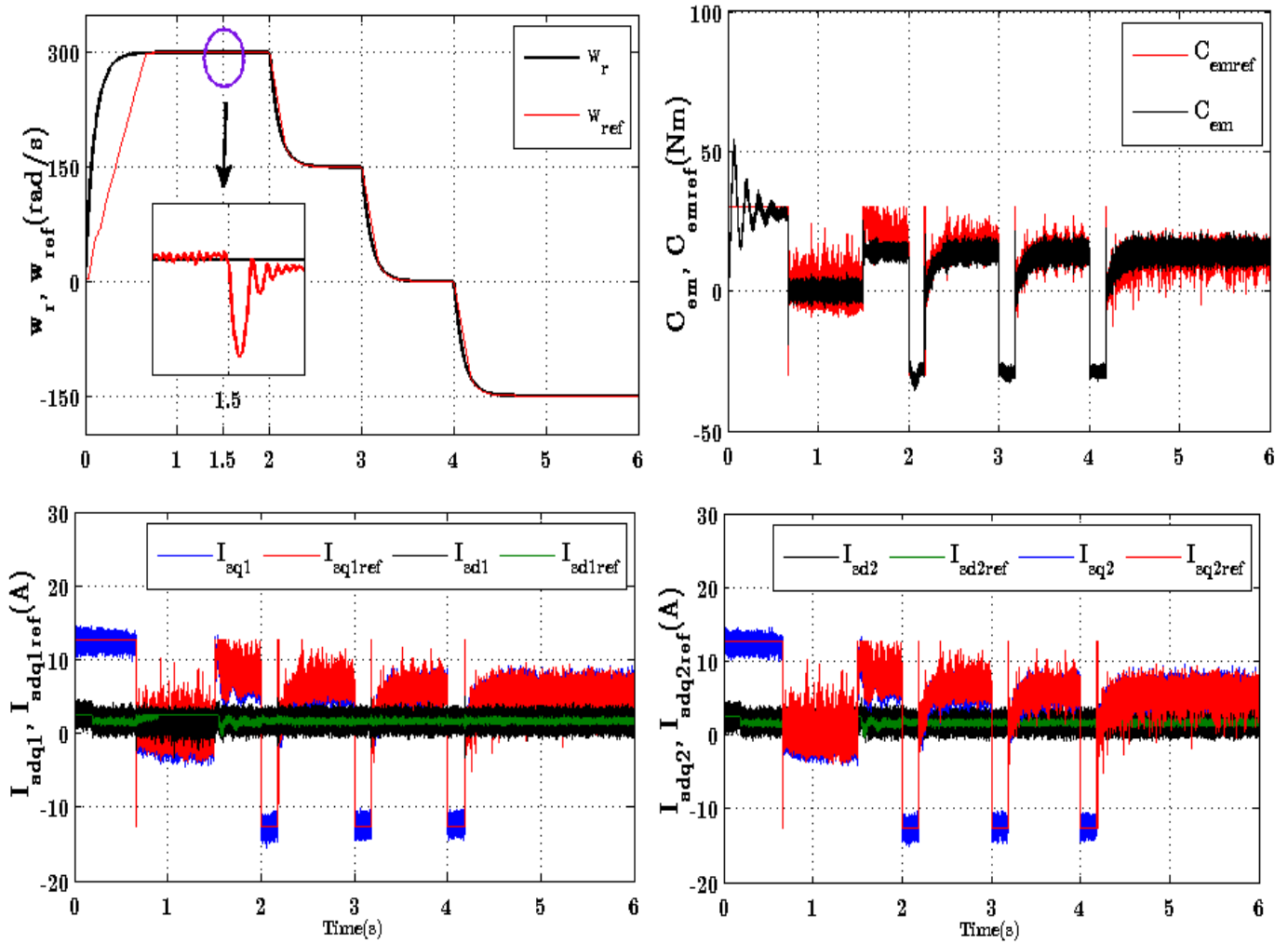


Figure (IV.6) : Réponse dynamique de la vitesse, du couple électromagnétique et les courants statoriques en direct et en quadrature avec application de la commande par IP avec variation de la vitesse (300 à -150) rad/s à l'instant $t=2s$

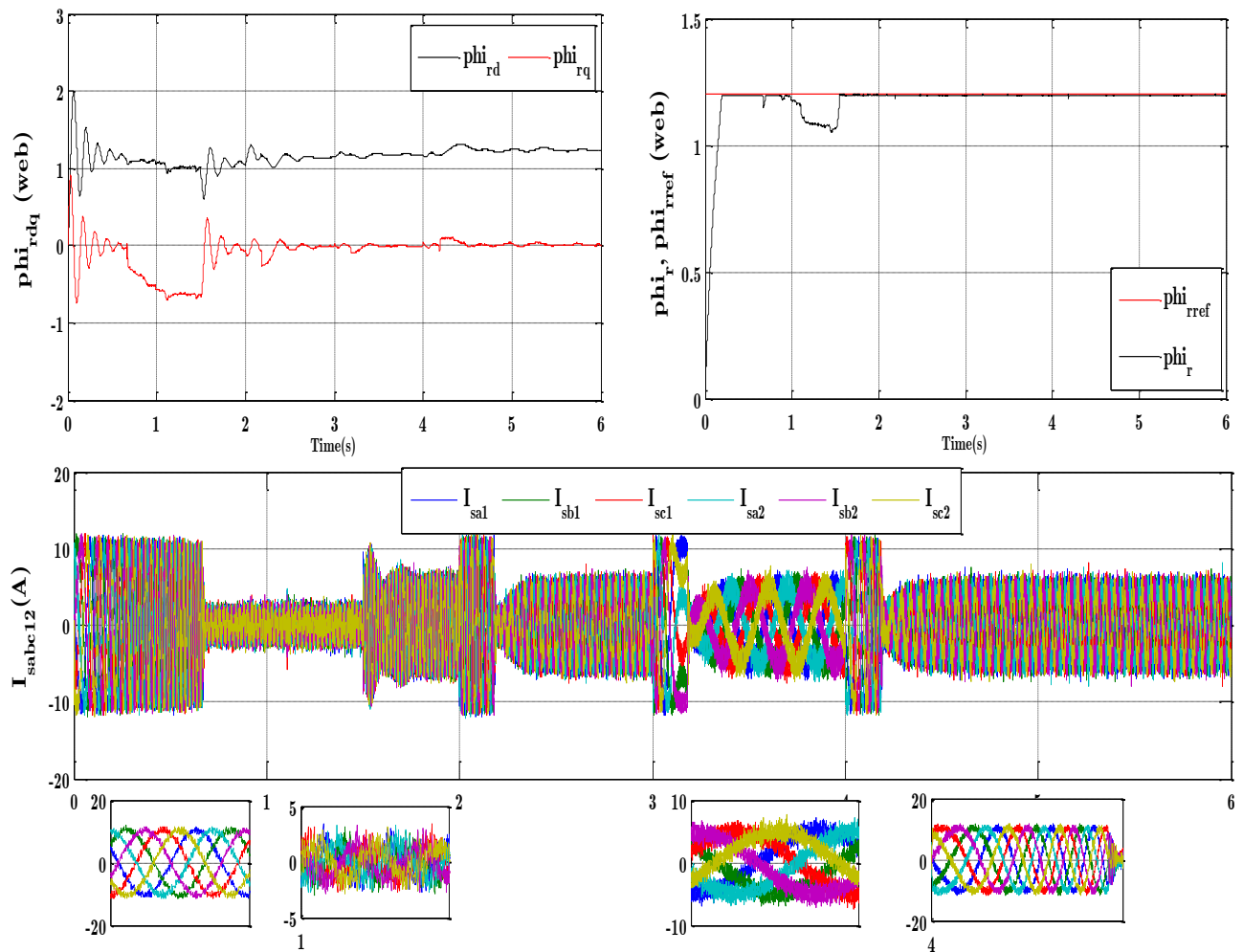


Figure (IV.7) : Réponse dynamique du flux rotorique et les courants statoriques avec application de la commande par IP et variation de la vitesse (300 à -150) rad/s à l'instant $t=2$ s

➤ **Interprétations des résultats :**

Dans ce test de variation de vitesse de 300 à -150 (rad/s) et un couple résistant $C_r=14$ N.m à $t=1.5$ s on remarque que :

- ❖ Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ **53 N.m.** d'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à $t = 1.5$ s il compense le couple de charge appliqué à la machine et Le flux rotorique Φ_{rd} oscille autour de la valeur **1.2Wb**, puis il se stabilise à cette valeur.
- ❖ La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de $t = 0.67$ s.
- ❖ Les deux flux rotoriques d'axe d et q sont indépendants on dit que le découplage est parfait entre le couple électromagnétique et le flux rotorique

IV.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'alimentation de la MASDS par deux onduleurs de tension et la commande vectorielle indirect par orientation du flux rotorique de la MASDS, l'objectif étant la régulation de la vitesse et les courants. Le test de robustesse montre bien que l'inconvénient de la régulation par Pis est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Avec cet inconvénient on va faire une technique de commande basée sur la logique floue type-1 qui sera l'objet de chapitre suivant.

CHAPITRE V

COMMANDE PAR

RÉGULATEURS

FLOUES DE LA

MASDS

COMMANDE PAR REGULATEURS FLOUES APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE STATOR

V.1 Introduction

La logique floue est une description mathématique d'un processus basée sur la théorie des ensembles flous. Cette théorie introduite en 1965 par le professeur **Lotfi Zadeh**. A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), on commence à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement. Son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus. [TIR- 14]. [CHE-15,1]

V.2 La logique floue

La notion de la Logique floue permet d'étendre la notion de la logique classique, associée aux variables booléens ne prenant que deux valeurs 0 et 1. Il est alors possible d'associer à des variables des coefficients d'appartenance décrites par des sous-ensembles flous prenant des valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$ et quantifiant l'incertitude sur la variable. Le principe du réglage par la Logique floue se rapproche de la démarche humaine dans le sens où les variables à traiter ne sont pas des variables logiques, mais des variables linguistiques, comme par exemple aller beaucoup plus vite, freiner à fond. etc. En outre. Ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. En effet, sur la base de ce principe. Les systèmes flous et l'ensemble des règles qui leurs sont rattachées forment une classe de fonctions non linéaires qui permet de construire par apprentissage une très large classe de modèles et de correcteurs. Partant de ces idées fondamentales, on peut dire que la Logique floue est une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs "vrai" ou "faux" des valeurs intermédiaires avec une certaine probabilité, en faisant intervenir les principes de la logique floue [BLO -19].

V.3 Principe de la logique floue

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « Vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [DOU- 19].

V.4 Les avantages et les inconvénients de la logique floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients.

- **Les avantages de la logique floue : [SAI -20]**
 - La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable).
 - Il n'y a pas nécessaire de faire un modèle mathématique du système à régler ;
 - Le système flou est une approximation universelle, c'est-à-dire, il est suffisamment général pour générer n'importe quelle action ;
 - La logique floue est facile à comprendre par ceux qui ne sont pas des spécialistes, car elle imite la stratégie du raisonnement humain ;
 - La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus ;
 - La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-Linéaire et difficile à modéliser) ;
 - L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire);
- **Les inconvénients de la logique floue :**
 - Manque de directives précises pour la conception d'un régulateur (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
 - Approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances des opérateurs souvent difficile) ;
 - Impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable) ;

- Possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire ; la cohérence des inférences non garanties à priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

V.5 Domaine d'application

Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue sont les suivants [GHE- 06] :

- Automatisation de la production de fer et de l'acier, purification de l'eau, chaîne de montage et robots de fabrication.
- Commande des instruments (capteur, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères.
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement horaires de train)
- Commande des unités arithmétiques, des micro- ordinateurs, et réalisation des opérateurs.
- Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information modélisation des systèmes... etc.

V.6 Notions de base de la logique floue

V.6.1 Ensemble ordinaire et ensemble floue

Mathématiquement, un ensemble flou A d'un univers de discours U , est caractérisé par une Fonction d'appartenance, notée μ_A , à valeur dans l'intervalle $[0,1]$ et qui associe à chaque élément x de U un degré d'appartenance $\mu_A(x)$ indiquant le niveau d'appartenance de x à A .

$\mu(x) = 1$ et $\mu_A(x) = 0$ correspondent respectivement à l'appartenance et la non-appartenance. L'univers de discours ou le référentiel est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x .

En logique floue, un sous-ensemble flou A de U est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ pouvant prendre différentes valeurs comprises entre 0 et 1, selon le degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble A ; $\mu_A(x) \in [0 1]$ [SAI- 20].

V.6.2 Univers de discours

C'est l'ensemble des valeurs réelles (l'intervalle numérique) qui peut prendre la variable Floue, en général l'univers de discours est noté par des lettres en majuscule « U, W, \dots ». Les valeurs linguistiques seront alors projetées dans l'univers de discours pour définir le sous-ensemble associé à chaque valeur linguistique [SAI- 20].

V.6.3 Variables linguistiques

Une variable linguistique est caractérisée par un triplet $(x, T(x), u)$ où : [FER - 16]

X : le nom de variable

$T(x)$: ensemble de terme de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous ensemble flou défini dans U .

U : l'univers de discours Comme exemple de la variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de terme T (vitesse) peut être :

T (vitesse) = (lente, moyenne, rapide, ...). Ou chaque terme dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers de discours

$U = [0,120]$ par exemple. Pour les vitesses inférieures ou égales à 40 intervient la variable linguistique (lente), et pour les vitesses supérieures ou égales à 70 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure (V.1).

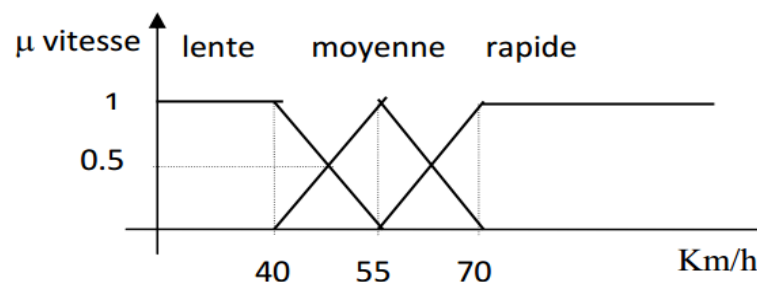


Figure (V.1) : Représentation des variables linguistiques.

V.6.4 Différentes formes des fonctions d'appartenance

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

discrète et peut prendre plusieurs formes (Triangulaire, gaussienne, Trapézoïdale, ...), ces formes sont généralement caractérisées par deux, trois ou quatre paramètres [HEC-17].

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

a) Fonction triangulaire :

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

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

b) Fonction trapézoïdale :

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

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

c) Fonction sigmoïdale

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

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + e^{(-a(x-g))}} \quad (\text{V.3})$$

d) Fonction gaussienne :

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

$$\mu(x) = \frac{1}{e^{\left(-\left(\frac{x-g}{\sigma}\right)^2\right)}} \quad (\text{V.4})$$

La figure (V.2) représente les formes de ces quatre types de fonction d'appartenance.

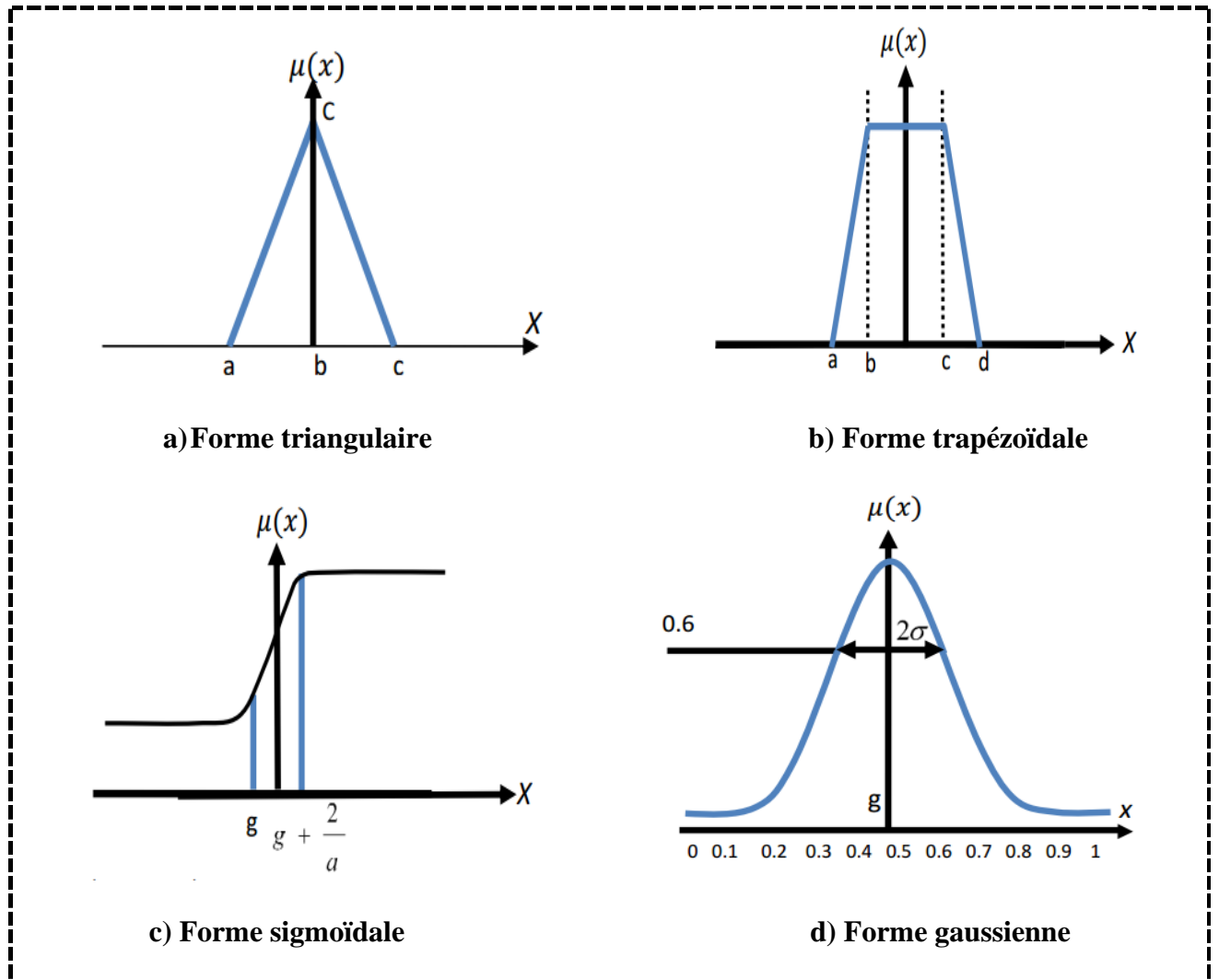


Figure (V.2) : Différentes formes de la fonction d'appartenance.

V.7 Caractéristiques d'un ensemble flou

Soit A un sous ensemble flou de X . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou (figure V.3) [DOU- 19].

o Support :

Le support de A est la partie de X sur laquelle la fonction d'appartenance de « A » n'est pas nulle.

$$Supp(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (V.5)$$

○ **Noyau :**

Le noyau de A est l'ensemble des éléments de X pour lesquelles la fonction d'appartenance de A vaut 1.

$$\text{Noy}(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{V.6})$$

Autrement dit, le noyau est constitué des éléments qui satisfont pleinement la caractéristique vague définie par A. Lorsque le noyau n'est pas vide, on dit que l'ensemble flou A est normal ou normalisé, sinon on dit qu'il est sous-normal. Si A est classique alors : $\text{Noy}(A) = A$.

○ **Hauteur :**

La hauteur d'un ensemble flou A dans X est la valeur maximale de la fonction d'appartenance ; c'est le plus grand degré d'appartenance de A.

$$H(A) = \max\{\mu_A(x); x \in X\} \quad (\text{V.7})$$

Si : $\text{Noy}(A) \neq \emptyset$, alors la hauteur $H(A) = 1$

○ **Couple de niveau α :**

On appelle couple de niveau α ou α -coupe de l'ensemble flou A pour une valeur donnée de $\alpha \in [0,1]$, le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x, \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (\text{V.8})$$

Une α -coupe telle que $\mu_A(x) \geq \alpha, \forall x \in A_\alpha$ est dite stricte.

On appelle α -niveau ou α -coupe telle que $\mu_A(x) = \alpha, \forall x \in A_\alpha$ et on note par :

$$A^\alpha = \{x, \mu_A(x) = \alpha\} \quad (\text{V.9})$$

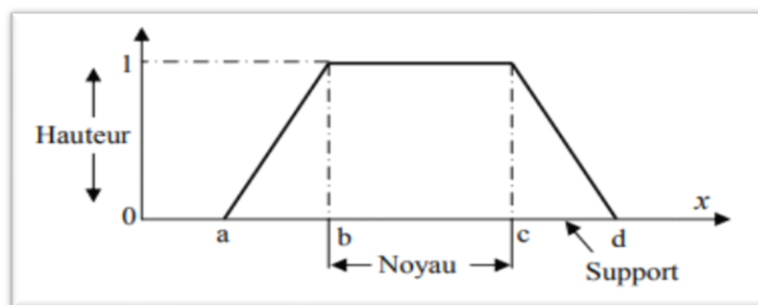


Figure (V.3) : Caractéristiques d'un ensemble flou.

V.8 Les opérateurs flous

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs « ET », « OU », « NON ». Il s’agit d’opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d’appartenance représentant les variables linguistiques. Les opérateurs les plus importants sont : l’intersection, l’union et le complément. De nombreuses possibilités existent pour ces opérations. Soit A et B deux ensembles flous dont U ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d’appartenance [HEC-17].

V.8.1 Complément d’un ensemble (fonction négation)

La fonction d’appartenance Non ($\mu_{\bar{A}}(x)$) du complément de l’ensemble flou A est définie par :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{V.10}$$

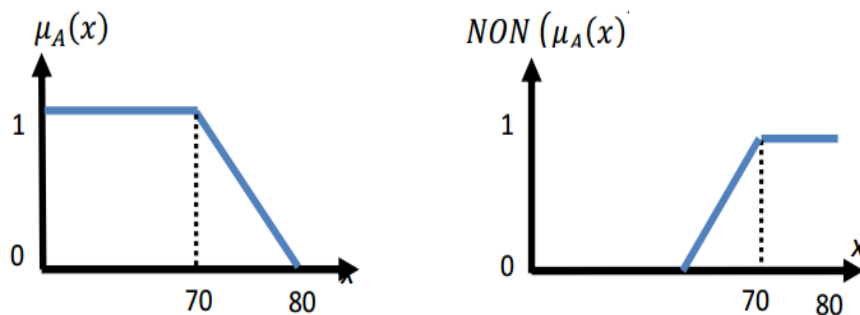


Figure (V.4) : Fonction d’appartenance de l’opérateur NON

V.8.2 Intersection de deux ensembles (fonction «ET »)

$$x \in A \cap B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cap B} / \mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{V.11}$$

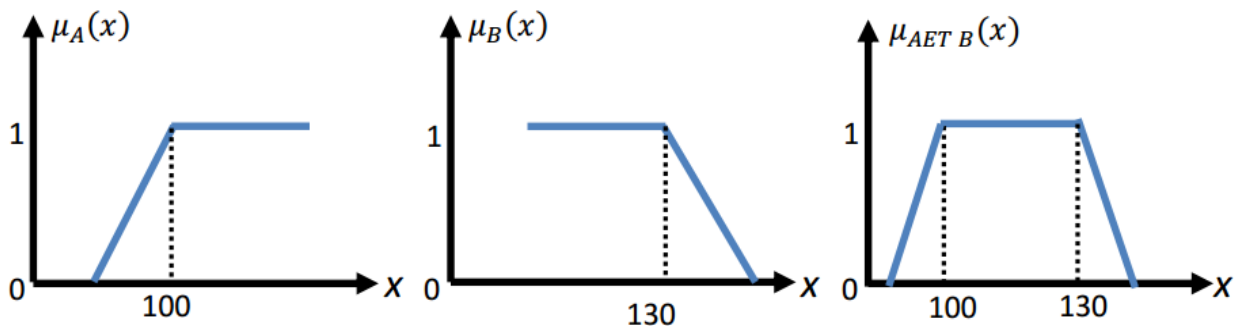


Figure (V.5) : Fonction d’appartenance de l’opérateur « ET »

V.8.3 Union de deux ensembles (fonction « OU »)

$$x \in A \cup B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cup B} / \mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{V.12}$$

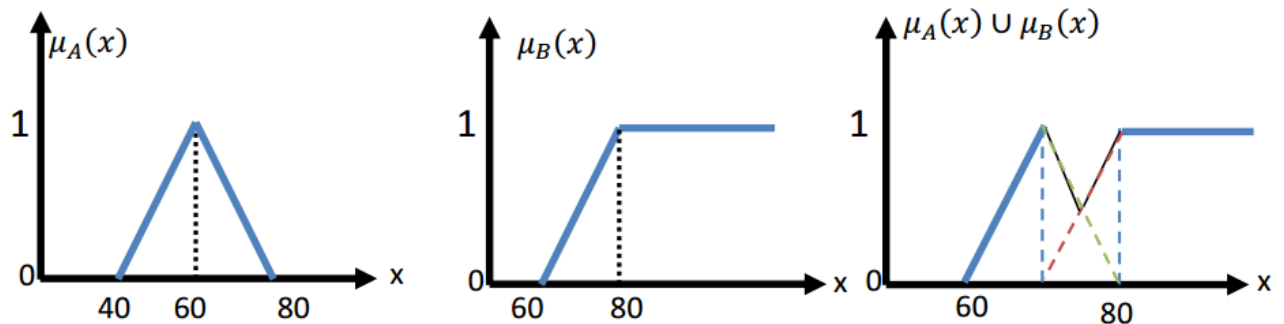


Figure (V.6) : Fonction d'appartenance de l'opérateur « OU »

V.9 Système Flou

Un système flou (SF) est une relation non linéaire qui permet de prendre des données numériques (entrées nettes), les faire passer dans un domaine flou puis avoir une sortie scalaire (sortie nette).

La structure générale de ce traitement est donnée par la figure qui suit [FER-16] :

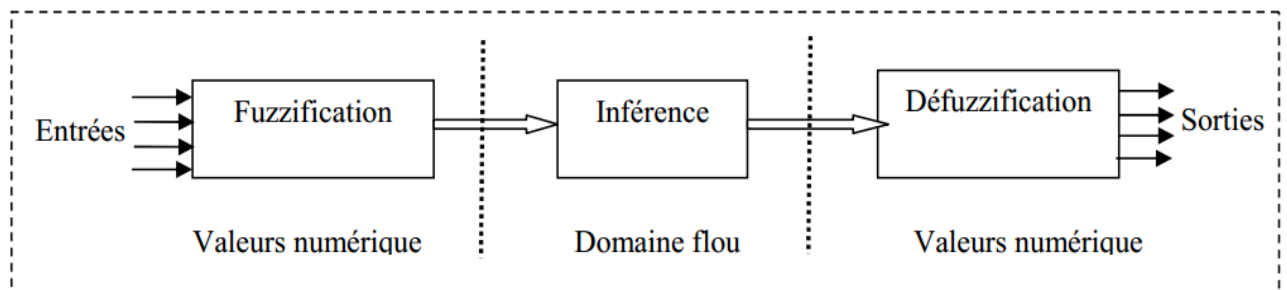


Figure (V.7) : Traitement flou.

V.10 Structure d'une commande floue :

La commande floue est l'application la plus utilisée dans la logique floue. En effet, Cette méthode permet d'obtenir un réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations Approfondies. Par opposition à un régulateur standard, le régulateur flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences (déduction) avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques [BOU-20].

On distingue dans un régulateur flou quatre étapes principales : la fuzzification, l'inférence, la défuzzification et la base des règles (Figure V.8).

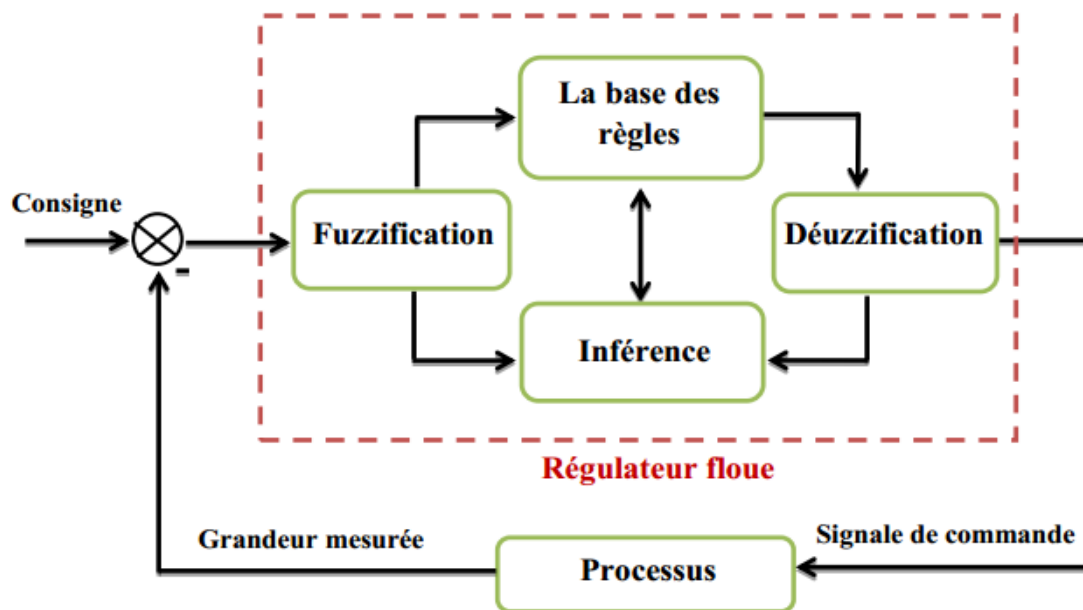


Figure (V.8) : La structure générale d'un régulateur flou.

V.10.1 Fuzzification

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

Ces termes seront utilisés pour écrire les règles d'inférence [HOU-16].

V.10.2 La base de règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques. 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. [CHO-18].

V.10.3 Méthode d'inférence floue

Elle permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande et se fait par les opérations d'inférence floue et l'agrégation des règles. L'inférence floue repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication flou pour chaque règle à analyser. Cet opérateur quantifie la force de liaison entre la prémisse et la conclusion de la règle. Soit la règle suivante :

Si x_0 est A Alors y est B. L'inférence peut être exprimée mathématiquement par l'expression suivante : $\mu_B(y) = I(\mu_A(x_0); \mu_B(y))$ Où I désigne l'opérateur d'inférence.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. Pourtant, on utilise souvent les inférences floues définies par Mamdani et Sugeno.

V.10.4 Défuzzification

Le traitement des règles d'inférence fournit une valeur floue. L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise à appliquer au processus. Dans la littérature, il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération telle que la moyenne des maxima, le centre des aires, le centre des maximas.

La méthode de défuzzification par le centre de gravité est la méthode la plus utilisée en commande floue du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative de l'ensemble flou issu de l'agrégation des règles. Elle consiste à calculer le centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance résultante [HOU-16].

V.11 Régulateur à logique floue

V.11.1 Conception d'un RLF

La première étape pour la réalisation d'un régulateur flou est de choisir ses variables d'entrées et de sorties, de savoir avec quels paramètres on peut obtenir la commande, et définir les univers de discours de ses variables. [CHE-15,2]

Les entrées de notre système sont l'erreur de la position « E » et sa dérivée « dE/dt ».

Nous avons synthétisé le régulateur à logique Floue du type MAMDANI pour le réglage de vitesse et de position. Le signal de sortie est déterminé en fonction des signaux d'entrée par l'intermédiaire des règles [KHA-18].

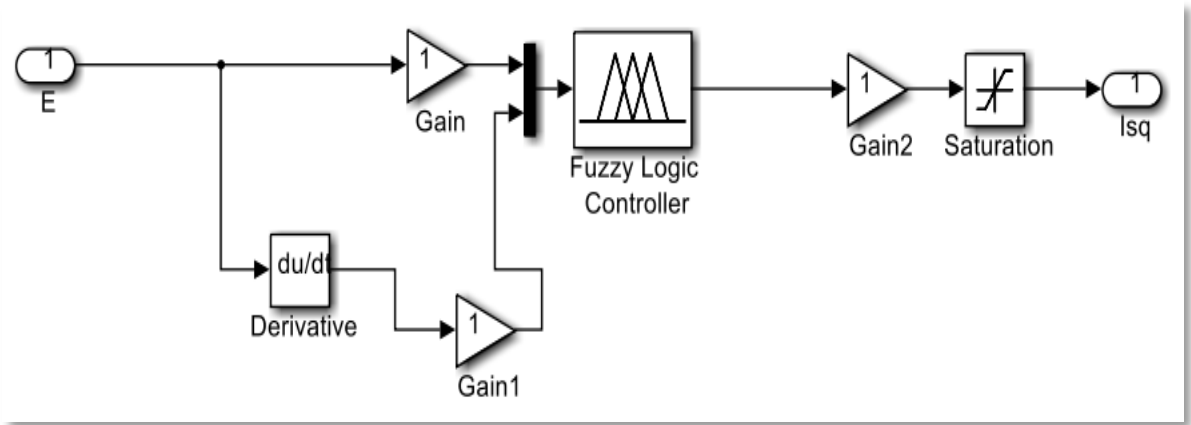


Figure (V.9) : Régulateur flou.

○ **Fuzzification**

On a introduit cinq fonctions d'appartenances de forme triangulaires pour chaque variable d'entrées. Cependant, il n'existe aucune méthode systématique qui permet de déterminer ces paramètres, on doit donc procéder par la méthode essai-erreur (tâtonnement).

○ Les variables d'entrées :

er : l'erreur

der : dérivé d'erreur

○ La variable de sortie :

dTe : la commande

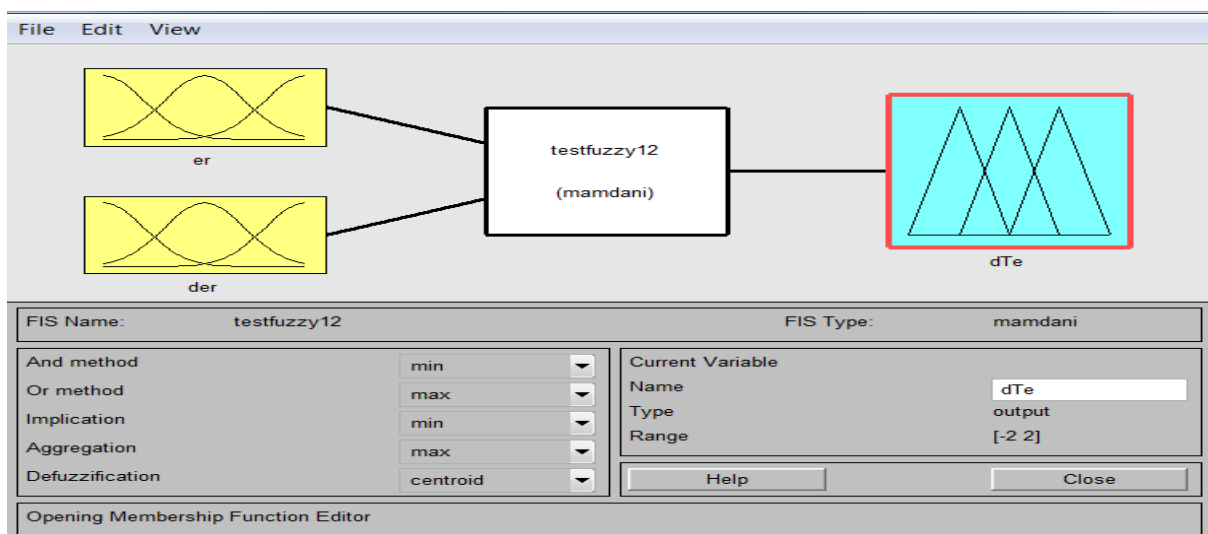


Figure (V.10) : Le système de contrôleur flou

○ **Les fonctions d'appartenance des entrées « er » et « d er »**

Ce sont les fonctions qui expriment les degrés d'appartenances des grandeurs aux variables linguistique et sont notées comme suit :

symbole	Signification
GN	Grand négatif
GP	Grand positif
N	Négatif
P	Positif
Z	Zéro

Tableau (V.1) : Symbole de cinq intervalles ou sous-ensembles flous.

○ **Les règles d'inférences**

Dans cette phase nous allons construire les règles pour estimer le comportement de La machine selon ses paramètres, pour chacune des combinaisons des variable d'entrés, une action sur les variables de sortie lui associée.

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau)

Ce tableau montre la table des règles du contrôleur flou relative au système ou toutes les entrées de la matrice. Les ensembles flous de l'erreur « er » et le dérivé de l'erreur « de ». La sortie de cette table est nommée résultat.

<i>der</i> <i>er</i>	GN	N	Z	P	GP
GN	GN	GN	<i>N</i>	<i>N</i>	Z
N	GN	<i>N</i>	<i>N</i>	Z	GP
Z	GN	<i>N</i>	Z	<i>P</i>	GP
P	GN	<i>Z</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	GP
GP	<i>Z</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	GP	GP

Tableau (V.2) : Table de règles d'inférences.

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur «**ET** » est réalisé par la fonction Min, l'opérateur «**ALORS** » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur ET) par la fonction Min.

○ La Défuzzification :

Une fois la mise en place des fonctions d'appartenance et l'établissement des règles définissant le comportement du régulateur a été effectués, on passe à la sélection d'une méthode de Défuzzification. Cette étape permet de transformer les valeurs de commande du domaine flou vers le domaine réel (variable physique). Ce choix est généralement conditionné par un compromis entre la facilité d'implémentation et les performances de calcul [KHA-18].

V.12 Application de la logique floue à la commande de la MASDS

Dans cette section, nous nous intéressons à l'application de la logique floue pour le réglage de la vitesse de la MASDS. On distingue souvent deux types de résultats de Défuzzification, le premier est de type MAMDANI et l'autre de type SUGENO. Dans notre étude, nous étudions celui de MAMDANI. La figure (V.11) présente le schéma de principe d'un régulateur flou proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. [BEL-05]

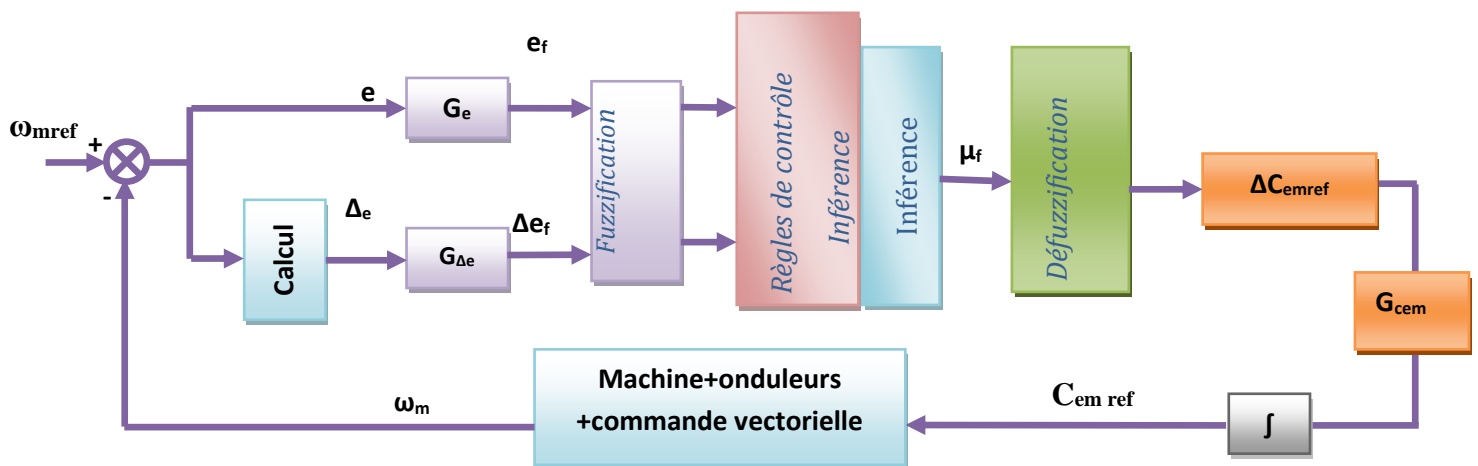


Figure (V.11) : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).

V.13 La loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation $\mu=f(e, \Delta e)$ par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande ($\Delta\mu$) nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande μ .

La forme la plus générale de cette commande est :

$$C_{emref}(k+1) = C_{emref}(k) + G_{cem} \cdot \Delta C_{emref} \quad (V.13)$$

Où : G_{cem} gain associé à la commande $C_{emref}(k+1)$, en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

ΔC_{emref} : La variation de la commande.

V.14 Simulation et interprétation des résultats

Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la figure (IV.5) mais en remplaçant le régulateur PI classique de vitesse par un régulateur de type PI flou. Les autres régulateurs de courant restent de type classique. Le schéma de principe de réglage de la vitesse est donné par la figure (V.12) :

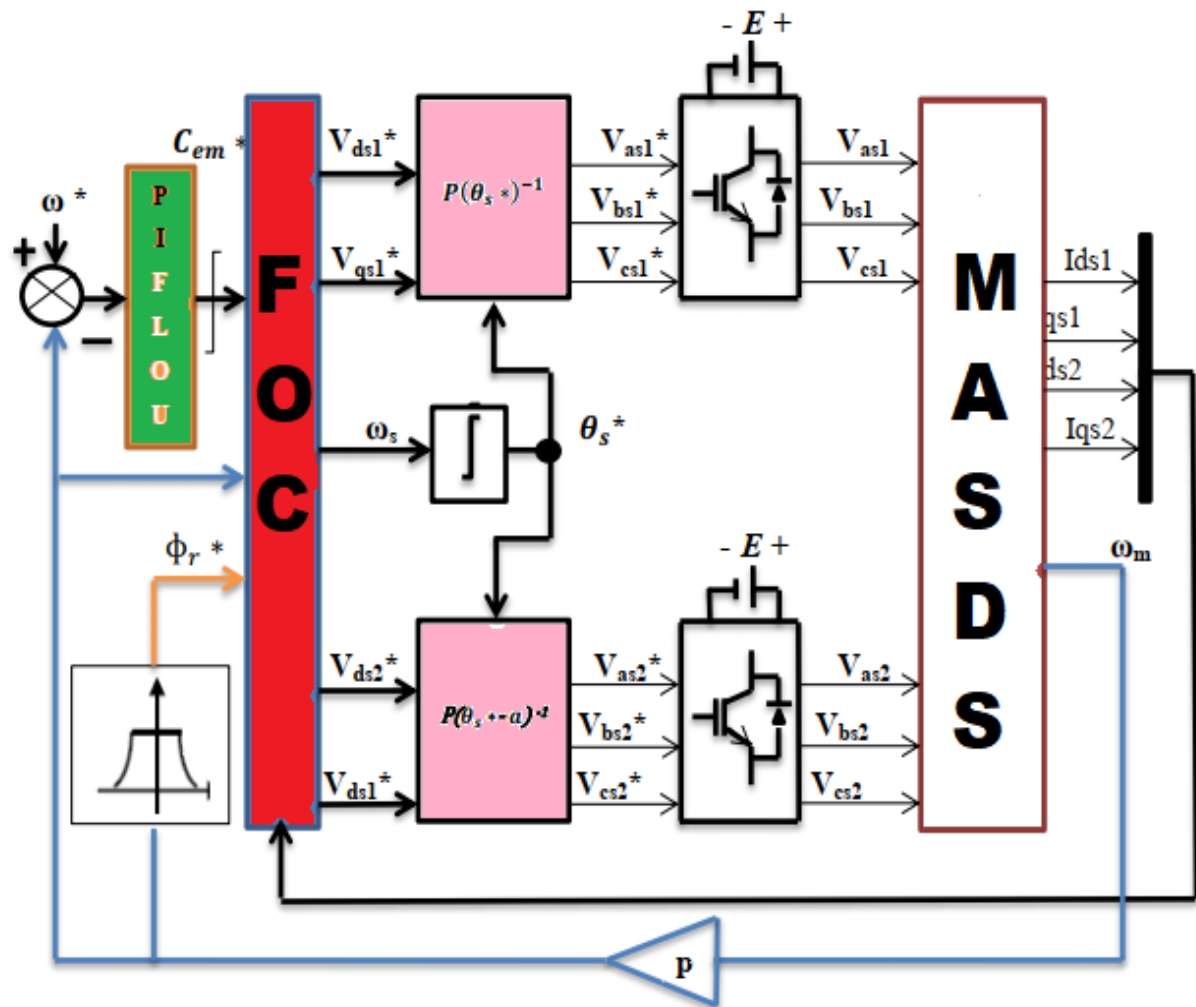


Figure (V.12) : Régulation de la vitesse par la logique floue

➤ **Test de variation de la vitesse de référence :**

Les résultats de simulation reportés sur la figure (V.13), concernent l'entraînement de la MASDS par un changement de vitesse de référence 300,150,0 et -150 rad/s avec un couple de charge $C_r=14$ N.m

Les résultats de la simulation :

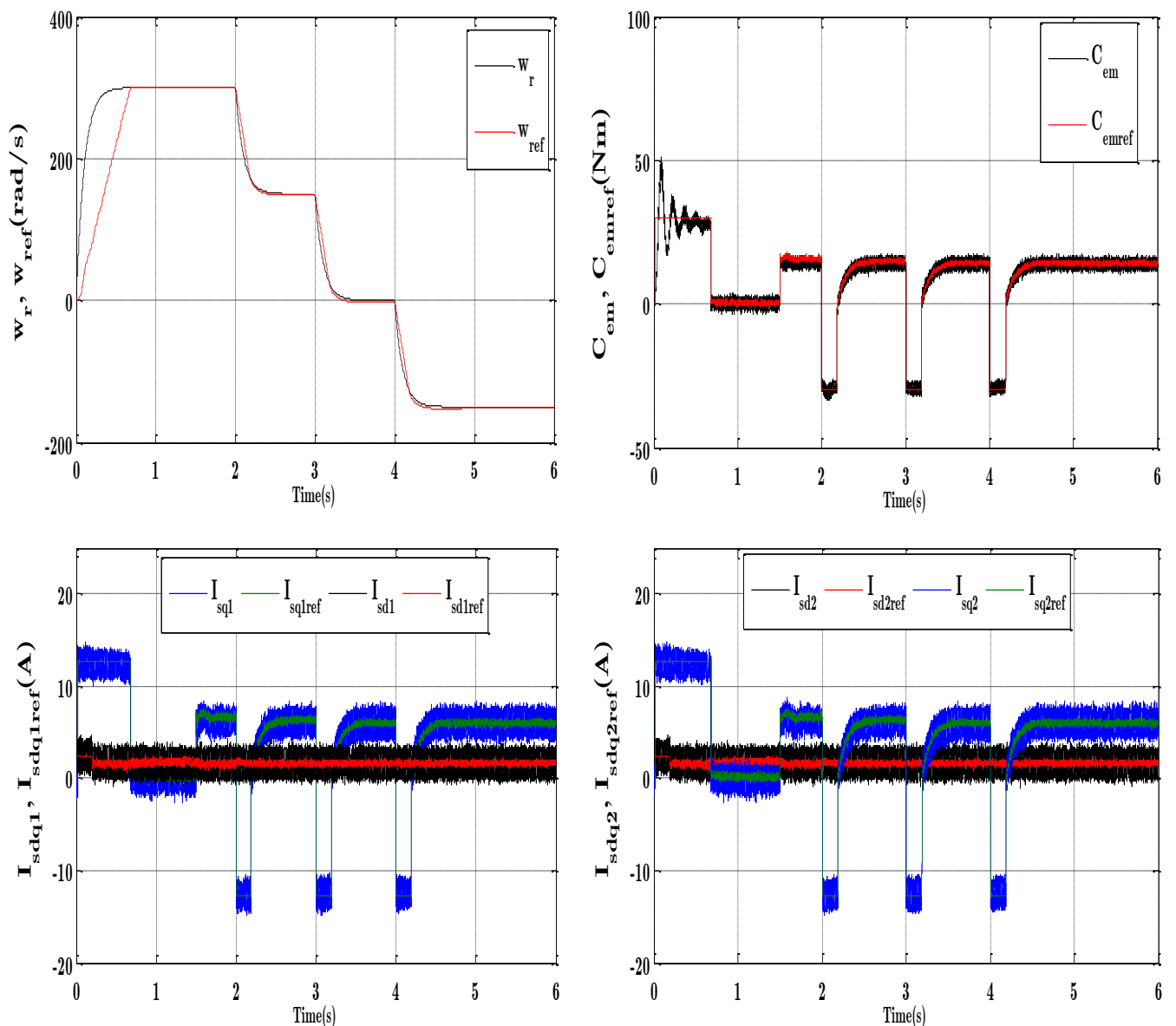


Figure (V.13) : Réponse dynamique de la vitesse, du couple électromagnétique et les courants statoriques en direct et en quadratique avec application de la commande par régulateur flou avec variation de la vitesse (300 à -150) rad/s à l’instant $t=2s$

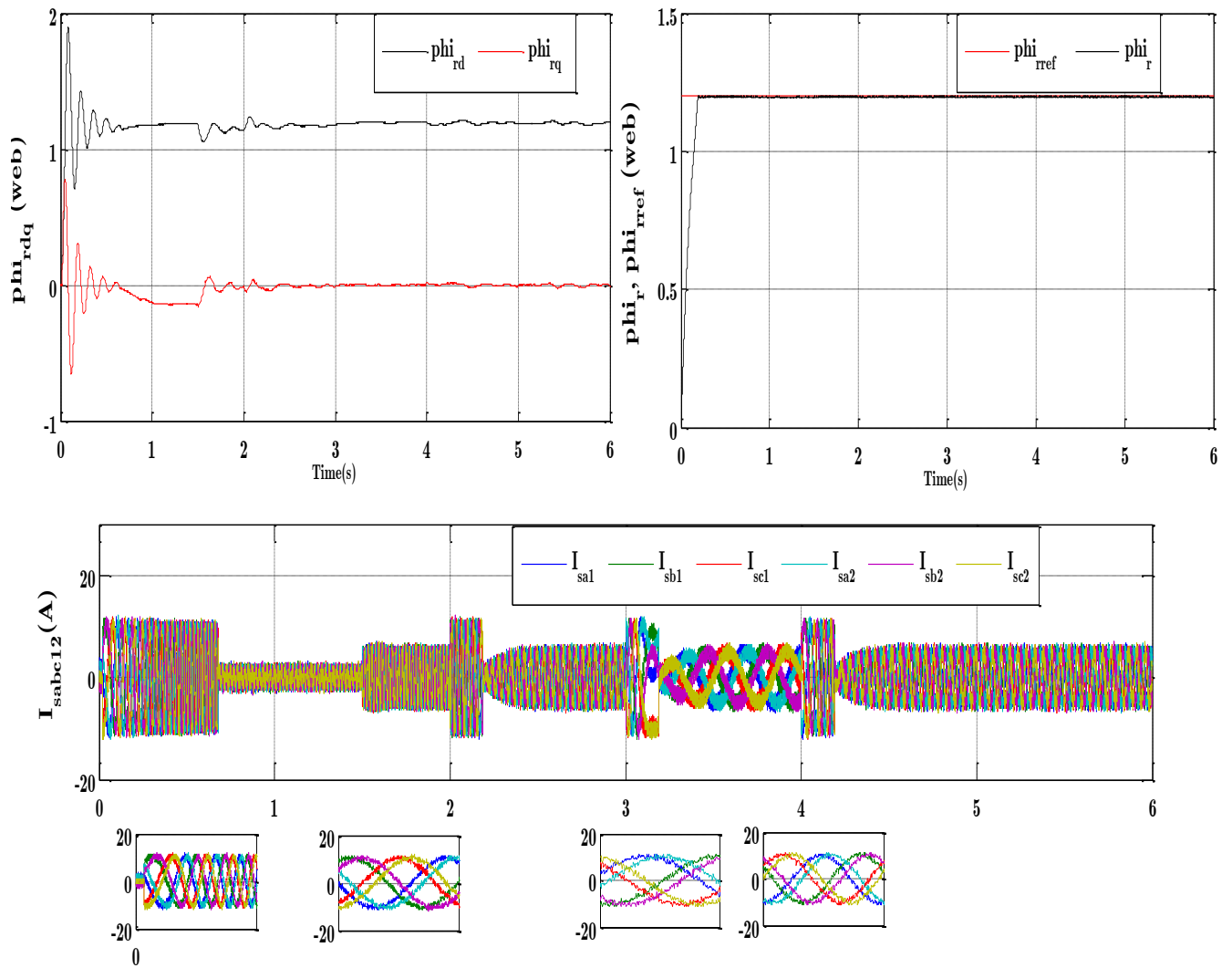


Figure (V.14) : Réponse dynamique du flux rotorique et les courants statoriques avec application de la commande par régulateur floue et variation de la vitesse (300 à -150) rad/s à l’instant $t=2$ s

❖ Interprétations des résultats

Nous avons procédé à un changement de vitesse de référence 300,150,0 et -150 rad/s respectivement Avec un couple de charge $C_r=14 \text{ N.m}$

❖ Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ **51 N.m.** d'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à $t = 1.5 \text{ s}$ il compense le couple de charge appliqué à la machine et Le flux rotorique Φ_{rd} oscille autour de la valeur **1.2Wb**, puis il se stabilise à cette valeur. Et La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de

$t = 0.67\text{s}$.

❖ Les deux flux rotoriques d'axe d et q sont indépendants on dit que le découplage est parfait entre le couple électromagnétique et le flux rotorique

Les résultats obtenus montrent clairement que les hautes performances sont obtenues avec la commande PI-Floue dans la variation de la vitesse. Ce type de commande (PI-Floue) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

V.15 Conclusion

Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone double stator linéarisation.

Les résultats de simulation obtenus montrent un découplage parfait entre les deux systèmes (Flux et couple) et l'amélioration des performances dynamiques avec la robustesse de ce régulateur (FLC) vis-à-vis aux la variation de vitesse, couple de charge...etc.

ANNEXE

Annexe 1

Paramètre de la MAS

Les paramètres de la MAS utilisés sont [FER-16]

Puissance nominale	1.5 KW
Tension nominale	220/380 V
Nombre de pair de pole	2
Cos φ	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/min
Résistance statorique	4.85 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique du stator	0.274 H
Inductance cyclique du rotor	0.274 H
Inductance mutuelle	0.258H
Moment de d'inertie du rotor	0.031 kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.000114 SI

Annexe 2 :

Paramètres de la machine Asynchrone à Double STATOR (MASDS)

Les paramètres de la MASDS utilisés sont [MER-08] :

Paramètres	Valeurs
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	$L_{s1} = 0.022 H$
Inductance rotorique	$L_r = 0.006 H$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ kg. m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ N. ms/rd}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$

Les Gain du régulateur de vitesse

Valeur numérique du paramètre	Signification
Ki=0.08	Coefficient d'intégration
Kp=64	Coefficient de proportionnalité
Ke=0.007	Gain flou
Kde=0.0009	Gain floue

Les Gain du régulateur des courants statoriques

Valeur numérique du paramètre	Signification
Ki=2.5	Coefficient d'intégration
Kp=300	Coefficient de proportionnalité
Ki=2.5	Coefficient d'intégration
Kp=300	Coefficient de proportionnalité

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Le but du travail présenté dans ce mémoire est d'introduire la commande d'une machine asynchrone double stator (MASDS) alimentée par deux onduleurs de tension, d'où on a choisi la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique par la méthode indirecte et la commande par logique floue.

Dans le premier chapitre, premièrement on a fait une étude sur la machine asynchrone classique (MAS) et la description de cette dernière, et donne le modèle mathématique de la machine. Deuxième point a été consacré à la modélisation de la MAS, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique. Les résultats de simulations obtenus montrent un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Dans le dernier chapitre, nous avons assuré le découplage entre le flux et le couple par une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, pour pouvoir contrôler la vitesse du moteur. Les résultats des simulations obtenus montrent que le moteur suit parfaitement la consigne désirée.

Dans le troisième chapitre, une étude théorique sur la machine asynchrone double stator concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients ont été présentés. Ce chapitre est consacré pour la modélisation de MASDS et de son alimentation, le modèle triphasés est très compliqué, pour cela on a utilisé la transformation de Park qui dirige le système vers l'axe biphasés pour facilite l'étude de régime dynamique et la simulation numérique. Cette dernière montre que le flux et le couple de la machine sont frottements couplés.

Le quatrième chapitre on a fait une résolution du couplage entre le flux et le couple électromagnétique, ce chapitre est spécialisé pour la commande vectorielle par orientation de flux rotorique de MASDS, on applique la méthode de commande indirecte. Cette commande avec le régulateur PI offrant des performances acceptables. Ainsi que le régulateur PI est insuffisant si les exigences sur la précision et les performances de système sont trop strict.

Le cinquième chapitre est réalisé pour l'étude de la commande par régulateurs flous. Dans ce chapitre on a présenté le principe de la logique floue et les domaines d'application, ainsi que, avant de faire une application sur la commande de la machine asynchrone double stator à flux rotorique orienté, afin de régler la vitesse. Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur par rapport à régulateur classique PI.

Enfin, ce travail est un prolongement des études réalisées sur la MASDS et a besoin d'une continuation dans plusieurs directions. D'après les résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager les perspectives et les suggestions suivantes :

- Utiliser d'autres types de convertisseurs de fréquence, tel que les convertisseurs matriciels adaptés aux grandes puissances ;
- Utiliser des onduleurs multi-niveaux associés à la commande directe du couple (DTC), afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique ;

BIBLIOGRAPHIES

- [ABD-11] R. Abdessemed « Modélisation et simulation des machines électriques », Editeur : Ellipses Marketing, Date de parution : 24/05/11.
- [ABD-17] H. ABDELKRIM, K. ELGHARBI « Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS) » mémoire de master académique, université de m'sila.2017.
- [ABD-19] A. MIDA, I. KHELIFA « Commande d'une machine asynchrone double stator par régulateur floue » mémoire de master académique, université de Ouargla. 2019.
- [ACH-07] R. ACHOURI, M. HIDOUHE « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone o Simulation sur le logiciel SIMPLORER Validation expérimentale sur banc d'essai » mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique. École nationale polytechnique2007.
- [AFS-95] S. AFSHARNIA « Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple » thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Lorraine.1995.
- [AKK-07] A. BOUKHELIFA « les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectorielle », thèse de doctorat, école national polytechnique.2007.
- [ALI-18] S. ALIA, S. GUEDDA « Commande Vectorielle d'une Machine à Induction » mémoire de master académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued.2018.
- [AMI-08] H. AMIMEUR « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », mémoire de magistère, Université El Hadj Lakhdar de Batna.2008.
- [BAZ-16] O, BAZINE « Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone à Double Etoile alimentée par un redresseur piloté par DPC Direct » mémoire de master académique, Université de Ghardaïa.2016.
- [BEK-11] Y. BEKHOUCHE, R. HADJ ARAB, F. SKENDRAOUI « modélisation et commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone » mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique. Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.2011.
- [BEL-05] A. BELAYALI, E. MERABET « commande par logique floue d'une machine asynchrone à double Stator » mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique. Université de m'sila.2005.
- [BEL-08] R. BELHADEF, B. BOUTAYA « Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur » mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique. Ecole Nationale Polytechnique.2008.
- [BEL-13] A. BELBECHE « Modélisation et diagnostic et commande d'une machine asynchrone avec rupture de phase » thèse de magister en électrotechnique. Université de Batna.2013.
- [BEL-17] H. BELKHERRAZ, A. CHENNA « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile » Mémoire de master en commande des systèmes électrique. Université A. MIRA-BEJAIA.2017
- [BEN-12] T. BENMILOUD « commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques » thèse de doctorat. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf. 2012.

- [BER-16]** F. Berrabah, S. Salah, A. Chebabhi « SVM Technique based on DTC sensorless control optimized by ANN applid to a double stator asynchronous machine fed by three level six-phase inverter », The Mediterranean Journal of Measurement and Control, 2016, Vol:12 N° 2, pp. 571-579.
- [BLO-19]** A. BLOUAHRI « La Commande Logique Flou d'une Machine Asynchrone Estimé par Filtre de Kalman Etendu » mémoire de master en électronique. Université de M'sila.2019.
- [BOU-05]** K. BOUHOUNE « Application de nouvelles techniques de commandes aux machines asynchrone : monophasé et triphasé » thèse de magister. Université des sciences et de la technologie houari Boumediene.2005.
- [BOU-08]** E.h. BOUNADJA. « Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double stator » thèse de doctorat. Université de Chlef.2008.
- [BOU-09]** A. BOUKAROURA « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond Graph » thèse de magister. Université Ferhat Abbas de Sétif.2009.
- [BOU-10]** D. BOUDJEMAI, S. BELHADJ « Etude et conception d'une commande vectorielle à structures variables pour un moteur asynchrone à cage » mémoire de master. Université des sciences et de la technologie Houari Boumediene.2010.
- [BOU-12]** Z. BOUGUERRA, L. BENALIA « commande de la machine asynchrone double Etoile » mémoire de master. Université de m'sila.2012.
- [BOU-20]** D. BOUDIAF, M. BELIL « Commande DTC par logique floue d'un moteur à induction alimenté par onduleur à cinq niveaux » Mémoire de Master en électromécanique, Université de M'sila.2020.
- [CHE-15,1]** A. Chebabhi, M-K Fellah, A. Kessal, M-F Benkhoris « Fuzzy logic controllers for three levels shunt active power filter compensated by three-levels stabilizing Space Vector Modulation to Fixed Switching Frequency and switching lasses under balanced and unbalanced load », The Mediterranean Journal of Measurement and Control, 2015, Vol :11 N° 1, pp. 357-366.
- [CHE-15,2]** A. Chebabhi « Contribution à la dépollution harmonique et à la compensation de l'énergie réactive par l'étude et la commande avancée de filtres actifs parallèles » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès. 2015.
- [CHI-05]** C. CHIBANI, F. SACI « Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur à MLI vectorielle » mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique. Ecole Nationale Polytechnique.2005.
- [CHO-18]** E. CHOUITER, A. BENARIB « Contrôle Direct du Couple basé sur la Logique Floue ». Magister en Université Mohamed Boudiaf - M'sila 2018.
- [DIE-18]** T. DIEDHIOU « estimation de la vitesse et des résistances statorique et rotorique pour la commande par orientation du flux d'une machine asynchrone ». Mémoire de master académique. Université Badji Mokhtar- annaba.2018.

- [DJE-15]** Y. DJERIRI « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle ». Thèse de doctorat. Université Djilali liabes de sidi-bel-abbes.2015.
- [DOU-19]** R. DOUMI « Commande PI Flou d'une machine asynchrone double étoile ». Mémoire de master académique. Université de m'sila.2019.
- [FER-16]** H. FERHAT « Commande adaptative floue d'un moteur Asynchrone », Mémoire de Master en Génie Électrique, Université de M'sila,2016.
- [FRI-16]** H. FRITAH « Etude comparative entre la commande DTC et IRFOC d'une machine asynchrone - Application au véhicule électrique » Mémoire de master académique. Université Larbi ben Mhidi, Oum El Bouaghi.2016.
- [GHE-06]** F. GHERS « Application Des Technique De Commande Intelligentes Pour Le Contrôle D'une Machine Asynchrone ». Mémoire de Magister. Université Badji Mokhtar Annaba.2006.
- [HAM-20]** O. HAMIDI, A. HAMIDI « commande vectorielle directe floue appliquée a un moteur asynchrone double étoile ». Mémoire de Master en Commande Électrique. Université de m'sila. 2020.
- [HEC-17]** M. HECHELEF « Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle », Mémoire de doctorat en Commande des machines électriques. Université Djilali liabes de sidi-bel-abbes.2017.
- [HID-07]** M. HIDOUCHE, R. ACHOURI « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Simulation sur le logiciel SIMPLORER Validation expérimentale sur banc d'essai » mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique. Ecole Nationale Polytechnique.2007.
- [HOU-16]** K. HOUACINE « Commande Neuro-Floue d'une Machine Asynchrone dans une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique ». Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, juin 2016.
- [KHA-18]** N. KHADRAOUA, S. HABIB HANSALI « Régulation floue de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master en électrotechnique, université de Belhadj Bouchaïb d'Ain-Temouchent, 2018.
- [KHE-05]** M. KHERBOUCHE « minimisation du courant statorique par l'optimisation du niveau de flux dans une machine à induction commande par la méthode de flux orienté » Mémoire de Magister. École nationale polytechnique.2005.
- [KHE-08]** A. KHELDOUN « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode a flux orienté ». Thèse de doctorat. Université de Boumerdes.2008.
- [KHO-11]** A. CHIKHI, M. DJARALLAH. « A Comparative Study of Field-Oriented Control and Direct-Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer». Serbian journal of electrical engineering. 2010, Vol. 7, No. 1, pp, 41-55
- [LAG-16]** I. LAGHOUAG « Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone ». Mémoire de Master académique. Université de m'sila.2016.

- [LAK-14] M. LAKHDARI « simulation et commande de la machine asynchrone double étoile ». Mémoire de Magister. Université Ferhat abbas-setif-1.2014.
- [LAL-20] L. HELLALI « Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile ». Thèse de doctorat. Université de m'sila.2020.
- [LIM-17] Y. LAGGOUN, H. LIMANE « Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue ». Mémoire de Master académique université de kasdi merbah ourgla.2017.
- [MAH-06] N. MAHMOUDI « optimisation par algorithmes génétiques application à la commande de la machine asynchrone ». Mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique ; Université de m'sila.2006.
- [MEH-10] F. MEHAZZAM « Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction Électrique ». Thèse de doctorat en cotutelle Université de Constantine. Algérie Université de Paris Est. France.2010.
- [MEL-14] B. MELIANI « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel ». Thèse de doctorat. Université Djilali liabes de Sidi-Bel-Abbès.2014.
- [MER-08] E. MERABET « Commande Floue Adaptative d'Une Machine Asynchrone Double Etoile ». Mémoire de Magister. Université de Batna.2008.
- [NED-07] B. NEDJAR « Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double Étoile ». Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique. Ecole Nationale Polytechnique.2007.
- [OTH-19] A.M. OTHMANI « commande vectorielle d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif ». Mémoire de Master académique université Badji Mokhtar- Annaba.2019.
- [OUK-11] A. OUKACI « Commande par mode glissant des paramètres électriques de la machine Asynchrone ». Mémoire de Magister université Ferhat Abbas de Sétif.2011.
- [REZ-09] S.E. REZGUI « Application à la machine asynchrone : Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS ». Mémoire de Magister Université Mentouri de Constantine.2009.
- [ROG-93] D. ROGER « La machine asynchrone double étoile régimes transitoires alimentation à fréquence variable ».Thèse de doctorat. Université de Lille 1.1993.
- [SAD-12] R. SADOUNI, A. MEROUFEL. « 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.2012, Issue 2, Volume 6, pp.163-170.
- [SAI-20] Z. SAIDI « Commande Floue Adaptative appliqué à un moteur Synchrone à aimant permanent ». Mémoire de Master académique. Université de m'sila.2020.
- [TIR-14] Z.TIR, D. CHEKIMA « Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue ». Mémoire de Master académique. Université d'EL-Oued.2014.

- [TOU-08]** R. TOUFOUTI « CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ». Thèse de doctorat. Université Mentouri Constantine.2008.

Résumé

Thème : Commande par régulateurs floue d'une machine asynchrone double stator

Résumé :

Dans ce projet de fin d'étude nous présentons une étude de la commande par la logique floue de la MASDS. Après avoir présenté la modélisation et un rappel théorique sur la MAS et la MASDS, nous avons abordé la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone double stator alimentée par deux onduleurs de tension. Nous sommes intéressés au régulateur PI classique et à l'impact de son remplacement par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que les régulateurs floue, ont été aussi effectués. En termes de résultats obtenus, on constate de bonnes performances dynamiques et une robustesse vis-à-vis des perturbations.

Mots Clés : MASDS, MAS, Onduleur de tension triphasé, PI, Régulateur flou, Robustesse

العنوان: التحكم بالماكنة اللامتزامنة مزدوجة النجمة بالاعتماد على منظمات ضبابية

ملخص:

في مشروع نهاية دراستنا، نقدم دراسة التحكم بالماكنة اللامتزامنة مزدوجة النجمة بالاعتماد على المعدل الضبابي. بعد ما قدمنا نبذة ونمذجة حول الماكنة اللامتزامنة واللامتزامنة ثنائية النجمة وطرق استعمالها كمحرك، قمنا بإيجاد الصيغة الرياضية للآلة وذلك لتسهيل تطبيق التحكم الإشعاعي بواسطة توجيه تدفق الدوار الذي يركز أساسا على معدل تناسبي وتكاملي بمبدأ كلاسيكي، وبعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفاءتها في المجال الديناميكي المؤقت وكذا في حالات تغيرا وسائط الماكنة. ولذلك لجأنا الي استخدام طرق أخرى تعتمد على تقنيات الذكاء الصناعي ونذكر منها المنطق الغامض. من حيث النتائج التي تم الحصول عليها هناك أداء ديناميكي جيد وصلابة في مواجهة الاضطرابات.

كلمات مفتاحية: ماكنة لا متزامنة ثنائية النجمة, ماكنة لا متزامنة , مموج جهد ثلاثي الأطوار, التدفق الدوار, معدل كلاسيكي, معدل ذو المنطق الغامض, متانة