

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

FACULTE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT GENE ELECTRIQUE

N° : **CE-05**



DOMAINE : SCIENCES TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUES

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : Mohamed said Bilal

Berrabah Salah Eddine

THEME

La commande non linéaire d'une machine asynchrone

Double étoile « MASDE »

Soutenu devant le jury composé de :

Mr. BENYOUNES Abdelhafid	Université Mohamed Boudiaf-M'sila	Président
Dr. ZEGHLACHE Samir	Université Mohamed Boudiaf-M'sila	Rapporteur
Mr. ALOINI Hilali	Université Mohamed Boudiaf-M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019



Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères

A mes sœurs

A mes chers amis

A tous les amis de la promotion 2019.

Remerciement

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il nous a donnés durant toutes ces longues années pour arriver au terme de ce travail.

J'exprime mes vifs remerciements à Mr. ZEGHLACHE SAMIR, Docteur à l'Université de M'sila, d'avoir encadré et dirigé ces travaux, et pour la confiance qu'il m'a accordé tout au long de ce mémoire.

On tient à exprimer notre gratitude aux membres de jury qui ont bien voulu examiner ce travail.

A travers ce mémoire, j'adresse mes reconnaissances aux enseignants qui ont contribué à la formation de notre connaissance depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.

Que mes amis soient aussi sincèrement remerciés pour leurs encouragements afin de mener à terme les travaux de cette mémoire.

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
<u>CHAPITRE I L'ÉTAT DE L'ART DE LA MASDE</u>	
I.1 INTRODUCTION.....	3
I.2 HISTOIRE DES MACHINES ÉLECTRIQUES.....	3
I.3 CLASSIFICATION DES MACHINES ÉLECTRIQUES.....	4
I.4 CARACTÉRISTIQUE DES MACHINES MULTIPHASÉES.....	4
I.4.1 Machines multiphasées de type 1.....	5
I.4.2 Machines multiphasées de type 2.....	6
I.5 APPLICATION DES MACHINES MULTIPHASÉES.....	8
I.6 AVANTAGES DES MACHINES MULTIPHASÉES.....	9
I.6.1 Segmentation de puissance.....	9
I.6.2 La fiabilité.....	9
I.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	10
I.7 INCONVENIENTS DES MACHINES MULTIPHASÉES.....	11
I.8 CONCLUSION.....	12
<u>CHAPITRE II MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE</u>	
<u>DOUBLE TOILE (MASDE)</u>	
II .1. INTRODUCTION.....	14
II .2 DESCRIPTION DE LA MACHINES ASYNCHRONES DOUBLE TOILE.....	14
II.2.1 Principe de fonctionnement de la MASDE.....	15
II.2.2 Hypothèses Simplificatrices.....	16
II.2.3 Équations générales de la machine.....	16
II.2.3.1. Équations des tensions.....	16
II.2.3.2. Équations magnétiques de la MASDE.....	18
II.2.3.3. Énergie magnétique.....	20
II.2.3.4. Couple électromagnétique.....	20
II.2.3.5. Equations mécaniques.....	20
II.2.3.6. Transformation a base de Park.....	21
II.3. CHOIX DU REFERENTIEL.....	22

II.3.1. Référentiel lié au stator « α, β ».....	22
II.3.2. Référentiel lié au rotor « x, y ».....	22
II.3.3. Référentiel lié au champ tournant « d, q ».....	23
II.4. MODELE DE PARK DE LA MASDE.....	23
II.5. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK.....	23
II.5.1. Équations des tensions.....	24
II.5.2. Équations magnétiques.....	25
II.5.3. Équation mécanique.....	27
II.5.4. Couple électromécanique.....	28
II.6. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT.....	29
II.7.RESULTATS DE SIMULATION.....	32
II.7.1 Premier cas : fonctionnement à vide.....	32
II.7.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge.....	33
II.7.3 Interprétations des résultats.....	34
II.9. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR A COMMANDE MLI.....	35
II.9.1. Fonction de connexion.....	36
II.9.2.Stratégie de commande	37
II.10.ALIMENTATION DE LA MASDE PAR DEUX ONDULEURS DETENSIO.....	38
II.10.1. Résultats de simulation.....	39
II.10.2. Interprétations des résultats.....	40
II.11. CONCLUSION.....	40

CHAPITRE III LA COMMANDE

VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONEDOUBLE ETOILE(MASDE)

III.1 INTRODUCTION.....	41
III.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	41
III.3.PROCÈDE D'ORIENTATION DU FLUX.....	43
III.4.MÉTHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	43

III.4.1. Méthode directe.....	44
III.4.2. Méthode indirecte	44
III.5.RÉGULATION DE LA VITESSE PAR LA MÉTHODE DIRECTE	47
III.5.1. Synthèse des régulateurs PI.....	47
III.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur des courants	48
III.5.1.2 Régulateurs de vitesse.....	48
III.5.1.3 Bloc de defluxage.....	50
III.5.1.4 Estimateur du flux	50
III.5.1.5. Régulateur de flux.....	51
III.5.6. Simulation et interprétation des résultats	54
III.5.7. Test de robustesse.....	55
III.6.CONCLUSION.....	56

**CHAPITRE IV LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA
MACHINE ASYNCHRONEDOUBLE TOILE**

IV.1.INTRODUCTION.....	57
IV.2.GENERALITE SUR LA THEORIE DE CONTROLE PAR LE MODE DE GLISSEMENT.....	57
IV.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	57
IV.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	58
IV.2.2. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commandeéquivalente.....	59
IV.3 PRANCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DES SYSTÈMES À STRUCTURE VARIABLE.....	60
IV.3.1 Systèmes non linéaires à structurevariable.....	61
IV.4 LES MODES DE LA TRAJECTOIRE DANS LE PLAN DEPHASE.....	61
IV.5.CONCEPTION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE PAR LE MODEGLISSANT.....	62
IV.5.1. Le choix de surface deglisement.....	62

IV.5.2. Conditions de convergence.....	63
IV.5.3.Détermination de la loi de commande.....	64
VI.6.ÉLIMINATION DU PHENOMENE DE BROUITEMENT (CHATTERING).....	66
VI.7.APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT A LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLEETOILE.....	68
VI.7.1. Surface de régulation de lavitesse.....	69
IV.7.2. Surface de régulation de flux rotorique.....	70
IV.7.3.Les surfacede régulation des courantes statoriques.....	71
IV.8. APPLICATION DE REGLAGE DE LA VITESSE PAR MODE GLISSANT SUR LA MASDE.....	74
IV.9. SIMULATION ET INTERPRÉTATIONS DES RÉSULTATS.....	75
IV.10. TESTS DE ROBUSTESSE.....	78
IV.10.1 Interprétations des résultats.....	82
IV.11.CONCLUSION.....	83
CONCLUSION GENERALE	84
ANNEXE	85
BIBLIOGRAPHIE	

Liste des figures

Chapitre I

Figure. I.1:Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases.....	8
Figure. I.2:Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.....	8
Figure. I.3:Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile.....	10
Figure.I.4:Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée.....	11

Chapitre II

Figure.II.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.....	15
Figure II. 2: Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	16
Figure.II.3 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.....	23
Figure II. 4: Schéma de simulation de MASDE alimentée en tension.....	31
Figure. II.5 : Performances de la MASDE à vide.....	33
Figure. II.6 : Performances de la MASDE en charge.....	34
Figure.II.7 : Représentation de l'onduleur de tension MLI.....	36
Figure II.8 : Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI.....	38
Figure. II.9:Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.....	40

Chapitre III

Figure.III.1:Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée.....	42
Figure.III.2 : L'orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	43
Figure .III.3 : Le bloc de commande à flux Orienté.....	44
Figure .III.4 : Le schéma de régulation des courants.....	47
Figure. III.5. Schéma d'un régulateur de vitesse.....	48
Figure .III.6 : Schéma de Défluxage.....	49

Figure. III.7 : Schéma bloc de découplage (DFOC).....	49
Figure .III.8: Commande vectorielle directe de la MASDE.....	50
Figure III.9 : Régulateur deflux.....	50
Figure.III.10:Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge...	53
Figure .III.11 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge avec inversion de vitesse.....	55
Figure .III.12 : Performances de la MASDE vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique ($R_r = 2R_r$ à partir de $t = 2s$) en charge.....	58

Chapitre IV

Figur.IV.1:Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	58
Figure.IV.2:Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état..	58
Figure.IV.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	59
Figure.IV.4 : Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande.....	61
Figure IV.5: Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	62
Figure IV.6: Définition de la fonction « sign ».....	66
Figure IV.7. Phénomène de broutement.....	67
Figure IV.8. Fonction de saturation.....	67
Figure IV.9. Fonction de smooth.....	68
FigureIV.10.Schéma de réglage en cascade de vitesse et de flux rotorique par mode glissant.....	74
Figure IV.11. Schéma bloc de FOC(MG).....	75
Figure IV.12. Réglage de la vitesse par mode glissant avec application d'une charge de 15N.m à $t= 2s$	76
Figure IV.13. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode glissement avec l'inversion de vitesse à $t=2s$	77
Figure IV.14. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% R_r nominale à partir de $t = 2s$, avec	

l'application d'une charge $C_r = 15 \text{ N.m}$ à $t = 2$	79
Figure IV.15. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la charge $C_r = [0 \ 0 \ 5 \ 5 \ 10 \ 10 \ -20 \ -20 \ 20 \ 20]$ (N.m) à l'instant $T = [0 \ 1 \ 1 \ 2 \ 2 \ 3 \ 3 \ 4 \ 4 \ 5]$	81
Figure IV.16. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la vitesse $W_{rref} = [0 \ 3000 \ 3000 \ -2500 \ -2500 \ 1000 \ 1000]$ (tr/min) à l'instant $T = [0 \ 0.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 3 \ 4 \ 5]$	82

Liste des symboles

N_{ph}	Nombres de phases.
I	Le courant.
V	La tension.
s_1, s_2, r	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor
as_1, bs_1, cs_1	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1
as_2, bs_2, cs_2	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2
ar, br, cr	Les indices correspondants aux trois phases du rotor
$R_{s1, s2, R_r}$	Les résistances statoriques et rotorique
$L_{s1}, L_{s2, r}$	L'inductances propres des étoiles statoriques et du rotorique
L_{ms}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques
M_{sr}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques
C_{em}	Le couple électromagnétique.
C_r	Le couple résistant.
K_f	Le coefficient de frottement. Le moment d'inertie.
J	Le moment d'inertie.
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de Park
θ_m, Ω_m	La position et la vitesse mécanique du rotor
ω_r	La pulsation électrique rotorique
ω_s	La pulsation électrique statorique
ω_{coor}	La vitesse angulaire des axes (d, q).
ω_{gl}	La pulsation électrique de glissement
k_p, k_i	Le régulateur Proportionnel-Intégral

φ_r	Le flux rotorique
φ_{rest}	Le flux rotorique estimé
$(i_{d1}), (i_{1q})$	Surface de glissement des courants de l'étoile 1 suivant (d,q)
$(i_{d2}), (i_{q2})$	Surface de glissement des courants de l'étoile 2 suivant (d,q)
(x)	Surface de glissement de la variable x
(φ_r)	Surface de glissement du flux rotorique
(ω_r)	Surface de glissement de la vitesse
U	Commande globale
$[U]$	Vecteur de commande
U_{eq}	Commande équivalente (linéarisation exacte)
U_n	Commande non linéaire (stabilisante)
(x)	Fonction candidate de Lyapunov
e	L'erreur.
(x)	L'écart de la variable x.
m	Indice de modulation
N	Vitesse de rotation de la machine (tr/mn)
P	Nombre de paires de pôles
T_p	Période de la porteuse (s)
t	Temps (s)
$(exposant)$	Transpose d'une matrice
$*$ (<i>exposant</i>)	Grandeur de référence
V_{pm}	Valeur crête de l'onde de modulation (V)
V_{ref}	Tension de référence (V)
V_m	Amplitude de la tension de référence (V)
ξ	Gain positif
f	Fréquence de la tension de référence (Hz)

f_p	Fréquence de la porteuse (Hz)
f_s	Fréquence du réseau (Hz)
I_a	Courant d'induit de la MCC (A)
I_f	Courant d'excitation de la MCC (A)

Notations

MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
FOC	Field Oriented Control
DFOC	Direct Field Oriented Control
MG	Mode Glissant
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel – Intégrale
MCC	Machine à Courant Continu
CMG	Commande par mode glissant

Liste des tableaux

Tableau I.1: Présentation des machines multiphasées de type 1.....	6
Tableau .I.2: Présentation des machines multiphasées de Type 2.....	7
TableauIV.1 Paramètres des régulateurs par mode glissant.....	74
TableauIV.2 Indicateur de performance pour les différentes stratégies de CTD proposées...	83

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique [Alg 76]. La première machine asynchrone triphasée fut réalisée par l'allemand Michael Dolivo-Dobrowolski en 1889. Cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins chère, la moins exigeante en terme d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande qualité et dans une très grande échelle des puissances, conserve presque sans modification ses parties constitutives essentielles et elle a aussi l'avantage d'être standardisée etc.

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multi-étoile. Un exemple de ce type de structure est la machine asynchrone double étoile [Dah 04] [Are05].

Ces machines polyphasées constituent un potentiel évident en raison de leur fiabilité et de leur possibilité de fonctionnement en marche dégradée. Malgré tous ces avantages, sa commande reste assez compliquée comparativement à celle de la machine à courant continu, car La machine asynchrone à double étoile est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple [Had01].

Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il existe un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle lié au couple (le courant d'induit).

Cependant, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur : la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique sa commande [GUE01].

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on

trouve la commande par mode glissant. Cette approche est un sujet qui a attiré l'attention de plusieurs chercheurs depuis longtemps. Le principe de cette technique de commande est de forcer la dynamique du système à suivre, au mieux, une dynamique désirée, imposée par des systèmes autonomes stables, ce qu'on appelle les surfaces de glissement. Dans la littérature, les surfaces de glissement se trouvent comme des systèmes autonomes stables et souvent linéaires.

Notre objectif est d'étudier et de modéliser la machine asynchrone double étoile afin de lui appliquer les techniques de commande, particulièrement la commande vectorielle et la commande par mode glissant utilisant des régulateurs classique (PI) et glissant d'une part, et d'autre part de voir ses performances en régime moteur.

Ce mémoire, composée de quatre chapitres, est organisée de la manière suivante:

Le premier chapitre est consacré à quelques généralités concernant les machines multiphasées, les caractéristiques, l'exploitation, les avantages et les inconvénients.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE et son alimentation. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, second lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Nous présentons ensuite l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tension à deux niveaux à commande MLI. Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers.

Le troisième chapitre présentera le principe et l'application de la commande vectorielle par orientation du flux (FOC: Field Oriented Control) à la MASDE, cette technique de commande permet la linéarisation du modèle de la MASDE avec un découplage entre le flux et le couple. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront présentés.

Le quatrième chapitre présente la commande par mode de glissement de la MASDE. Dans ce cadre, nous présentons en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable. Nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de la commande avec ses différentes étapes. Nous entamons après l'application de la commande sur la MASDE. Nous montrons enfin les avantages apportés pour ce type de réglage, tout en exposant les résultats de simulation. Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider les initiatives futures d'évolution et de recherche.

Chapitre I

Généralités sur les Machines Multiphasées

I.1 INTRODUCTION

Les machines électriques triphasées sont de loin les mieux connues (fabrication, technique de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées. Leur alimentation, maintenant classiquement réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI), permettent d'obtenir des bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable [Leila02].

Lors de l'augmentation de la puissance, quelques problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle [LAKH14].

Mais à puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, qui provoque un vieillissement accéléré des isolants. L'emploi de structure multi niveaux permet alors la réduction des tensions commutées, d'où l'apparition des machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées" qui offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs et aux bobinages [K.Xav03].

Ce type de machines : machine à deux enroulements triphasés au stator, est apparu à la fin des années 1920 dont le but d'augmenter la puissance des alternateurs synchrones de très fortes puissances [T.F.Bar29], [Leila02].

I.2. HISTOIRIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée [MER08].

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène [LAKH14].

En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu [GUE01].

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

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

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

I.3.CLASSIFICATION DES MACHINES ELECTRIQUES

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières [MER08]:

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

Par leur type d'alimentation :

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

Par leur construction :

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

De plus, les machines multiphasées (dont le nombre de phases est supérieurs à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous [Had06].

I.4. CARACTERISTIQUES DES MACHINES MULTIPHASEES

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines multiphasées de type 1 » et « machines multiphasées de type 2 ». De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois.

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, c'est-à-dire le décalage entre les étoiles; par exemple une machine double étoile (6 phases) de $\alpha = 0^\circ$ a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile à $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit:

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

I.4.1. Machines Multiphasées de Type 1 :

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est multiple de trois, $nph = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$) [Berr16][LAKH14]. Ces machines sont aussi appelées "machines multi-étoiles". Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles). En effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\left(\alpha = \frac{\pi}{6}\right)$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\left(\alpha = \frac{\pi}{3}\right)$ [Leila02].

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

$$q\alpha = \frac{\pi}{a} \quad (I.2)$$

Une machine ayant six phases régulièrement décalées de $(\pi/3)$, possède en effet, les mêmes caractéristiques de fonctionnement (en ce qui concerne les harmoniques d'espace et de temps) qu'une machine triphasée (pour laquelle $q = q\alpha = \pi a = 3$) Le tableau (I.1) résume la présentation des machines multiphasées de type 1.

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

Tableau I.1: Présentation des machines multiphasées de type 1[Berr16][LAKH14].

I.4.2. Machines Multiphasées de type 2 :

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (nph) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2. Alors les phases sont régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{nph} = 2\alpha$

(α représente le décalage angulaire entre deux bobinagesadjacentes) [Had01].

Dans le tableau (I.2) présente le détail de quelques exemples de machines multiphasées type(2) [Berr16].

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

Tableau .I.2: Présentation des machines multiphasées de Type 2[Berr16] [LAKH14].

I.5. APPLICATIONS DES MACHINES MULTIPHASEES

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc. (Figure I.1) [MER08].

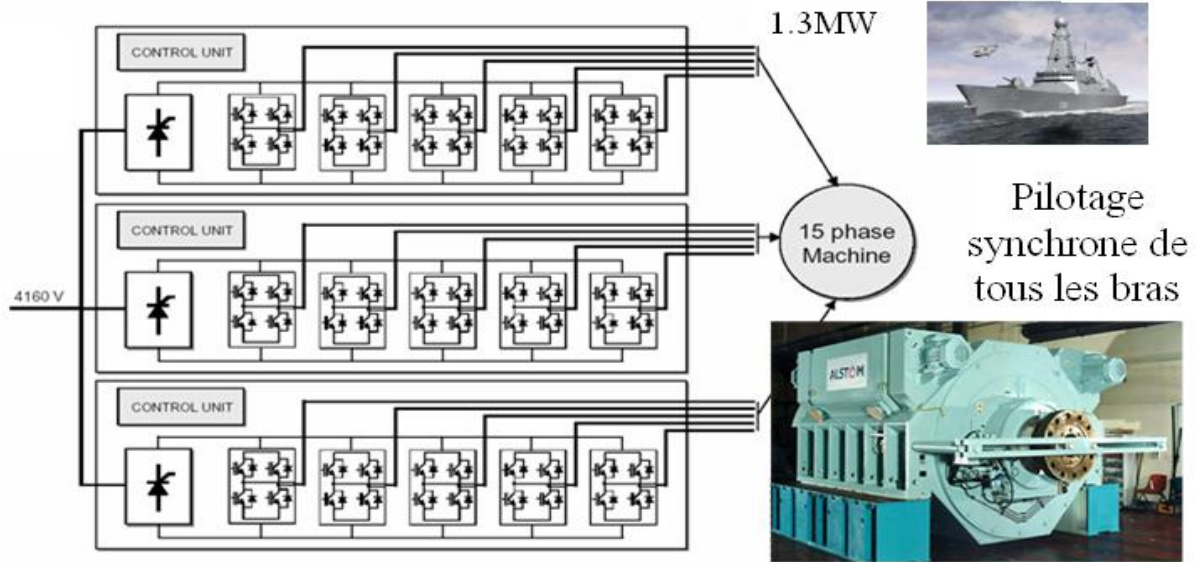


Figure I.1 : Exemple d’application d’une machine synchrone de 15 phases [Eri05].

Une autre application concerne l’utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l’énergie éolienne : la machine double étoile génère de l’énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Figure.I.2) [MER08].

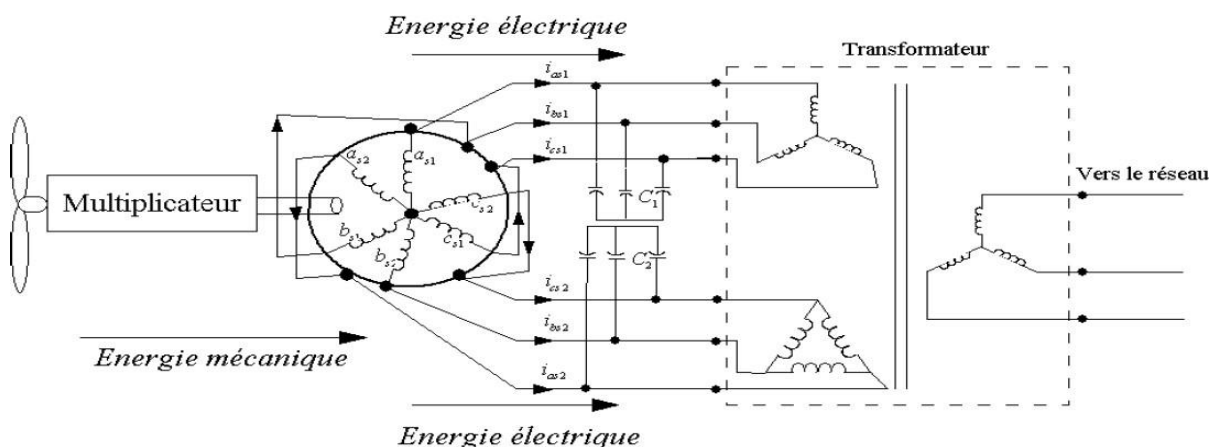


Figure I.2 Exemple d’application d’une machine asynchrone à 6 phases [LAKH14] [MER08].

I.6. AVANTAGES DES MACHINES MULTIPHASEES

Les machines multiphasées ont plusieurs avantages tels que [LAKH14] :

1. La minimisation des ondulations du couple électromagnétiques lorsque la machine est alimentée par des convertisseurs statiques (onduleur).
2. La minimisation des pertes rotoriques.
3. La segmentation de puissance.
4. La fiabilité.

I.6.1. Segmentation de puissance :

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours [LAKH14] [MER08].

I.6.2. La fiabilité :

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue [LAKH14].

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à ($nph = 3$) phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine [MER08].

I.6.3. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique on considère deux machines l'une conventionnelle et l'autre double étoile alimentées par des tensions non sinusoïdales [MER08].

L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés.

De manière générale, les couples harmoniques existent dans une machine multiphasée sont ceux de $rangh = 2nph i$ ($i = 1, 2, 3, \dots$), cette propriété des machines multiphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain.

Par simulation de ces deux machines on voit l'oscillation du couple électromagnétique de la machine double étoile est plus faible que celle de la machine triphasée (Figure.I.3) et (Figure.I.4).

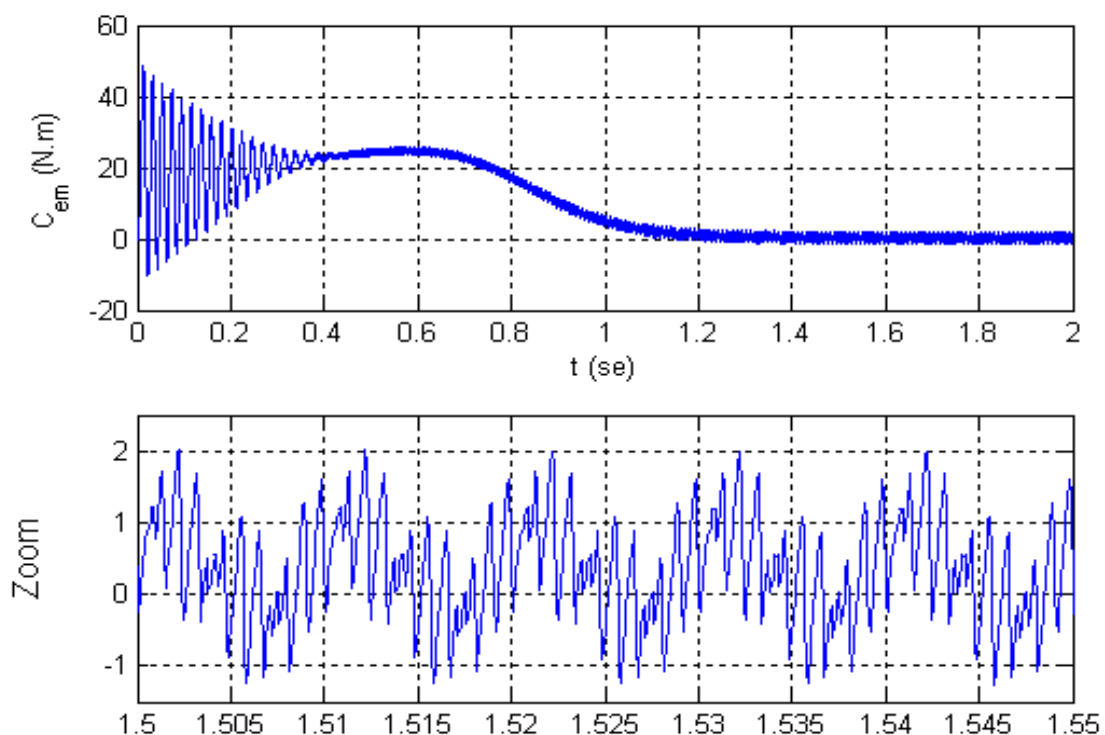


Figure.I.3 : Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile [MER08]

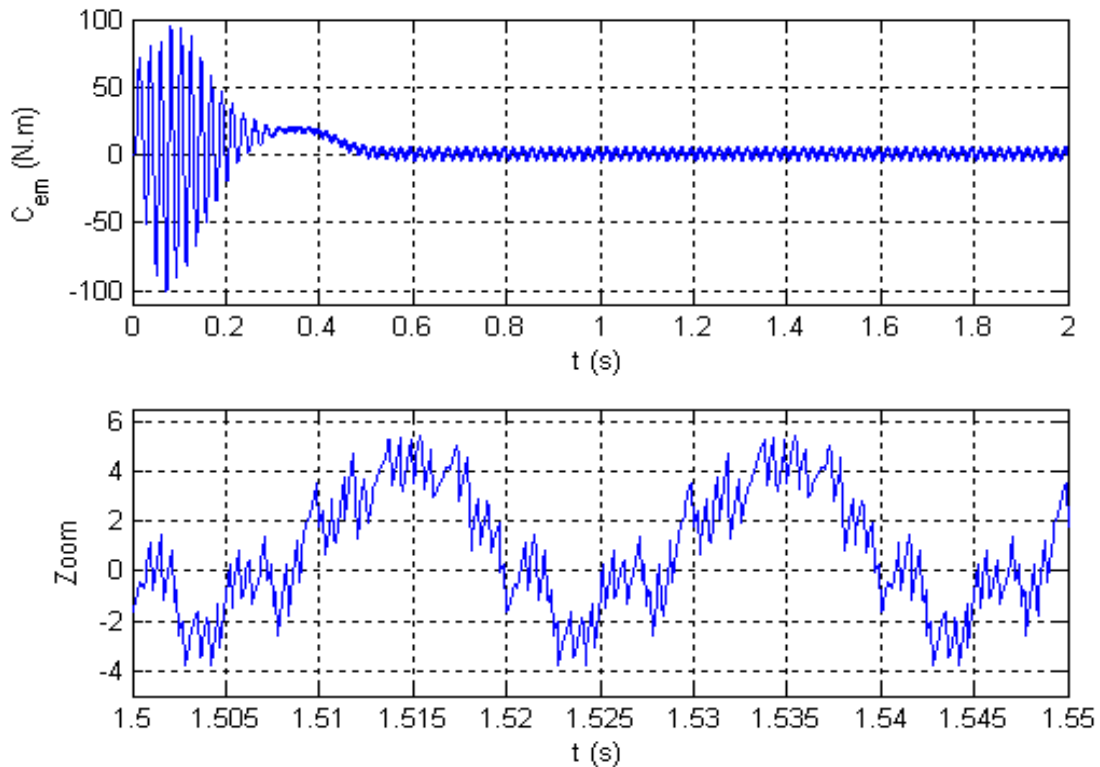


Figure.I.4 : Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée. [MER08]

Remarquons de plus que, puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent de f.m.m, les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques. Par conséquent, une machine multiphasée aura pratiquement toujours moins des pertes rotoriques qu'une machine triphasé [MER08].

I.7. INCONVENIENTS DES MACHINES MULTIPHASEES

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phase, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur – machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème de vient significatif.

La multiplication du nombre de semi – conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptée.

La machine double étoile est la machine multiphasées la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur- machine pas trop compliquée et de prix acceptable.

I.8 CONCLUSION

La machine double étoile est la machine multiphasées la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué et de prix acceptable le chapitre suivant fait l'objet de la modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile.

Chapitre II

Modélisation de la machine

asynchrone double étoile

II.1. INTRODUCTION

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté [AMIM08].

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée : cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [CRE97], nous étudierons dans un premier temps la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique), nous passerons ensuite l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension à commande M.L.I.

Dans les deux cas, l'étude sera menée avec un décalage angulaire $\alpha = 30$, Enfin, des résultats de simulations seront présentés et discutés.

II.2. DESCRIPTION DE LA MASDE

La machine asynchrone à double étoile est une machine asynchrone triphasée qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoile sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\alpha = \pi/6$) 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, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer. Le rotor est à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité [Berr16].

On peut considérer la machine asynchrone à double étoile comme représentée par les bobinages de la figure (II.1) [BOU-14] [FAT-14].

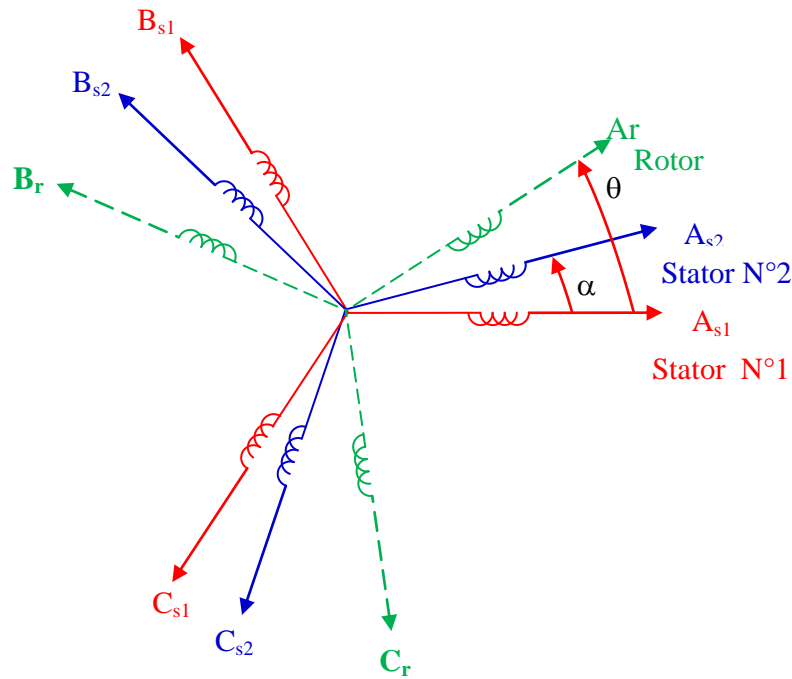


Figure .II.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.

II.2.1 Principe de Fonctionnement de la MASDE :

Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 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_s » 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 « ω_s » [BOU14].

La vitesse de synchronisme est donnée par :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \text{ rad/s} \quad (\text{II. 1})$$

Ces deux Champs tournants produisent par les deux enroulements statoriques vont induire 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. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement: $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$ [FAT-14]. On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II-2})$$

Différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement sont illustrés par la figure (II.2):

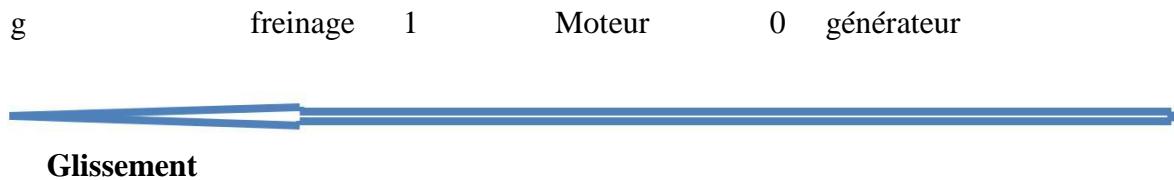


Figure II. 2: Modes de fonctionnement suivant le glissement [SIN02].

II.2.2 Hypothèses Simplificatrices :

La machine asynchrone à double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices, [ABD-11] on considère les hypothèses suivantes :

- Le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées. Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale [BERK-95] [FAT-14].
- L'entrefer est constant [Berr16].
- L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.
- Effet de peau négligé [Berr16].
- La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique. figure (II. 1) modes de fonctionnement [Leila02].

II.2.3 Équations Générales de la Machine :

II.2.3.1. Equations des Tensions :

Par application de la loi de Faraday à l'un de ses enroulements statorique et rotorique de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation [SAD-10] [ABD-97].

$$V = RI + \frac{d\Phi}{dx} \quad (\text{II.3})$$

On déduit pour l'ensemble des phases statorique :

$$\text{Pour l'étoile 1:} \begin{cases} V_{sa1} = R_{s1} \cdot I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{s1} \cdot I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{s1} \cdot I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Pour l'étoile 2:} \begin{cases} V_{sa2} = R_{s2} \cdot I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{s2} \cdot I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{s2} \cdot I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Pour rotor :} \begin{cases} 0 = R_{ra} \cdot I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} \cdot I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} \cdot I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont nulles [Berr].

Sous forme matricielle on a:

$$\text{Pour l'étoile 1: } [V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Pour l'étoile 2: } [V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Pour rotor : } [0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.9})$$

On pose:

$R_{as1}=R_{bs1}=R_{cs1}=R_{s1}$: Résistance d'une phase du 1^{er} stator.

$R_{as2}=R_{bs2}=R_{cs2}=R_{s2}$: Résistance d'une phase du 2^{ème} stator.

$R_{ar}=R_{br}=R_{cr}=R_r$: Résistance d'une phase du rotor.

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

Les vecteurs de tension, courants et flux totaux statoriques:

$$[V_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; [I_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix}.$$

$$[V_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; [I_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix}.$$

Les vecteurs de courants et de flux rotoriques:

$$[I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}.$$

$[V_{s1}]$: matrice de tension de l'étoile 1.

$[V_{s2}]$: matrice de tension de l'étoile 2.

$[I_{sa1}]$: matrice de courant de l'étoile1.

$[I_{sa2}]$: matrice de courant de l'étoile2.

$[I_{ra}]$: matrice de courant de rotor.

II.2.3.2. Équations magnétiques de la MASDE :

Les flux sont exprimés en fonction des courants par [ABD-97]:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,s1}] \\ [\Phi_{abc,s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sabc1}] \\ [I_{sabc2}] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

(II.10)

$[L_{s1}, s_1]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2}, s_2]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

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

$[L_r, r]$: Matrice inductance de rotor.

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

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

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

$[L_r, s1]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_r, s2]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

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

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\alpha - 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

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

$L_{as1}=L_{bs1}=L_{cs1}=L_{s1}$: 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.

II.2.3.3. Energie Magnétique :

Elle peut être calculée à partir de l'expression [ABD-11] [Leila02] :

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

II.2.3.4. Couple Electromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [ABD97] :

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

Avec:

P: nombre de pair de pole.

θ_m : Angle magnétique.

θ_e : Angle électrique

$$C_{em} = \frac{p}{2} ([i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}][i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}][i_r]^t) \quad (II.19)$$

II.2.3.5. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit [GUE01]:

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

Avec :

J: Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

K_f : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [SIN02]:

$$C_{em} = \frac{P}{2} \cdot \left([I_{s1,abc}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [I_{r,abc}]^t + [I_{s2,abc}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [I_{r,abc}]^t \right) \quad (\text{II. 21})$$

II.2.3.6. Transformation à base de PARK :

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axe (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice. Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement. La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq). La figure (1.3) représente la transformation d'un système triphasé à un système biphasé [Yahdou11].

La matrice de Park en générale:

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

La transformation de Park

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

Tel que :

G_{abc} : grandeurs triphasées équilibrées.

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

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

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

$$\text{Pour l'étoile 1: } [P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Pour l'étoile 2: } [P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Pour le rotor: } [P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

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

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

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

II.3. CHOIX DU REFERENTIEL

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes [ABD-97]. [SIN-02]

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier. [BOU-14]

II.3.1. Référentiel Lié au Stator « α, β » :

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coor}} = 0$). Dans ce cas, la phase A_{S1} et α coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les gradeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage de machine à courant alternatif.

II.3.2. Référentiel Lié au Rotor « x, y » :

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_s donc ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$).

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone.

II.3.3. Référentiel Lié au Champ Tournant « d, q » :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ tournant créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{\text{cor}} = \omega_s$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel.

II.4. MODÈLE DE PARK DE LA MASDE

La figure (II-3) représente le modèle de Park de la MASDE [BERK-95] [FAT-14].

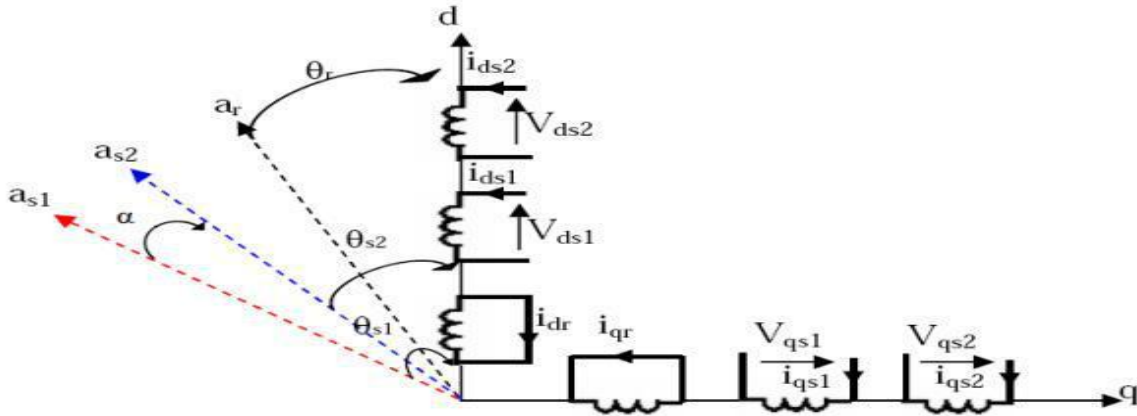


Figure II. 3: Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE [BERK-95]

II.5. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK

Avec le choix du référentiel lié au champ tournant et appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant [Berr]:

➤ Transformation de Park des tensions:

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

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

➤ Transformation de Park des courants

$$\begin{cases} [I_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})][I_{s1}] \\ [I_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})][I_{s2}] \\ [I_{dqo,r}] = [P(\theta_r)][I_r] \end{cases} \quad (II.28)$$

➤ Transformation de Park des flux:

$$\begin{cases} [\phi_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})][\phi_{s1}] \\ [\phi_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})][\phi_{s2}] \\ [\phi_{dqo,r}] = [P(\theta_r)][\phi_r] \end{cases} \quad (II.29)$$

Avec:

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

II.5.1. Équations des tensions :

L'application de la transformée de Park sur le système d'équations (II.4), (II.5) et (II.6) nous donne :

➤ Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

➤ Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

➤ Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit :

$$V_{ar}=0, V_{br}=0, V_{cr}=0,$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (II.32)$$

Avec:

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\alpha)}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$$

ω_{gl} : vitesse de glissement.

Sous forme d'équation:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (II.33)$$

II.5.2. Equations Magnétiques :

La décomposition de l'équation (II-10) donne:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abc,s1} \\ \Phi_{abc,s2} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc1} \\ I_{sabc2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (II-34)$$

$$\begin{cases} \Phi_{abc,s1} = L_{s1,s1} I_{sabc1} + L_{s1,s2} I_{sabc2} + L_{s1,r} I_r \\ \Phi_{abc,s2} = L_{s2,s1} I_{sabc1} + L_{s2,s2} I_{sabc2} + L_{s2,r} I_r \\ \Phi_r = L_{r,s1} I_{sabc1} + L_{r,s2} I_{sabc2} + L_{r,r} I_r \end{cases} \quad (II-35)$$

Appliquant la transformation de Park sur le système d'équations (II.35), on obtient :

➤ **Pour l'étoile 1:**

$$\begin{aligned} \Phi_{dqo,s1} &= [P(\theta_{s1})] [L_{s1}] [P(\theta_{s1})]^{-1} I_{dqo,s1} + [P(\theta_{s1})] [L_{s1}] [P(\theta_{s2})]^{-1} I_{dqo,s2} + [P(\theta_{s1})] [L_{s1r}] [P(\theta_r)]^{-1} I_{dqo,r} \end{aligned}$$

➤ **Pour l'étoile 2:**

$$\begin{aligned} \Phi_{dqo,s2} &= [P(\theta_{s2})] [L_{s2}] [P(\theta_{s1})]^{-1} I_{dqo,s1} + [P(\theta_{s2})] [L_{s2}] [P(\theta_{s2})]^{-1} I_{dqo,s2} + [P(\theta_{s2})] [L_{s2r}] [P(\theta_r)]^{-1} I_{dqo,r} \end{aligned}$$

➤ Pour le rotor:

$$[\Phi_{dqo, r}] = [P(\theta_r)] [L_r] [P(\theta_{s1})]^{-1} [I_{dqo, s1}] + [P(\theta_r)] [L_r] [P(\theta_{s2})]^{-1} [I_{dqo, s2}] + [P(\theta_r)] [L_r]$$

$$[P(\theta_r)]^{-1} [I_{dqo, r}]$$

Donc les équations de flux sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs2} \end{array} \right. \quad (II-36)$$

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

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

Donc le système d'équations (II.36) est écrit comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{array} \right. \quad (II.37)$$

On pose :

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

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

Donc le système d'équations (II.36) est écrit comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{array} \right. \quad (II.37)$$

Avec:

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

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

$L_r + L_m$: inductance propre cyclique du rotor.

II.5.3 Equation Mécanique :

La transformation de Park repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation .Ce qui de toute évidence conduit à leur équivalence physique[ABD-11].

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

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{as1} I_{as1} + V_{bs1} I_{bs1} + V_{cs1} I_{cs1} + V_{as2} I_{as2} + V_{bs2} I_{bs2} + V_{cs2} I_{cs2} \quad (II.38)$$

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

$$P_e = V_{ds1} I_{ds1} + V_{ds2} I_{ds2} + V_{qs1} I_{qs1} + V_{qs2} I_{qs2}. \quad (II.39)$$

En introduisant le système d'équation (II. 33) dans l'expression de la puissance instantanée (II.39) on obtient :

$$P = \frac{3}{2} \left\{ \left[\left(R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \right) (I_{ds1}) \right] \left[\left(R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \right) (I_{ds2}) \right] \right. \\ \left. + \frac{3}{2} \left\{ \left[\left(R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds1} \right) (I_{qs1}) \right] \left[\left(R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} - \omega_s \Phi_{ds2} \right) (I_{qs2}) \right] \right\} \right. \quad (II.40)$$

$$\begin{aligned}
 P = & \frac{3}{2} \left[R_{s1} (I_{ds1})^2 + R_{s2} (I_{ds2})^2 + R_{s1} (I_{qs1})^2 + R_{s2} (I_{qs2})^2 \right] + \\
 & \frac{3}{2} \left[\left(\frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_S \Phi_{qs1} \right) I_{ds1} + \left(\frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_S \Phi_{qs2} \right) I_{ds2} + \right. \\
 & \left. \left(\frac{d}{dt} \Phi_{qs1} - \omega_S \Phi_{ds1} \right) I_{qs1} + \left(\frac{d}{dt} \Phi_{qs2} - \omega_S \Phi_{ds2} \right) I_{qs2} \right] \quad (\text{II.41})
 \end{aligned}$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes [Boud03]:

- Le premier terme entre accolade est identifiable aux pertes joules.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée emmagasinée Dans le champ.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

II.5.4. Couple Electromécanique :

$$P_{em} = C_{em} \Omega_S \quad (\text{II.42})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} \left[\omega_S (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}) \right] \quad (\text{II.43})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2} \right] \quad (\text{II.44})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.37) dans (I.44), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p L_m \left[I_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - I_{qr} (I_{ds1} - I_{ds2}) \right] \quad (\text{II.45})$$

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

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

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

En introduisant I_{dr} et I_{qr} dans l'expression (II.45), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left[\Phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2}) \right] \quad (\text{II.48})$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (II.49)$$

II.6. MISE SOUS FORME D'ÉQUATION D'ÉTAT

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux Φ_{md} et Φ_{mq} , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2}$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (II.50)$$

A partir de l'équation (II.50) et (II.37) on peut écrire :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad (II.51)$$

En remplaçant (II.51) dans (II.33), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\
 \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{qs1} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\
 \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\
 \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{qs2} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{rd} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{rq} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{rd} \\
 J \frac{d\Omega}{dt} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr}(I_{ds1} - I_{ds2})] - C_r - K_f \Omega
 \end{array} \right. \quad (II.52)$$

A partir de l'équation (II.37) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \Phi_{md} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\
 \Phi_{mq} = L_a \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right)
 \end{array} \right. \quad (II.53)$$

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 (II.52) sous forme d'un système d'équation d'état.

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

Avec :

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

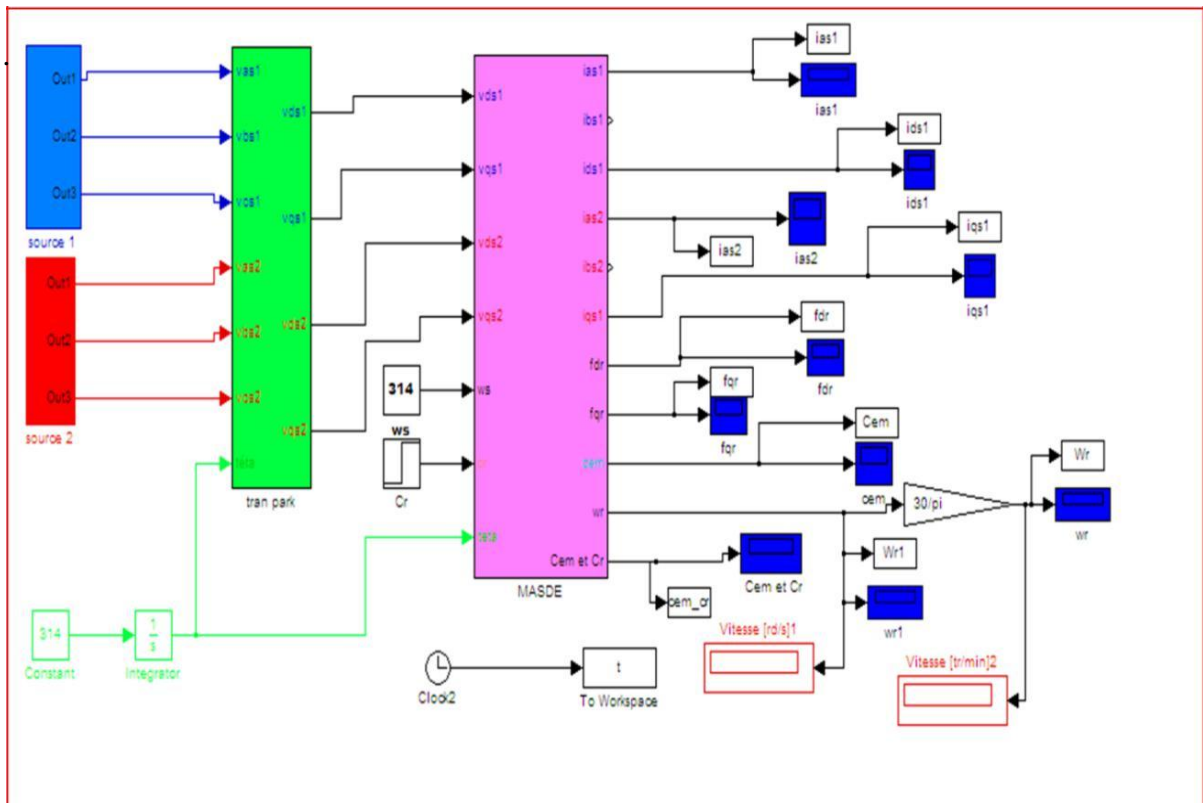
B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

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

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

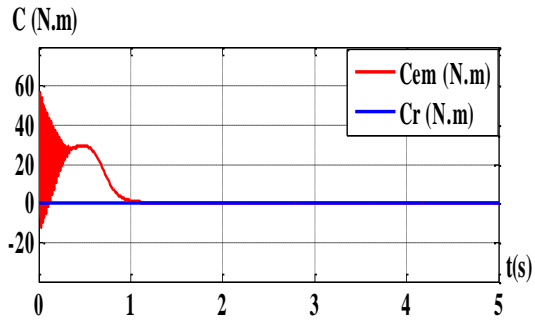


La figure (II.4) représente le schéma bloc de la MASDE alimentée par des tensions

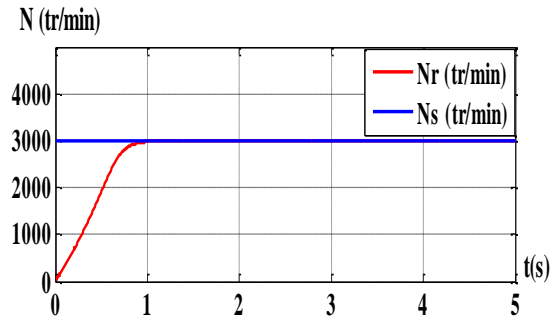
II.7. RÉSULTATS DE SIMULATION

II.7.1. Premier cas : fonctionnement à vide :

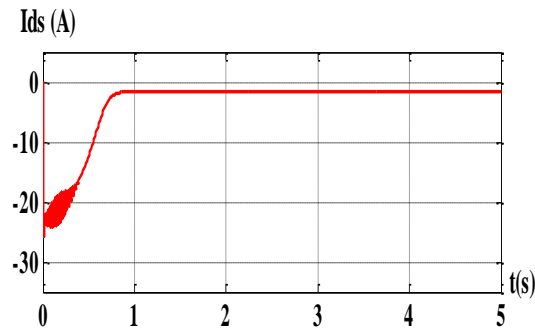
Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide $Cr = 0$.



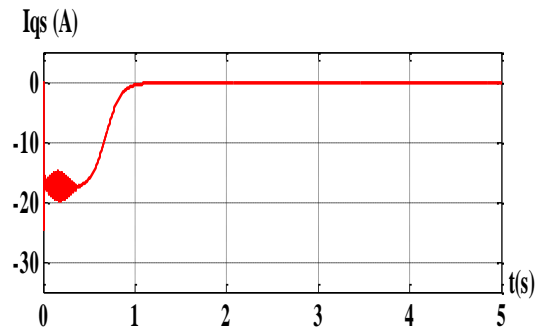
(a) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



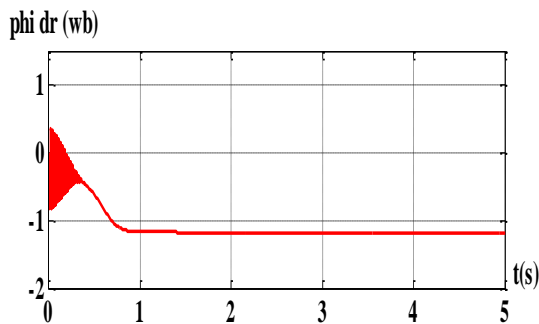
(b) La vitesse N (tr/min)



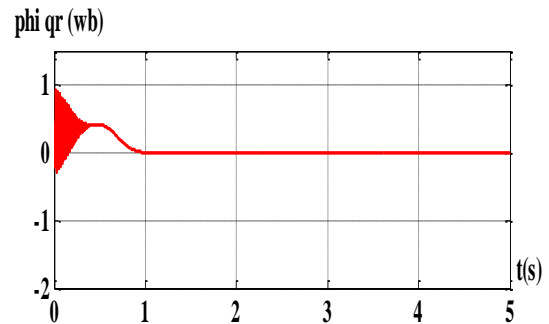
(c) Le courants I_{ds} (A)



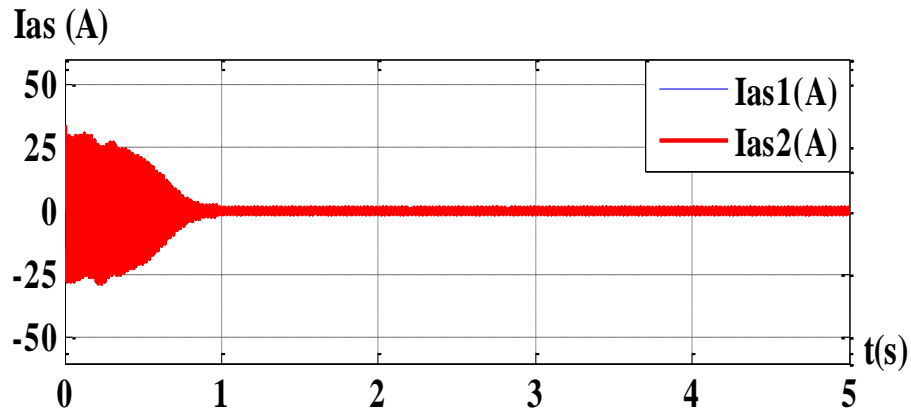
(d) Le courants I_{qs} (A)



(e) Le flux rotorique ϕ_{dr} (Wb).



(f) Le flux rotorique ϕ_{qr} (Wb).

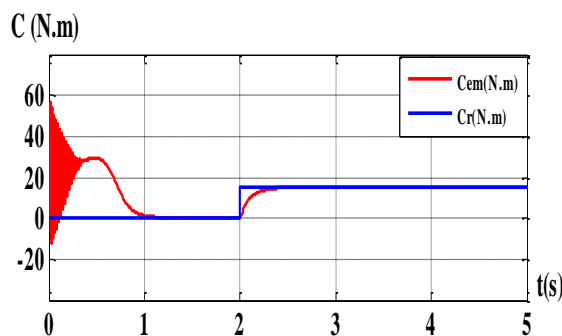


(g) Les courants statoriques i_{sa1} et i_{sa2} (A)

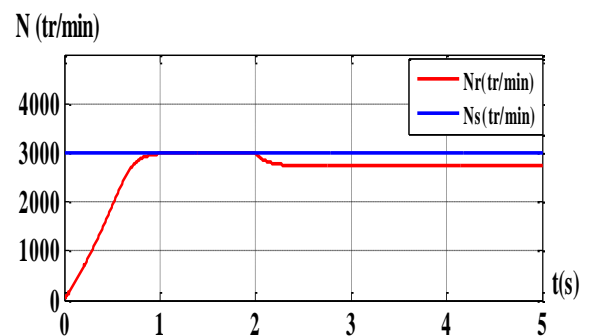
Figure. II.5 : Performances de la MASDE à vide.

II.7.2. Deuxième cas : fonctionnement en charge :

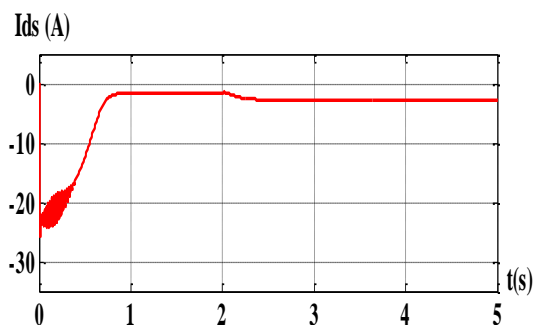
Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge $C_r = 15$ (N.m) à partir de l'instant $t = 2$ s. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.



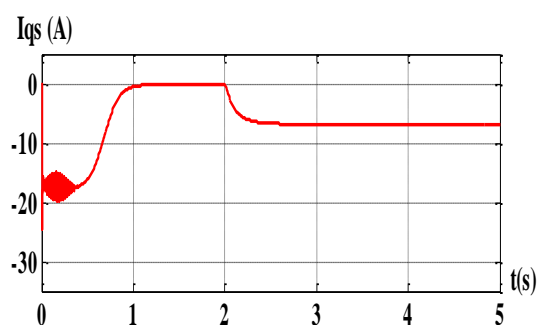
(a) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



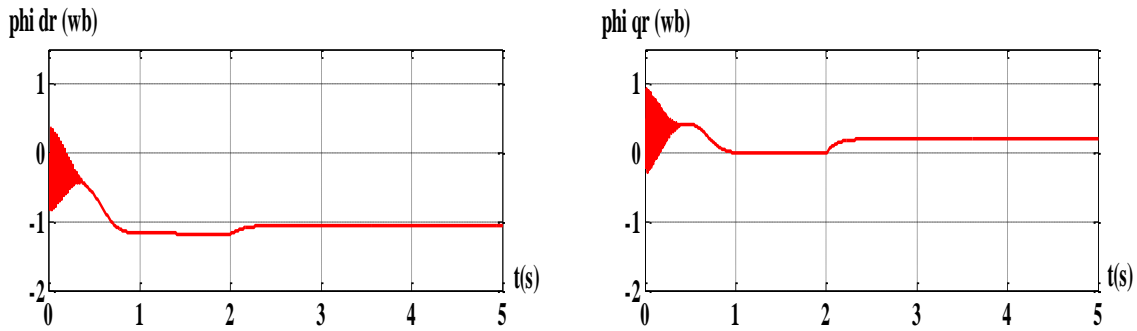
(b) La vitesse N (tr/min)



(c) Le courants I_{ds} (A)

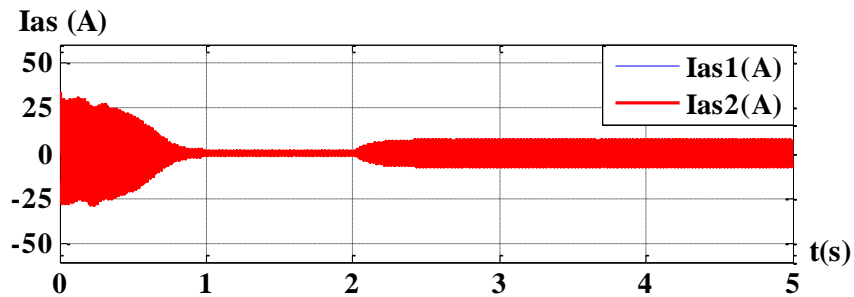


(d) Le courants I_{qs} (A)



(e) Le flux rotorique ϕ_{dr} (Wb).

(f) Le flux rotorique ϕ_{qr} (Wb).



(g) Les courants statoriques i_{sa1} et i_{sa2} (A)

Figure. II.6 : Performances de la MASDE en charge

II.7.3. Interprétations des résultats:

Les figures ci-dessus montrent Les performances de la conduite de MASDE alimentée directement par les tensions sinusoïdales (220 / 380V, 50Hz), à vide et en charge

À vide :

La vitesse rotorique passe un régime transitoire d’une durée de 0.7s (durée très court) qui représente le temps de réponse de la machine, puis stabilise à vitesse 2995 tr/min ce ci voisinage de la vitesse synchronisme (3000 tr/min).(Figure. II.5(b))

Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de 57 N.met des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de 0.31 N. (Figure. II.5(a)). Le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique de la machine.

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

crête de 1.3A d'amplitude (Figure. II.5 (g)).

Les deux courants d'axe d ont la même forme (les deux étoiles sont identiques). Ces courants sont de signe négatif et se stabilise à la valeur $-1.3A$ (Figure. II.5(c)).Même chose pour les deux courants d'axe q , sauf que la valeur de courant en régime établi est presque nulle (Figure. II.5(d)).

Le flux φ_{dr} des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur $-0.96 W$ (Figure. II.5(e)), par contre le flux φ_{qr} des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi (Figure.II.5(f)).

En charge :

En appliquant une charge de 15(N.m) à l'instant $t = 2$ s, nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de 15.56(N.m) qui compense l'effet de charge et de frottement et la vitesse à 2993(tr/mn) en chute dessous de la vitesse de synchronisme. Le courant de l'étoile1 et 2 atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; celle-ci est augmentée selon la charge appliquée.

II.9. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR A COMMANDE MLI

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou à M.L.I) est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable[NEY88].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable [AMIM08].

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires.

D'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires, chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états.

Avec

$f_{ij} = 0$ Interrupteur ouvert.

$f_{ij} = 1$ Interrupteur fermé.

La (Figure.II.7) représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée [MER08][GUE01]

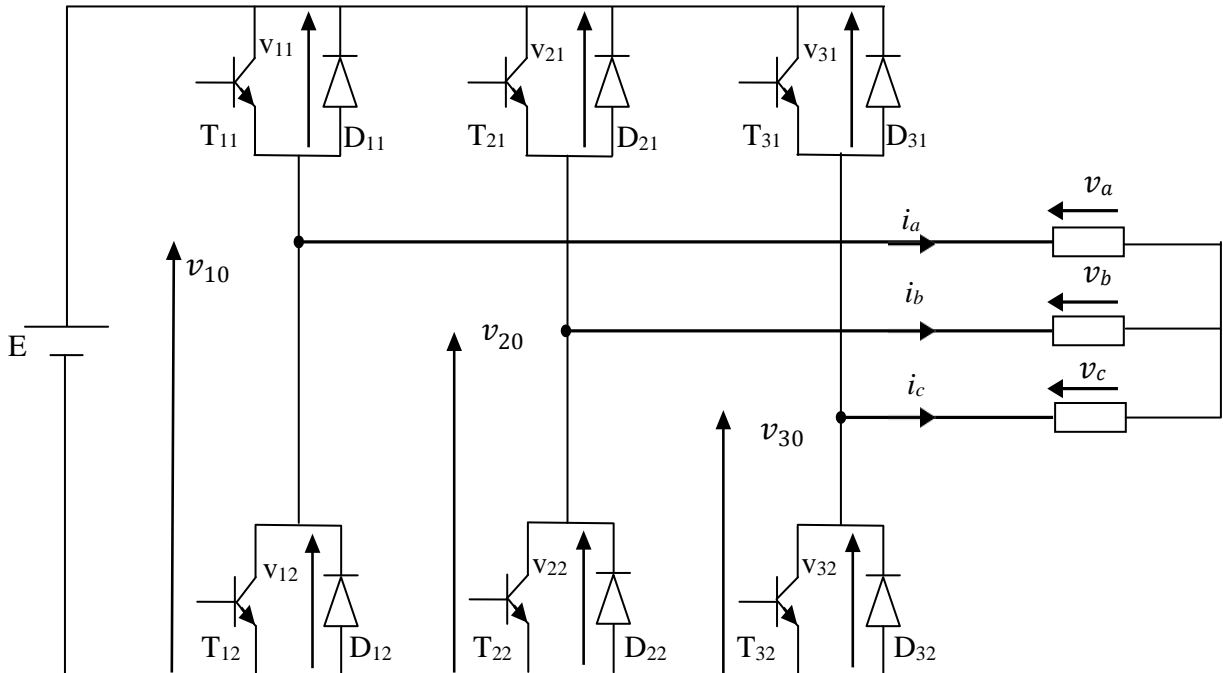
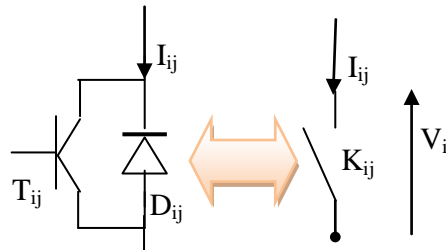


Figure.II.7 : Représentation de l'onduleur de tension MLI.

Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur, comme suit :



V_{ij} : Tension commutée.

I_{ij} : Courant commuté.

II.9.1. Fonction de connexion :

Chaque interrupteur (transistor + diode) (II.7), (K_{ij} $i = 1, 2$ ou 3 $j = 1$ ou 2), supposé idéalisé. On peut établir les relations [MER08] :

$$\begin{cases} V_{10} - V_a + V_b - V_{20} = 0 \\ V_{10} - V_a + V_c - V_{30} = 0 \end{cases}$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2V_{10} - 2V_a + V_b + V_c - V_{20} - V_{30} = 0 \tag{II.55}$$

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

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

Dans (II.55), on peut remplacer $V_b + V_c =$ par $-V_a$ et on tire.

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(2V_{10} - V_{20} - V_{30}) \\ V_b = \frac{1}{3}(-V_{10} + 2V_{20} - V_{30}) \\ V_c = \frac{1}{3}(2V_{10} - V_{20} + 2V_{30}) \end{cases} \quad (II.56)$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K_{ij} les tensions de branche V_{j0} peuvent être égales à E ou à 0 . On introduit d'autres variables f_{11} , f_{21} et f_{31} qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur K_{i1} respectivement. L'équation (II.56) peut être réécrite comme suit [MER08] [LAKH14] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (II.57)$$

II.9.2.Stratégie de commande :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire [MER08][GUE01].

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$V_{sk1ref} = [2\pi ft - 2(j- 1)/31] \quad \text{pour l'onduleur1} \quad (II.58)$$

$$v_{sk2ref} = V[2\pi ft - 2(j - 1)/3 - \alpha] \quad \text{pour l'onduleur 2}$$

Avec : $k = a, bou c, j = 1,2$ ou 3 .

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{mp} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{mp} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants [L.Hama] [MER08] :

- ◆ L'indice de modulation " m " égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = f/f_p$)

- ◆ Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = V_m/V_{pm}$).

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant [MER08]:

➤ Pour l'onduleur N°1

$$\begin{cases} si V_{ref11} \geq V_p(t) F_{11} = 1 & sinon F_{11} = 0 \\ si V_{ref12} \geq V_p(t) F_{12} = 1 & sinon F_{12} = 0 \\ si V_{ref13} \geq V_p(t) F_{13} = 1 & sinon F_{13} = 0 \end{cases}$$

➤ Pour l'onduleur N°2

$$\begin{cases} si V_{ref21} \geq V_p(t) F_{21} = 1 & sinon F_{21} = 0 \\ si V_{ref22} \geq V_p(t) F_{22} = 1 & sinon F_{22} = 0 \\ si V_{ref23} \geq V_p(t) F_{23} = 1 & sinon F_{23} = 0 \end{cases}$$

II.10.ALIMENTATION DE LA MASDE PAR DEUX ONDULEURS DETENSION

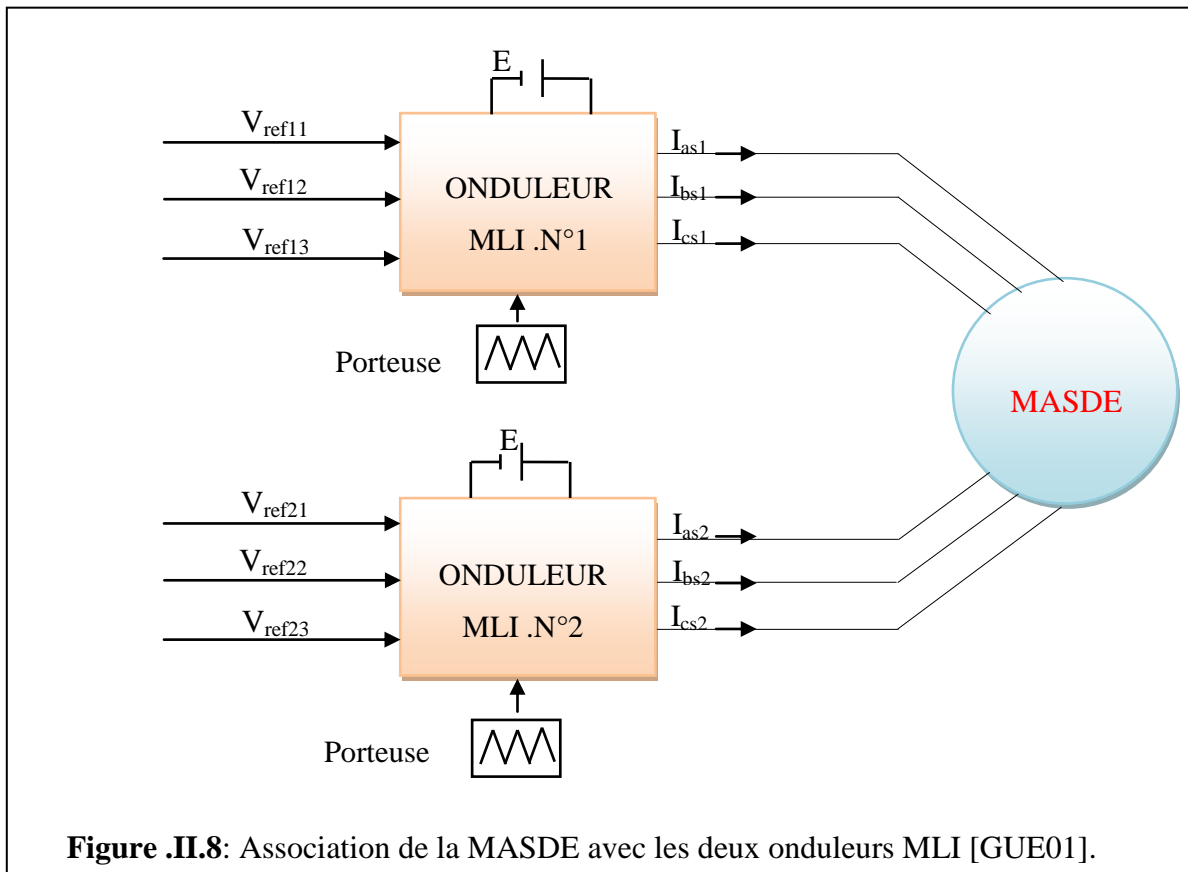
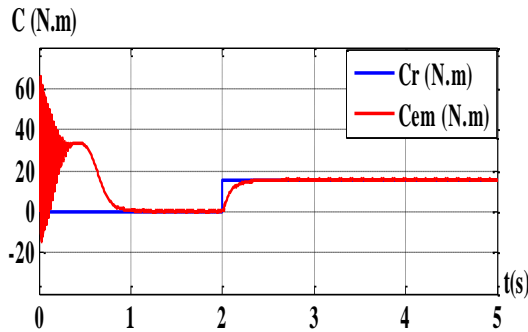


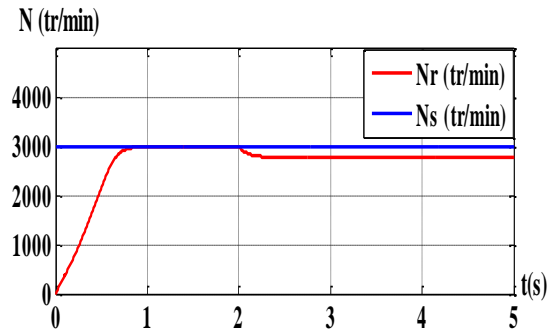
Figure .II.8: Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI [GUE01].

II.10.1. Résultats de simulation :

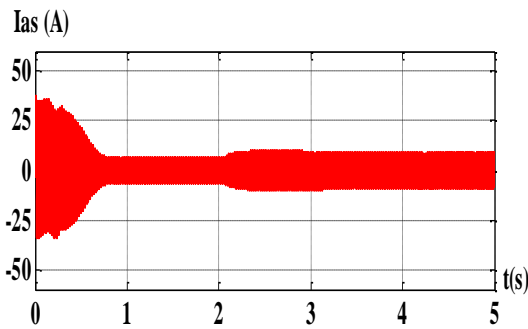
La simulation numérique est effectuée pour $m = 21$ et $r = 0,8$. Les résultats de simulation de l'association des deux onduleurs avec la MASDE sont représentés par la Figure .II.9, Comme on remarque que ces résultats sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs.



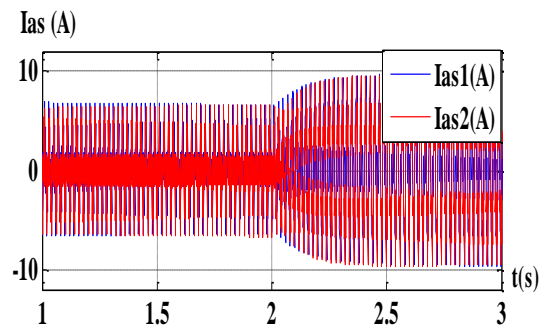
(a) Le couple électromagnétique Cem (N.m)



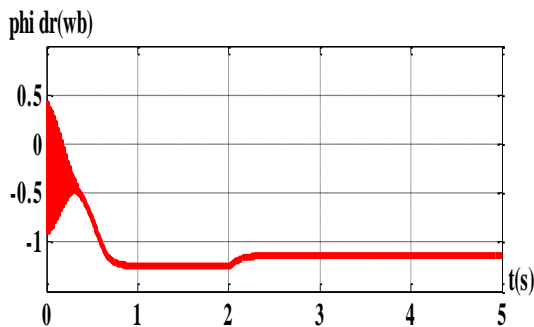
(b) La vitesse N (tr/min)



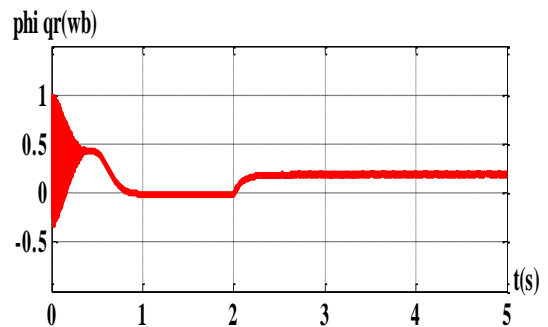
(c) Les courants statoriques $Ias1$ et $Ias2$ (A)



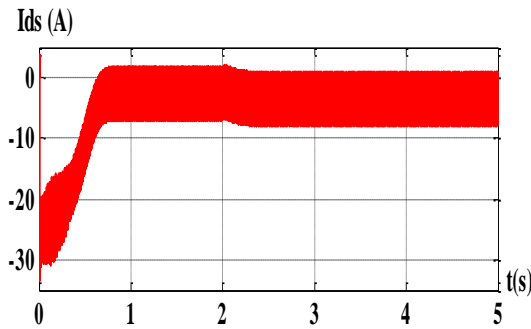
(d) Zoom $Ias1$ et $Ias2$ (A).



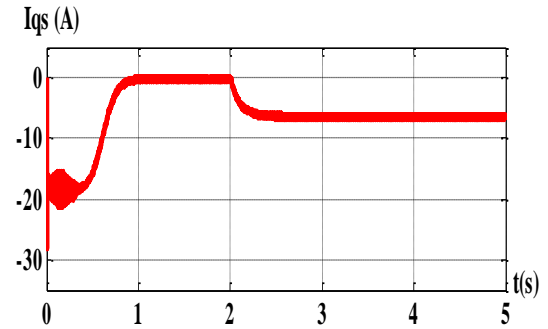
(e) Le flux rotorique φdr (Wb).



(f) Le flux rotorique φqr (Wb).



(g) Le courants $isd1$ (A)



(h) Le courants $isd1$ (A)

Figure.II.9: Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

II.10.2. Interprétations des résultats :

La figure (II.9) représente les résultats de simulation de MASDE alimentées par les deux onduleurs de tension à commande MLI sinusoïdale triangle dont $r=0.8$ et $m=21$, suivi l'application d'une charge de $15N.m$ à $t = 2s$. On remarque que ces résultats sont les même que elles obtenus dans le cas de la machine alimente par la tension sinusoïdale (figureII.6) mais avec l'apparition des ondulations au niveau du couple électromagnétique, et au niveau des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (étoiles 1 et 2) et au niveau des flux rotoriques d'axes d et q. Ce que montre que cette technique engendre une augmentation des ondulations qui sont dues principalement aux harmoniques délivrées par l'onduleur.

II.11.CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone double étoile en utilisant la transformation de Park, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commandés par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, la suite du travail sera consacrée à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande vectorielle.

Chapitre III

La Commande vectorielle

de la machine asynchrone double étoile

III.1 INTRODUCTION

Le développement de nouvelles stratégies de commandes par l'électronique de puissance ont permis une augmentation des fréquences de commutation et par conséquent une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calculs ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage de flux et du couple dans les machines à courant alternatif en régime transitoire et permanent. L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle à flux rotorique orienté (Flux Oriented Control), introduite par Kovacs en 1959 et reprise par Blascke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important [H.Loun13] [M.Ham07].

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique sur la MASDE. Cependant, nous présentons au premier lieu le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle.

III.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statorique, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse ω_s . Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [PIE92] [MIC01].

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (Fig. III.1). En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux [LAKH14].

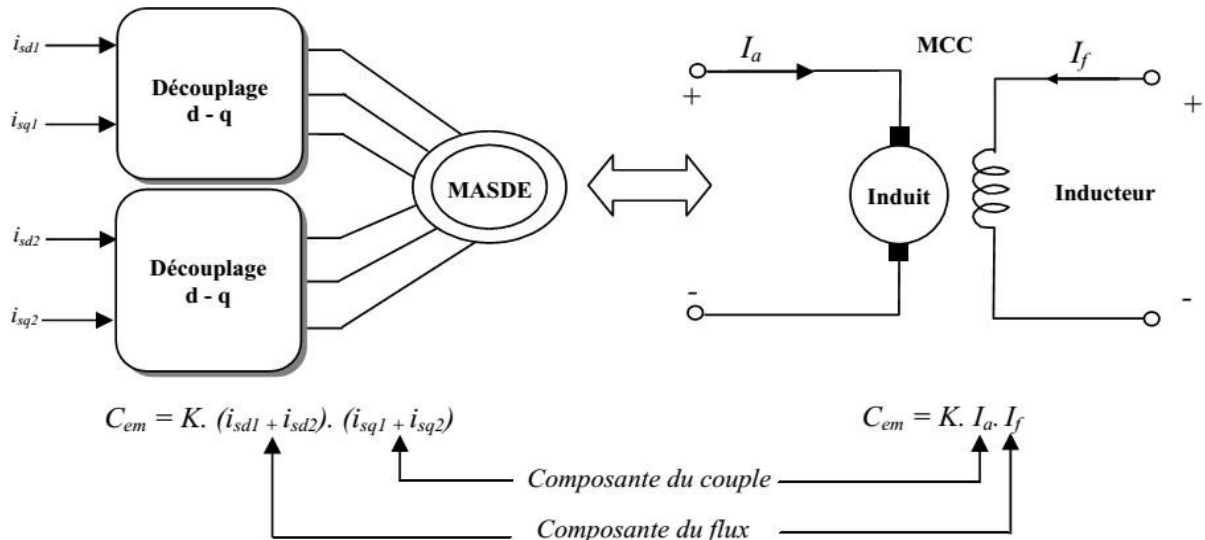


Figure.III.1: Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée [GUE01].

L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donnée :

$$\text{Par : } C_{em} = K\phi I_a = K'I_a I_f$$

Avec :

ϕ : flux imposé par le courant d'excitation.

I_f ; I_a : courant d'induit.

K, K' : constantes.

III.3.PROCÈDE D'ORIENTATION DU FLUX

La modélisation de la MASDE (chapitre II) est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant, de ce fait les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles[Tir.Zoh14][MER08].

1) Flux rotorique:

$$\phi_{dr} = \phi_r ; \quad \phi_{qr} = 0. \quad (\text{III.1})$$

2) Flux statorique:

$$\phi_{ds} = \phi_s ; \quad \phi_{qs} = 0. \quad (\text{III.2})$$

3) Flux d'entrefer:

$$\phi_{dm} = \phi_m ; \quad \phi_{qm} = 0. \quad (\text{III.3})$$

Pour la MASDE nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique Figure (III.2). car cela permet d'aboutir un variateur de vitesse ou le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques [MER08] [GUE01].

c'est à dire :

$$\phi_{dr} = \phi_r;$$

$$\phi_{qr} = 0$$

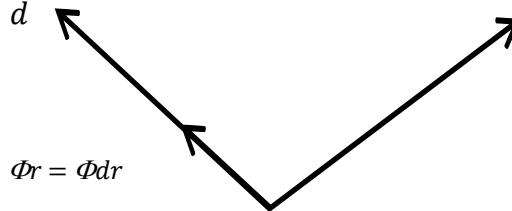


Figure.III.2 : L'orientation du flux rotorique sur l'axe d [GUE01].

La formule de couple devient alors:

$$Cem = p \frac{Lm}{Lm+Lr} [\phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (III.4)$$

Avec:

$$K = p \frac{Lm}{Lm+Lr} \quad \text{et} \quad i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$$

L'équation (III.4) devient:

$$Cem = p \frac{Lm}{Lm+Lr} [\phi_r(i_{qs1} + i_{qs2})] = K\phi_r i_{qs} \quad (III.5)$$

D'après l'équation(III.5) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée [GUE01].

III.4.MÉTHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double étoile, il existe deux méthodes : directe et indirecte [Boud03] [GUE01].

III.4.1. Méthode directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux Procèdes sont utilisés [BOUG01] [Yahdou11].

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

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

III.4.2. Méthode indirecte :

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique seulement sa position. Le descriptif (méthode indirecte) signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [Yahdou11][PIE92].

III.5 RÉGULATION DE LA VITESSE PAR LA MÉTHODE DIRECTE

La commande vectorielle directe nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. A cet effet, un estimateur du flux rotorique φ_{rest} est implanté à partir des mesures de courants statoriques et les transformés en $ids1$, $iqs1$, $ids2$ et $iqs2$ et de la pulsation du glissement [CAP92].



Figure .III.3 : Le bloc de commande à flux Orienté [CAP92].

Considérons comme références de commande le flux rotorique ϕ_r^* et le couple C_{em}^* .

En tenant compte de la condition, $i_{dr} = \phi_r^* \text{ et } \phi_{qr} = 0$, le système d'équation (II.45) devient :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_r^* - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (III.6)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (III.7)$$

En remplaçant ($\phi_{dr} = \phi_r^*$) dans les équations des tensions rotoriques (II.32), on obtient

$$i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{R_r} i_{dr} = 0$$

En substituant ($i_{dr} = 0$) dans l'équation (III.6), On tire:

$$\phi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (III.8)$$

A partir de l'équation (III.7), on trouve :

$$L_m(i_{qs1} + i_{qs2}) = - (L_m + L_r) i_{qr} \quad (III.9)$$

En remplaçant (III.7) et (III.8) dans (II.33) on trouve :

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{aligned} \quad (III.10)$$

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

En remplaçant (III.8), (III.9) et (III.10) dans le système d'équation (II.32), on obtient:

$$\begin{aligned} V_{ds1}^* &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - w_s^* (L_{s1} i_{qs1} + t_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1}^* &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + w_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ V_{ds2}^* &= R_{s1} i_{ds2} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds2} - w_s^* (L_{s1} i_{qs2} + t_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \end{aligned} \quad (III.11)$$

Avec:

$$t_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad \omega_{gl}^* = w_s^* - w_r$$

On a: $\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m (i_{qs1} + i_{qs2})}{(L_m + L_r) \phi_r^*} \quad (III.12)$

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_r + L_m) C_{em}^*}{P L_m \phi_r^*}$$

$$\text{Donc: } C_{em}^* = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r^* (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (\text{III.13})$$

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

$$\begin{aligned} V_{ds1} &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ V_{qs1} &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ V_{ds2} &= R_{s1} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ V_{qs2} &= R_{s1} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Le système (III.14) montre que les tensions statoriques sont directement reliées aux courants statoriques. Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, on introduit les tensions statoriques de références :

$$\begin{aligned} V_{ds1}^* &= V_{ds1} + V_{ds1c} \\ V_{qs1}^* &= V_{qs1} + V_{qs1c} \\ V_{ds2}^* &= V_{ds2} + V_{ds2c} \\ V_{qs2}^* &= V_{qs2} + V_{qs2c} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Ou :

$$\begin{aligned} V_{ds1c} &= -\omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + t_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1c} &= \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ V_{ds2c} &= -\omega_s^* (L_{s1} i_{qs2} + t_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs2c} &= \omega_s^* (L_{s1} i_{ds2} + \phi_r^*) \end{aligned}$$

Avec:

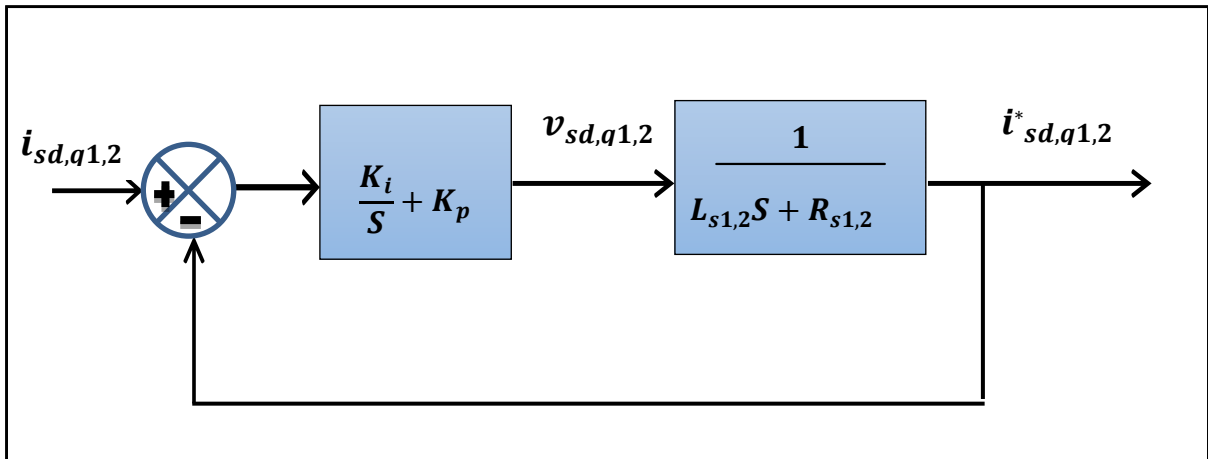
Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2} ton obtient à leurs sorties les tensions statorique V_{ds1} , V_{ds2} , V_{qs1} , V_{qs2}

III.5.1. SYNTHÈSE DES RÉGULATEURS PI :

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes, pour cela on utilise des régulateurs de types PI [LAKH14].

III.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur des courants :

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les



deux axes « d » et « q » [GUE01].

Figure .III.4 : Le schéma de régulation des courants.

La fonction de transfert en boucle fermée de la figure (III.4) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{dq,s1,s2}}{i_{dq,s1,s2}^*} = \frac{(k_i + k_p s)}{L S^2 + (R + k_p) S + k_i} \quad (\text{III.16})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$P(s) = \frac{1}{t s + 1} \quad (\text{III.17})$$

Il suffit d'identifier (III.16) à (III.17) comme suit :

$$\frac{(k_i + k_p s)}{L S^2 + (R + k_p) S + k_i} = \frac{1}{t S + 1} \quad (\text{III.18})$$

Ce qui donne :

$$k_p t S^2 + (k_i + k_p) S + k_i = a S^2 + (b + k_p) S + k_i \quad (\text{III.19})$$

D'où :

$$\begin{cases} k_p = \frac{a}{t} \\ k_i = \frac{b}{t} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Donc:

$$\begin{cases} k_{p1} = \frac{L_1}{t} \\ k_{i1} = \frac{R_1}{t} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} k_{p1} = \frac{L_2}{t} \\ k_{i1} = \frac{R_2}{t} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Et on prend $t = \frac{T_r}{6}$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $t = \frac{T_r}{6}$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

III.5.1.2 Régulateurs de vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse est présent sur la Figure(III.5) :

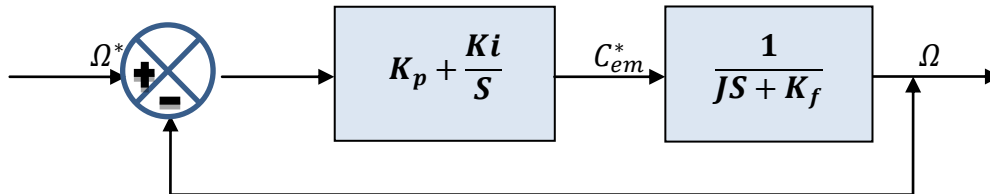


Figure. III.5. Schéma d'un régulateur de vitesse [Yahdou11].

Pour le réglage de la vitesse, plusieurs types peuvent être appliqués le régulateur PI est le plus simple, d'où la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{(k_{pv}S + k_{iv})}{jS^2 + (f + k_{pv})S + k_{iv}} \quad (\text{III.22})$$

On prend :

$$\begin{cases} k_{pv} = \frac{j}{t} \\ k_{iv} = \frac{f}{t} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Avec : $t = t_r$

III.5.1.3 Bloc de défluxage :

Dans le cas où la tension aux bornes de la machine est constante alors le flux augmente avec une vitesse inférieure ou égale la vitesse nominale et diminue avec une vitesse supérieure à la vitesse nominale. Ce principe est défini par la fonction non linéaire suivante [GUE01]:

$$\begin{cases} \phi_r^* = \phi_n & \text{Pour : } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \phi_r^* = \phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{Pour : } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (III.24)$$

Ω_n : La vitesse nominale

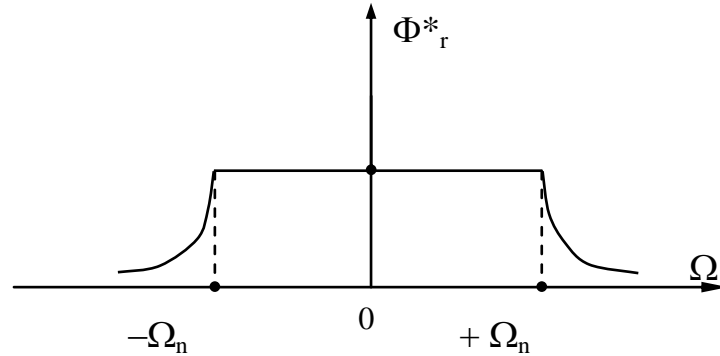


Figure .III.6 : Schéma de Défluxage [GUE01] [LAKH14].

On admet que $i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$ et $i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$

Le schéma de découplage DFOC (Direct Field Oriented Control) est illustré par la figure (III.7)

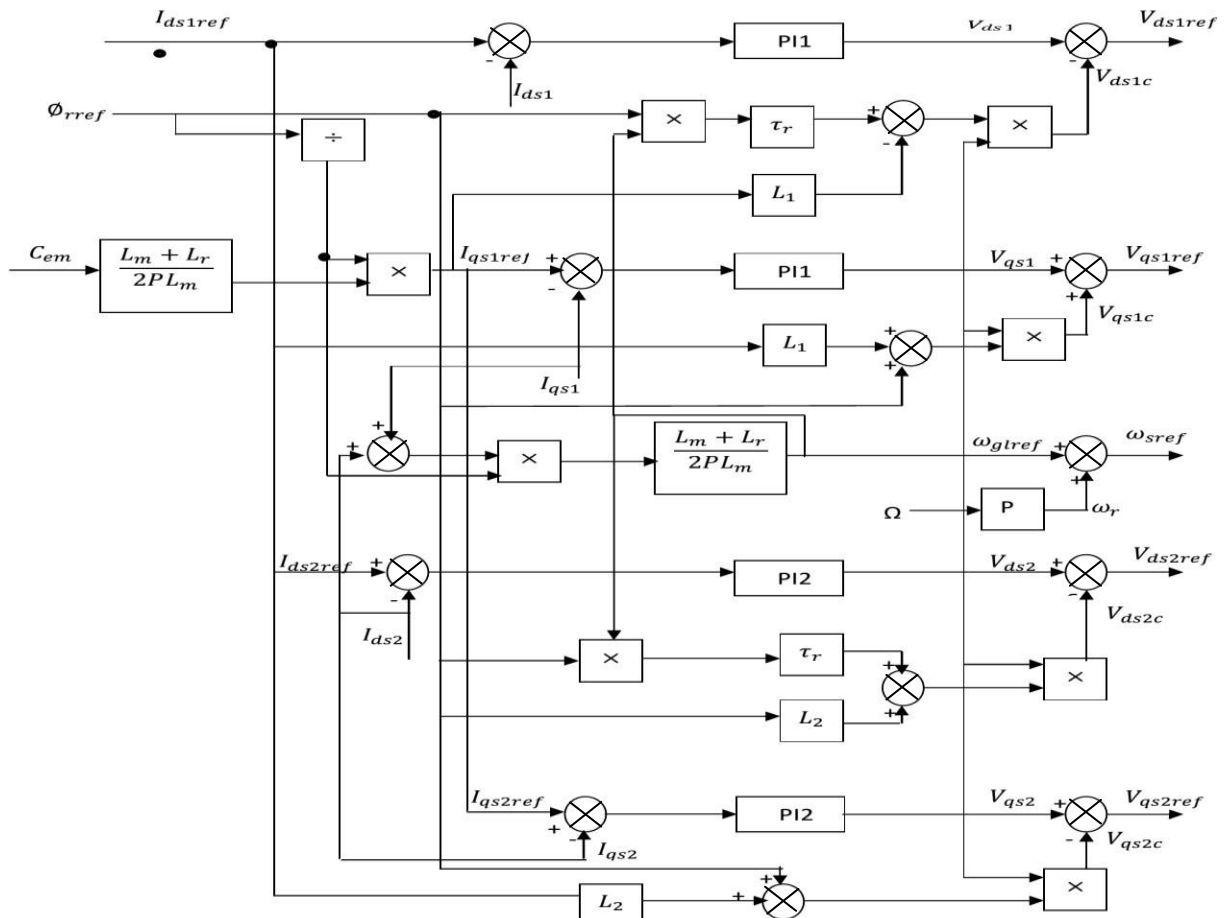


Figure. III.7 : Schéma bloc de découplage (DFOC) [GUE01] [Boud03].

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

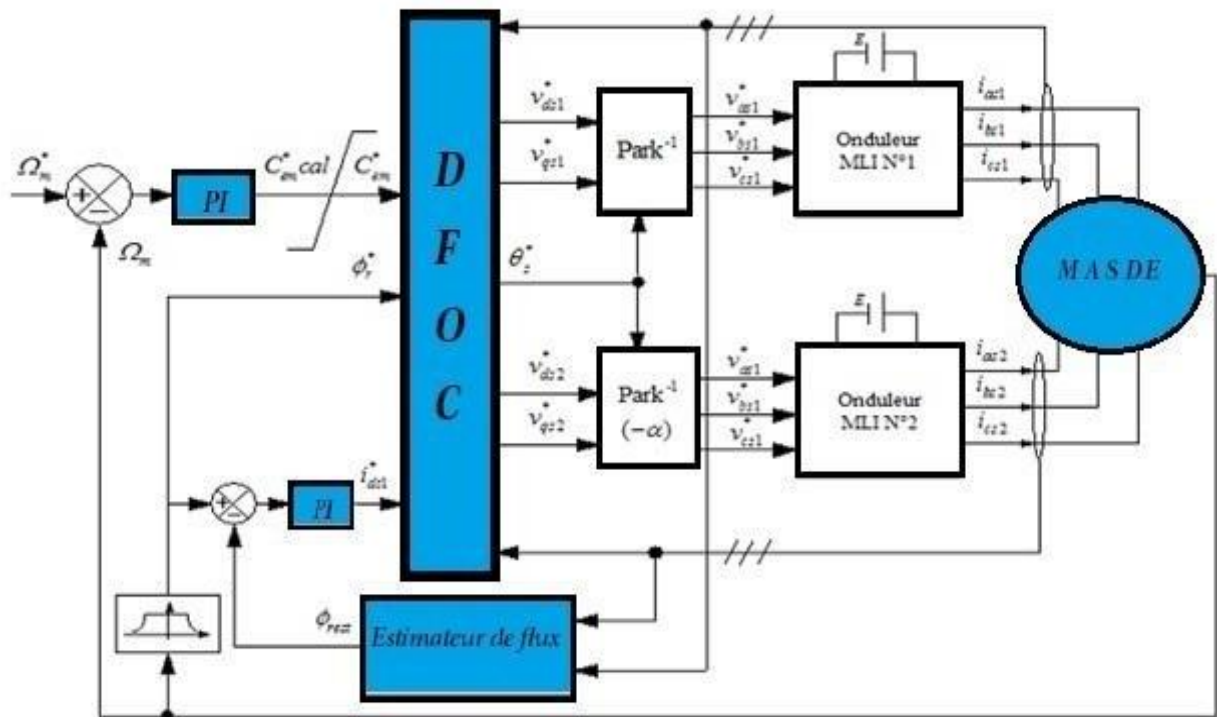


Figure .III.8: Commande vectorielle directe de la MASDE [GUE01].

III.5.1.4 Estimateur du flux :

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{drest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{gl}^* \phi_{qrest} - \frac{R}{L_m + L_r} \phi_{drest} \\ \frac{d\phi_{qrest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) + \omega_{gl}^* \phi_{drest} - \frac{R}{L_m + L_r} \phi_{qrest} \end{array} \right. \quad (III.25)$$

Le module de flux rotorique estimé est donné par:

$$\phi_{rest} = \sqrt{\phi_{drest}^2 + \phi_{qrest}^2} \quad (III.26)$$

III.5.1.5. Régulateur de flux :

La figure (III.9) représente le schéma bloc d'un régulateur de flux.

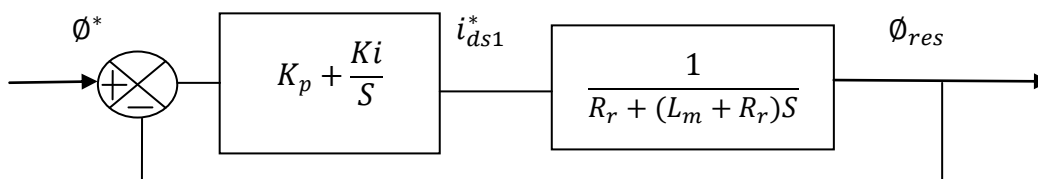


Figure III.9 : Régulateur de flux [GUE01].

La fonction de transfert en boucle fermée :

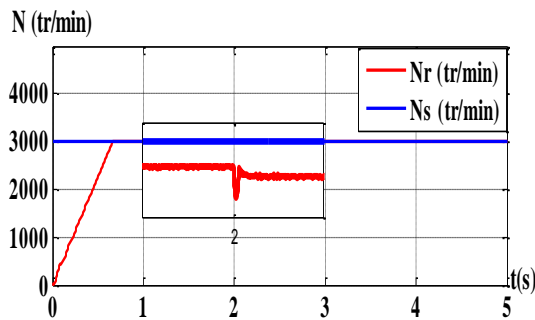
$$\frac{\phi^*}{\phi_{rest}} = \frac{2R_r L_m (k_{if} S + k_{pf})}{(L_m + R_r) S^2 + (R_r + 2R_r L_m k_{pf}) S + 2R_r L_m k_{if}} \quad (III.27)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} k_{pf} = \frac{L_m + R_r}{2R_r L_m t_r} \\ k_{if} = \frac{1}{2L_m t_r} \end{cases} \quad (III.28)$$

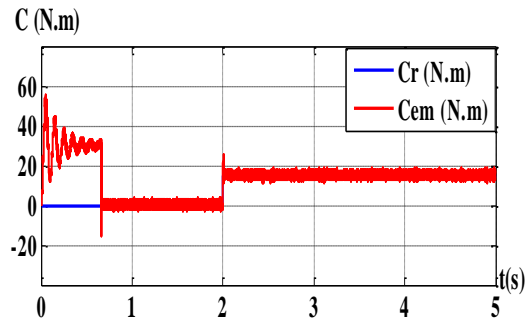
III.5.6. SIMULATION ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Les résultats de simulation ont été effectués pour deux tests :

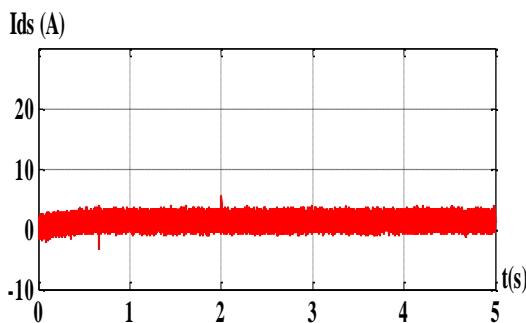
- Pour le premier test, il s'agit d'application d'une charge $C_r = 15 N.m$ à partir de $t = 2s$. La vitesse de référence est de 3000 tr/min (Figure. III.10).
- Dans le deuxième test, nous avons inversé le sens de rotation (de 3000 à -3000 tr/min) à l'instant $t = 2s$, en fonctionne à vide (Figure. III.11).



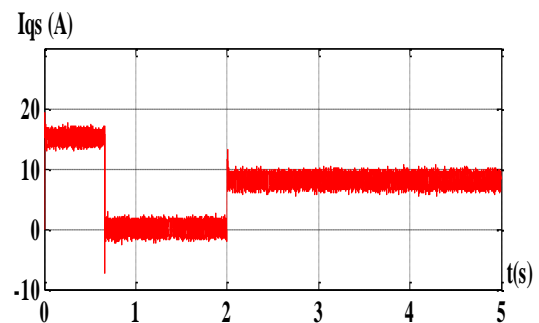
(a) La vitesse N (tr/min).



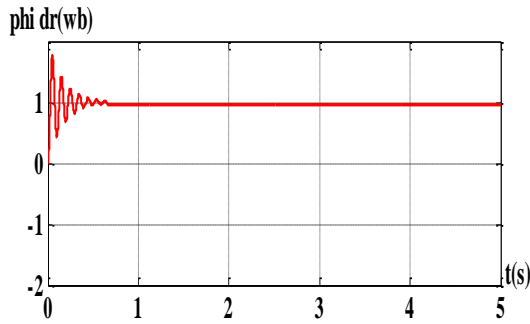
(b) Le couple électromagnétique Cem (N.m).



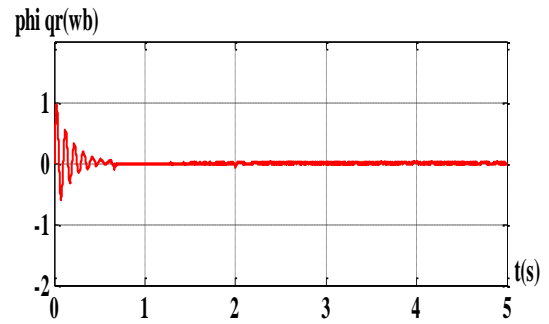
(c) Le courant ids (A).



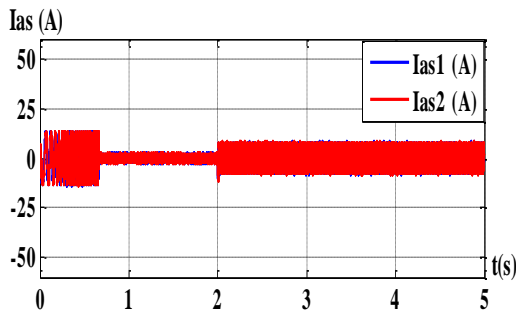
(d) Le courant iqs (A)



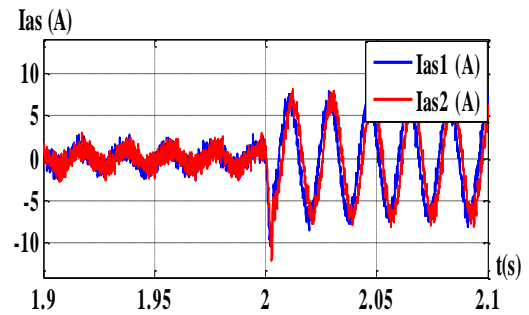
(e) Le flux ϕ_{dr} (Wb)



(f) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

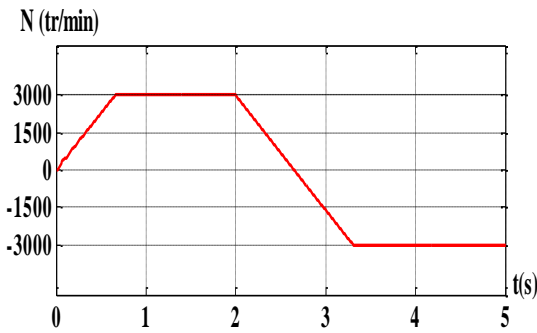


(g) Le courant i_{as} (A).

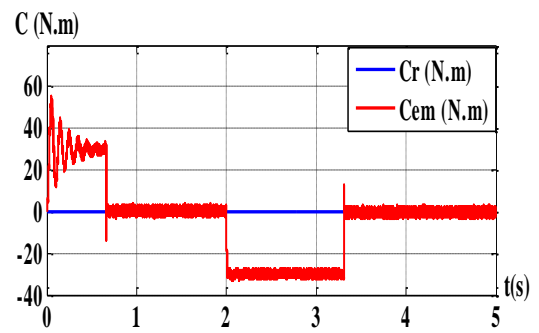


(h) Zoom i_{as} (A).

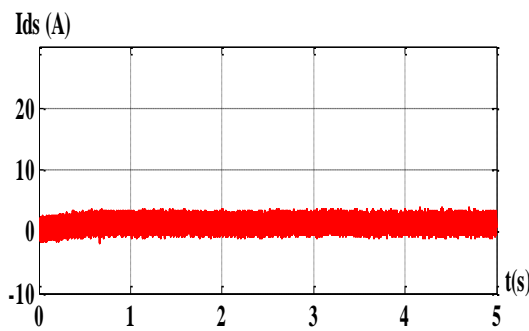
Figure. III.10 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge.



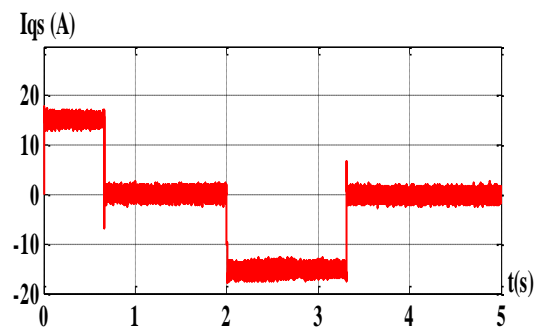
(a) La vitesse N (tr/min).



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



(c) Le courant i_{ds} (A).



(d) Le courant i_{qs} (A)

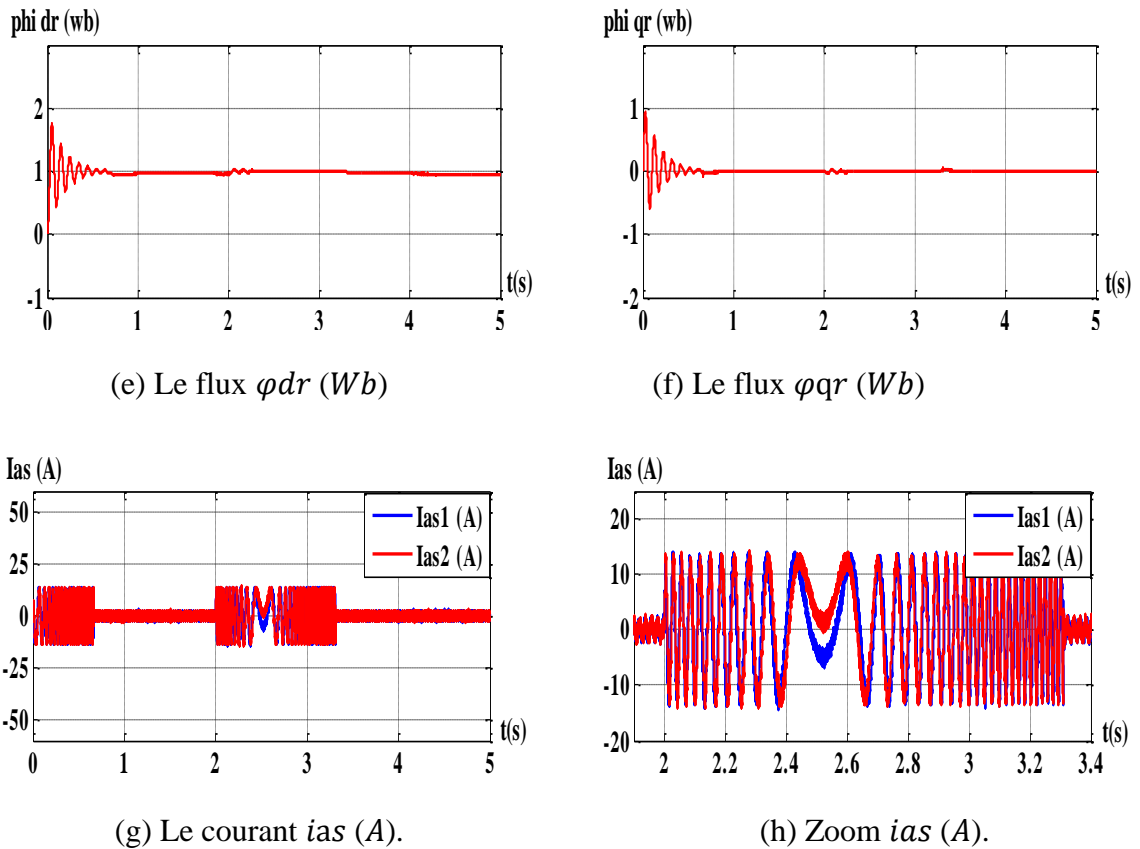


Figure .III.11 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge avec inversion de vitesse.

• **Dans le premier test, on constate que :**

La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de $t = 0.63s$, avec un dépassement de 0.25%. A l'instant $t=2s$ on observe une perturbation pendant 0.003s (Figure .III.10(a)).

Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ $57N.m$. D'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à $t = 2s$ il compense le couple de charge appliqué à la machine (Figure .III.10(b)).

Un appel de courant i_{as} en régime transitoire de valeur crête 14A, même en charge mais de valeur crête faible par rapport au régime transitoire (Figure .III.10(g)). Le courant i_{qs} à la même forme que celle du couple électromagnétique (Figure .III.10(d)).

Le flux φ_{dr} oscille autour de la valeur à $0.7Wb$ (Figure .III.10(e)).

Le flux φ_{qr} est de même forme que φ_{dr} avec une valeur de stabilisation $0 Wb$ (Figure .III.10(f)).

• Dans le deuxième test, on constate que :

La vitesse de rotation prend rapidement sa valeur de référence, elle s'inverse à -3000 tr/min . Durant un temps d'environ 1.25 s puis se stabilise à la valeur de référence. (Figure .III.11(a)). Le changement du sens de rotation conduit à un couple électromagnétique négatif d'environ (-30 N.m) . Puis il se stabilise autour de zéro (pas de charge) (Figure .III.11(b)).

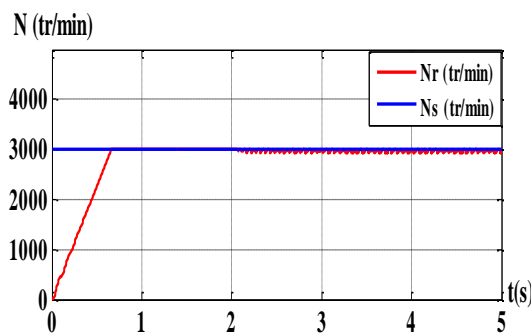
Un appel de courant statorique pendant le temps écoulé pour l'inversion de sens de rotation. Après l'inversion, le courant i_{as1} a une allure proche de la sinusoïde de valeur crête 2.5 A (Figure .III.11(g)).

L'inversion du sens de rotation conduit à un courant i_{qs1} négatif d'environ 17 A . Puis il se stabilise à la valeur zéro (Figure .III.11 (d)).

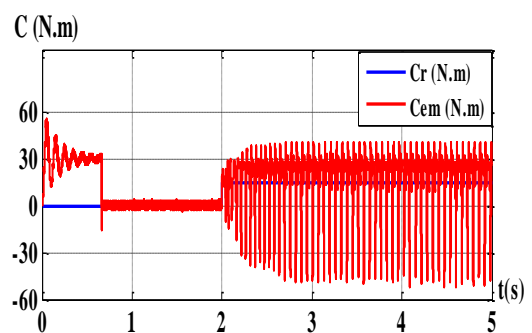
Les deux flux rotoriques ont une allure sinusoïdale amortie au démarrage. Puis ils se stabilisent autour de leurs valeurs imposées. Pour φ_d (Figure .III.11 (e)), pour φ_{qr} (Figure .III.11 (f)).

III.5.7. TEST DE ROBUSTESSE

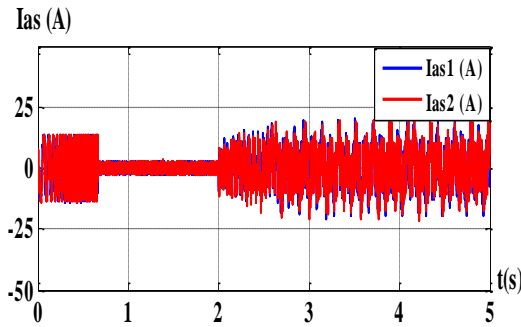
La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDE. Le fonctionnement des machines électriques est sensible aux variations de la constante de temps rotorique.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



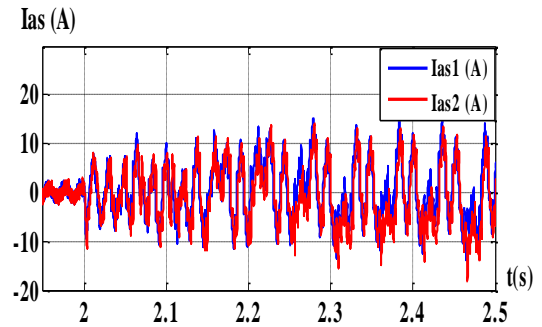
(a) La vitesse $N \text{ (tr/min)}$.



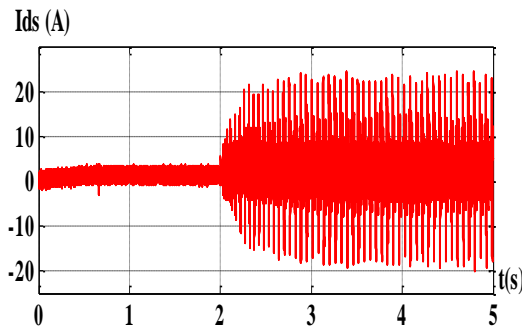
(b) Le couple électromagnétique $C_{em} \text{ (N.m)}$.



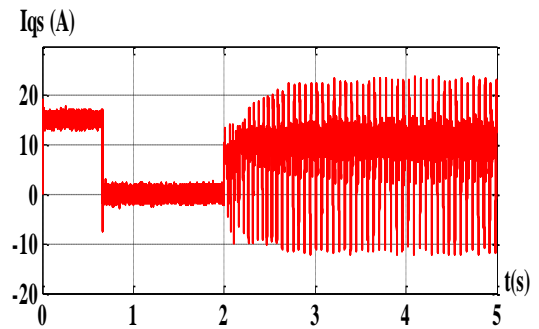
(c) Le courant I_{as} (A).



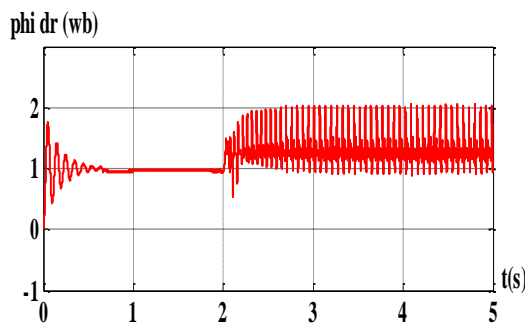
(d) Zoom I_{as} (A).



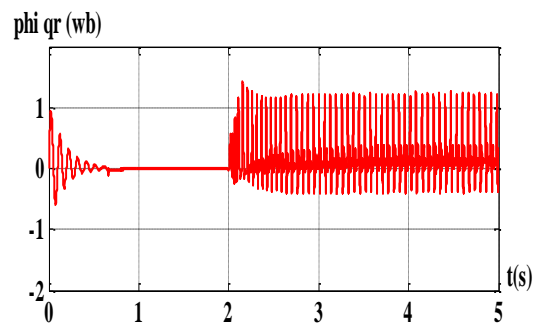
(e) Le courant I_{ds} (A).



(f) Le courant I_{qs} (A).



(g) Le flux φ_{dr} (Wb)



(h) Le flux φ_{qr} (Wb)

Figure .III.12 : Performances de la MASDE vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique ($R_r = 2R_r$ à partir de $t = 2s$) en charge.

La Figure .III.12 représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance rotorique ($R_r = 2R_r$ à partir de $t = 2s$) et on applique une charge $C_r = 15$ N.m .

La vitesse de rotation présente des oscillations lors du changement de la résistance rotorique et l'introduction de la charge, de valeur ± 8 de la valeur de la vitesse de référence (Figure .III.12 (a)).

Le courant i_{as} présente en charge des pics de courant l'instant $t = 2$ de valeur 15A dans une cour durée (Figure .III.12(c)). De grandes perturbations sont observées au niveau du couple électromagnétique en charge allant jusqu'à $41,5N.m$ (Figure .III.12 (b)).

Le courant d'axe 'q' i_{qs1} a la même forme que celle du couple électromagnétique (Figure .III.12 (f)). Les flux rotoriques selon (d, q) présentent des oscillations à l'instant $t = 2$ (Figure .III.12(g)(h)).

III.6.CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, dont il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple. Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande par mode de glissement qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV

La commande par mode glissant
de la machine asynchrone double étoile

IV.1. INTRODUCTION

À partir des années 80, la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle a été considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [NEM02].

La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers plusieurs études théoriques, ses principaux domaines d'application sont la robotique [WAN99] et la commande des moteurs électriques [ISH93]. L'avantage que procure une telle commande, qui la rend aussi importante, est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle.

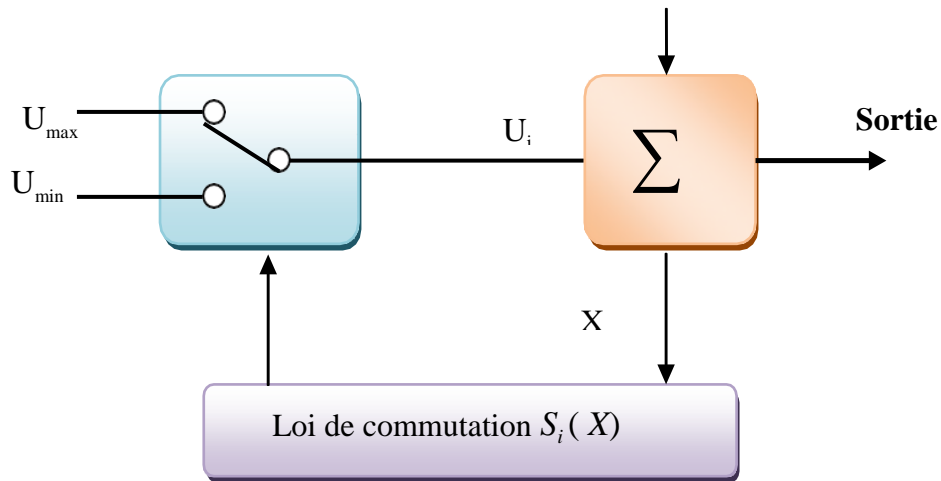
Dans ce chapitre, on applique la commande par mode glissant sur la machine asynchrone double étoile. Pour cela on présente un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable, en suite la conception de commande et leur application sur la MASDE.

IV.2. GENERALITE SUR LA THEORIE DE CONTROLE PAR LE MODE DE GLISSEMENT

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et finalement, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "*commande équivalente*" [ZEM17].

IV.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure IV.1. Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas [Pet04].



Figur.IV.1:Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

IV.2.2.Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état :

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure.IV.2. D'après les études menées précédemment [Bet03], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction. Un ouvrage a été consacré à ce type de commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [ZEM17][Yahdou11].

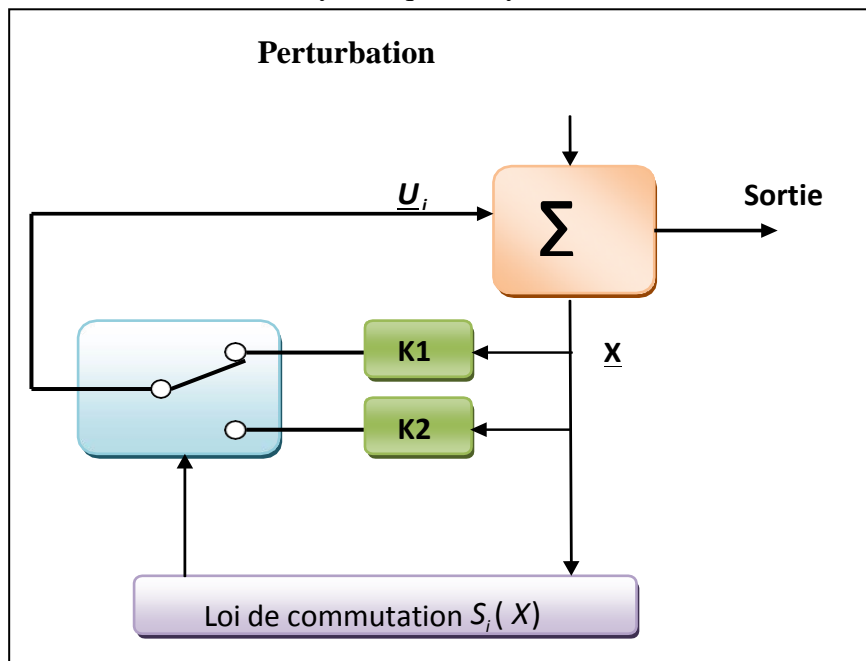


Figure.IV.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

IV.2.2. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente :

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure.IV.3, présente un réel avantage. Elle permet de pré positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente [Khe07] [Yahdou11].

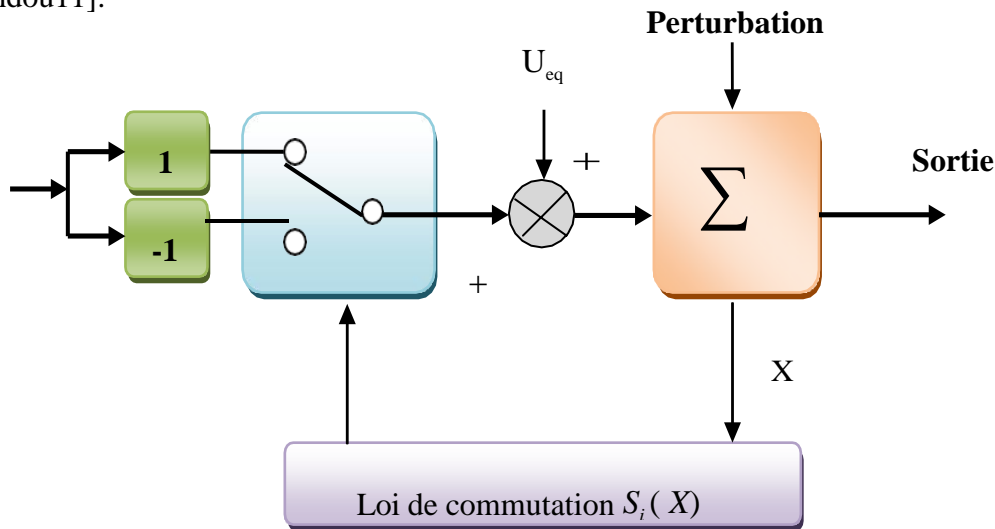


Figure.IV.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Avec :

U : vecteur de commande.

U_{eq} : vecteur de commande équivalente.

ΔU : vecteur de commande discontinue.

X : vecteur des variables.

S_i : vecteur surface de commutation.

IV.3 PRANCIPÉ DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DES SYSTÈMES À STRUCTURE VARIABLE

La commande des systèmes non-linéaires à structure variable est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix permettra à tout instant de commuter entre ces structures, en combinant les propriétés utilisées de chacune de ces structures afin d'avoir un comportement désiré du système global [Yahdou11]

IV.3.1 Systèmes non linéaires à structure variable :

Le comportement des systèmes non-linéaires possédant des discontinuités peut être décrit formellement par l'équation d'état généralisée :

$$\dot{\mathbf{Z}}(\mathbf{t}) = \mathbf{F}(\mathbf{X}, \mathbf{t}, \mathbf{U}) \quad (\text{IV-1})$$

Où $\mathbf{X} \in \mathcal{R}^n$ est le vecteur d'état, t le temps et $\mathbf{F} \in \mathcal{R}^p$ est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps. Cette classe de système possède un terme qui représente, à la fois, la discontinuité et le contrôle \mathbf{U} .

Historiquement, les premiers régulateurs bâtis sur ce modèle ont été de simple relais. Faciles à mettre en œuvre. Ils ont ainsi amené les automaticiens à développer une théorie qui puisse décrire un tel fonctionnement. Les bases d'une telle théorie ont été posées : il suffit de dire que le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes, suivant que l'équation d'évolution du système soit supérieure ou inférieure à une surface dénommée *hyper-surface* (surface augmentée) de commutation où:

$$S(\mathbf{X}) = (S_1(\mathbf{X}) \ S_2(\mathbf{X}) \ \dots \ S_m(\mathbf{X})) \quad (\text{IV-2})$$

On a alors :

$$\begin{cases} U^+(\mathbf{X}, \mathbf{t}) & \text{Si } S(\mathbf{X}, t) > 0 \\ U^-(\mathbf{X}, \mathbf{t}) & \text{Si } S(\mathbf{X}, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV-3})$$

En effet, comme nous l'avons dit précédemment, la commande par modes glissants est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante:

$$\begin{cases} F^+ = F(\mathbf{X}, \mathbf{t}) & \text{Si } S(\mathbf{X}, t) > 0 \\ F^- = F(\mathbf{X}, \mathbf{t}) & \text{Si } S(\mathbf{X}, t) < 0. \end{cases} \quad (\text{IV-4})$$

Où $S(\mathbf{X}, t)$ est la fonction de commutation.

$$S_0 = (\mathbf{X}(t) / S(\mathbf{X}, t) = 0) \quad (\text{IV-5})$$

S_0 : est la surface de commutation.

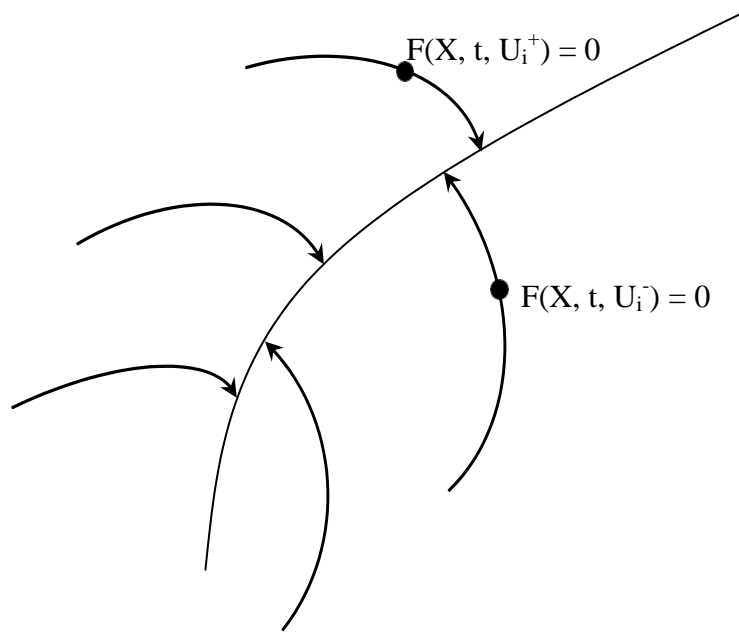


Figure.IV.4 : Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande.

Ainsi, le problème de l'existence du régime glissant se résume à analyser la trajectoire du système, qui ne doit pas s'éloigner de la surface S . Nous cherchons à vérifier que la distance et la dérivée de la distance (autrement dit, la vitesse d'approche), entre la trajectoire et la surface de commutation soient opposées en signe, cela peut-être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{S \rightarrow 0^-} S > 0 \text{ et } \lim_{S \rightarrow 0^+} S < 0 \quad (\text{IV-6})$$

Ici, on a choisi une surface de glissement (sur laquelle on commute); C'est la surface sur laquelle le système évolue comme on le désire.

IV.4 LES MODES DE LA TRAJECTOIRE DANS LE PLAN DE PHASE

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [CHE01]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [HAM03] (figure. IV.5).

- **Le mode de convergence (MC)** : ou le mode non glissant ou la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.

- **Mode de glissement (MG)** : le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement.
- **mode de régime permanent (MRP)** : Il est nécessaire pour l'étude du Comportement d'un système autour du point d'équilibre.

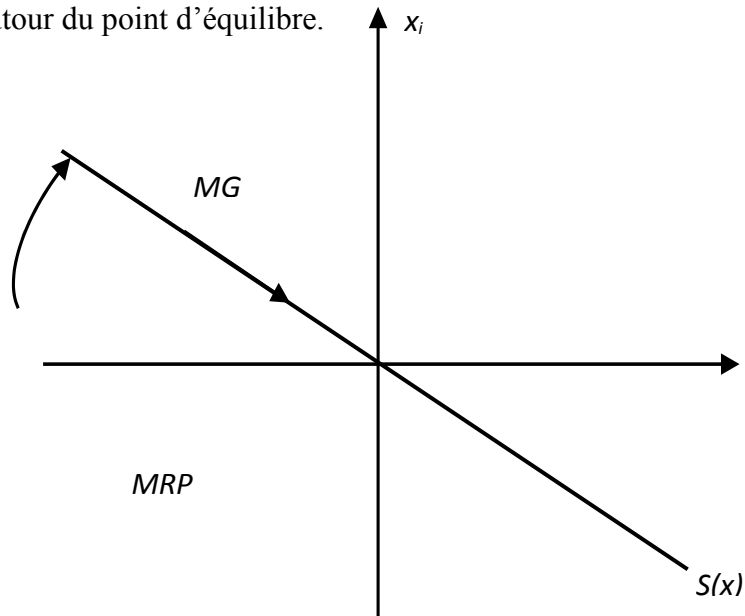


Figure IV.5: Les modes de trajectoire dans le plan de phase.

IV.5. CONCEPTION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE PAR LE MODE GLISSANT

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [NEM02], [SAI06] :

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- Détermination de la loi de commande.

IV.5.1 Le choix de surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire de ses surfaces et également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (IV-7)$$

Où $[X] \in R_n$ est le vecteur d'état, $[U] \in R_m$ le vecteur de commande, avec $n > m$ généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} , plusieurs travaux [BEN96], [SAI06], [HAZ04], [HUA06] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial x} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (IV-8)$$

Avec :

$e(x) = x_{ref} - x$: L'écart de la variable à régler.

λ : Gain positif.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire

Apparaître la commande Tel que : $\frac{\partial S}{\partial U} \neq 0$ assure la contrôlabilité.

Pour $r = 1$, $S(X) = e(X)$

Pour $r = 2$, $S(X) = \lambda_X e(X) + \dot{e}(X)$

Pour $r = 3$, $S(X) = \lambda_X^2 e(X) + 2\lambda_X \dot{e}(X) + \ddot{e}(X)$

L'objectif de la commande est de garder la surface $S(X)$ égale à zéro, Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(X) = 0$, pour un choix convenable du paramètre λ_X , ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence [Yahdou11].

IV.5.2 Conditions de convergence :

Les conditions de convergence sont situées dans le cadre de permettre aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement indépendamment de la perturbation, On a deux conditions:

➤ L'approche directe :

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin. Elle s'exprime sous la forme [Yahdou11]:

$$\dot{S}(X) > 0 \quad \text{si } S(X) < 0$$

$$\dot{S}(X) < 0 \text{ si } S(X) > 0$$

Cette condition peut être donnée autrement par :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \tag{IV-9}$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(X)$ et sa dérivée $\dot{S}(X)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la droite de commutation.

➤ **L'approche de Lyapunov :**

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$ [GUE01].

Pour une fonction candidate de Lyapunov de la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{IV-10}$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \tag{IV-11}$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) < 0 \tag{IV-12}$$

IV.5.3. Détermination de la loi de commande :

Si la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, donc il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constitué de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n). Cette dernière est très importante dans le commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [GUE01].

$$u(t) = U_e(t) + u(t) \tag{IV-13}$$

U, correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$ [AMIM08].

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [Ker05], [Nem02].

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (IV-7), On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U [AMIM08].

La dérivée de la surface $S(x)$ est:

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} * \frac{\partial x}{\partial t} \quad (IV.14)$$

En substituant (IV.7), (IV.13) dans (IV.14), on aura :

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x}[A(x)] + \frac{\partial S}{\partial x}[B(x)] U_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x}[B(x)] U_n \quad (IV.15)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle $(x) = 0$, et par conséquent, sa dérivée $\dot{S}(x) = 0$, et la partie discontinue est aussi nulle. Dans ces conditions la solution de l'équation (IV.15) est alors :

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A(x)] [x] \right\} \quad (IV.16)$$

Avec la condition :

$$\frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] \neq 0 \quad (IV.17)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.15), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] U_n \quad (IV.18)$$

La condition d'attractivité $S(x)\dot{S}(x) < 0$, devient:

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] U_n < 0 \quad (IV.19)$$

Pour satisfaire cette condition, il faut que le signe de U_n soit opposé à celui de $\frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]$

La forme la plus simple que ' U_n ' peut prendre est la fonction *sig*(la forme de relais) figure(IV.6)

$$U_n = K_x \text{sign}(S) \tag{IV.20}$$

Tel que :

$$\text{sign} = \begin{cases} 1 & x < 0 \\ -1 & x > 0 \\ \infty & x = 0 \end{cases} \tag{IV.21}$$

Avec :

K_x un gain positif.

Et le signe de K_x est différent de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]$ Le choix de ce gain est très influent

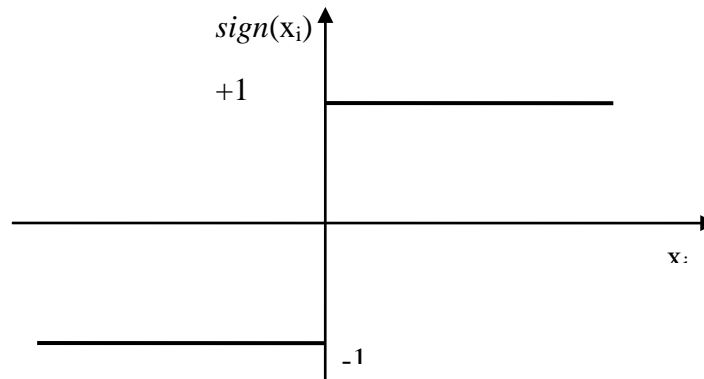


Figure IV.6: Définition de la fonction « sign ».

VI.6.ÉLIMINATION DU PHENOMENE DE BROUITEMENT

(CHATTERING)

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées .Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [WIT00].

Le phénomène de brouitement(Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «sign» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences [Ami08].

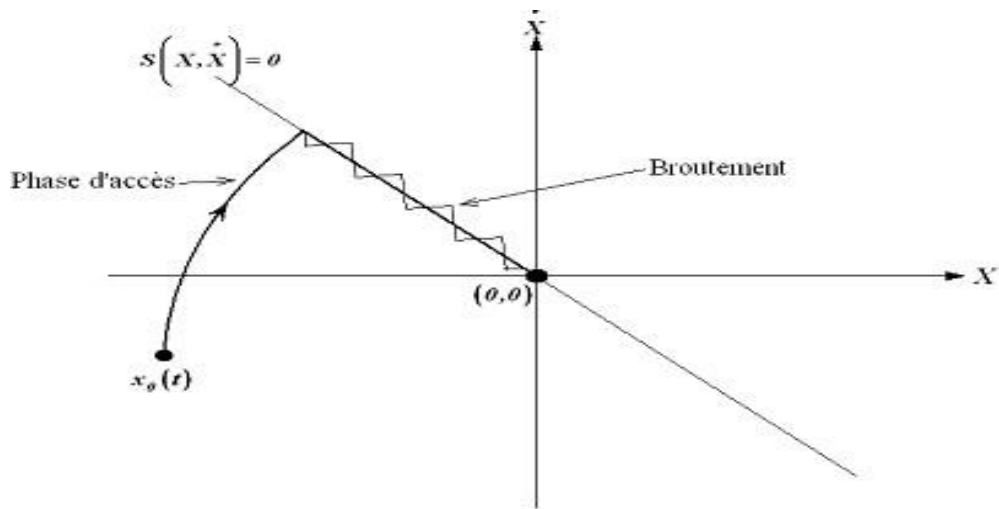


Figure IV.7 : Phénomène de broutement [Ami08].

Pour l'élimination de broutement, on remplace la fonction 'sign' par les fonctions de saturation suivantes :

➤ **Fonction SAT :**

$$\text{Sat}(S(x)) = \begin{cases} 1 & s(x) > \xi \\ -1 & s(x) < -\xi \\ \frac{s(x)}{\xi} & |s(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

ξ : Un paramètre petit et positif.

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign} S(x) & |s(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\xi} \text{sign} S(x) & |s(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

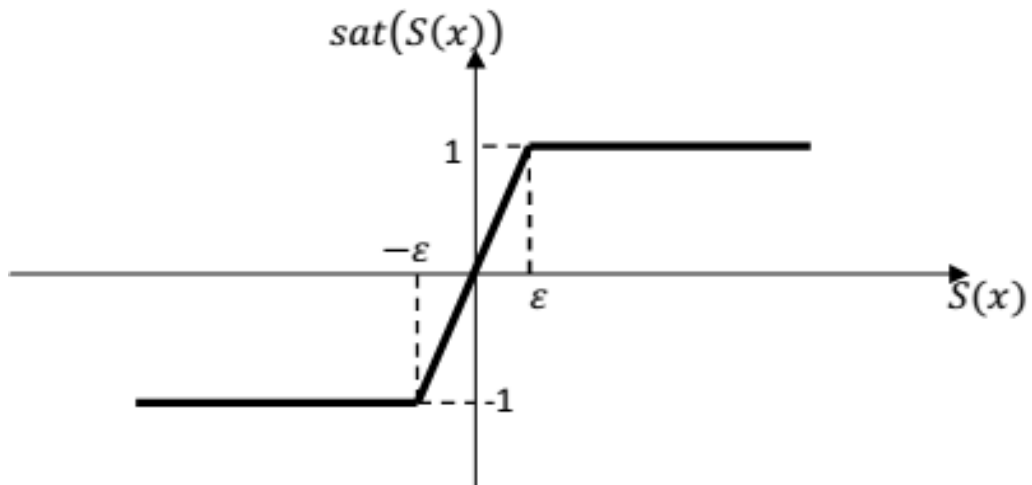


Figure IV.8.fonction de saturation [WIT00]

➤ La fonction Smooth :

La fonction Smooth est une fonction de classe C1

$$\text{Smooth}(S(x)) = \tanh\left(\frac{S(x)}{\xi}\right) = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (\text{IV.24})$$

La commande est :

$$U_n = K_x^* \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (\text{IV.25})$$

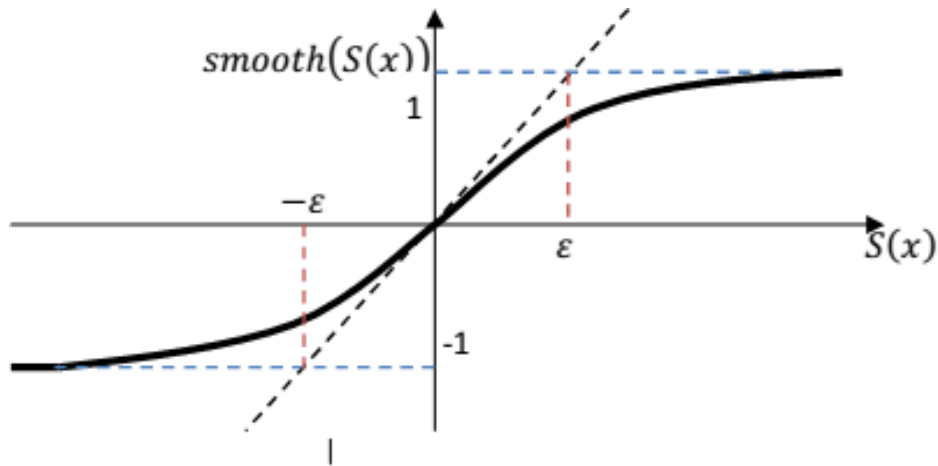


Figure IV.9. Fonction de smooth[Yahdou11].

VI.7. APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT A LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLEETOILE

A partir du chapitre de la commande vectorielle, on tire le système d'équations d'états suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} = [v_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1}i_{qs1} + t_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)] \\ L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} = [v_{ds1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*)] \\ L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} = [v_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2}i_{qs2} + t_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)] \\ L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} = [v_{ds2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)] \\ \frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{j} \left\{ P \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r^* - C_r - K_f \Omega_m \right\} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{array} \right. \quad (\text{IV.26})$$

VI.7.1. Surface de régulation de la vitesse :

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ est de la forme suivante :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (\text{IV.27})$$

On a $\omega_r = P \Omega_m$, d'où :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left\{ P^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r^* - P \cdot C_r - K_f \omega_r \right\} \quad (\text{IV.28})$$

En dérivant la surface $S(\omega_r)$, on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (\text{IV.29})$$

En posant $(i_{qs1} + i_{qs2}) = i_{qs}$ et en introduisant (IV.28) dans (IV.29), on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \left(\frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r^* - \frac{P}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \omega_r \right) \quad (\text{IV.30})$$

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} i_q \phi_r^* + \frac{P}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \quad (\text{IV.31})$$

On remplace i_q par le courant de commande $i_{qref} = i_{qeq} + i_{qn}$ dans (IV.31), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qeq} \phi_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qn} \phi_r^* + \frac{P}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r$$

(IV.32)

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\omega_r) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(\omega_r) = 0$ et $i_{qn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (IV.32):

$$i_{qeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \phi_r^*} \left[\omega_r^* + \frac{P}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \right] \quad (\text{IV.33})$$

Durant le mode de convergence, la condition $(\dot{S}) < 0$ doit être vérifiée. En remplace (IV.33) dans (IV.32), on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qn} \phi_r^* \quad (\text{IV.34})$$

La commande non linéaire est :

$$i_{qn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \quad (IV.35)$$

Le choix de K_{ω_r} , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

Donc, nous obtiendrons

$$\dot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} i_{qn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \\ i_{qeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \phi_r^*} \left[\omega_r^* + \frac{P}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \right] \end{array} \right\} \quad (IV.36)$$

IV.7.2. Surface de régulation de flux rotorique :

La surface de flux est :

$$S(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r \quad (IV.38)$$

Son dérivé :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \quad (IV.39)$$

En posant $i_{ds1} + i_{ds2} = i_d$ et en substituant l'équation de ϕ_r (système d'équations(IV.26)) dans (IV.39), on trouve:

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_d \quad (IV.40)$$

En introduisant le courant de commande $i_{dref} = i_{deq} + i_{dn}$ dans l'équation (IV.40), on aura

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_{deq} - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_{dn} \quad (IV.41)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $(\phi_r) = 0$ et par suite $\dot{S}(\phi_r) = 0$

et $i_{dn} = 0$, d'où on tire i_{deq} de la relation (IV.41) :

$$i_{deq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left[\dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r \right] \quad (IV.42)$$

Durant le mode de convergence, la condition $(\dot{\phi}_r)(\phi_r) < 0$ doit être vérifiée. En substituant (IV.42) dans (IV.41), on obtient :

$$\dot{S}(\phi_r) = -\frac{R_r L_r}{L_r + L_m} i_{dn} \quad (IV.43)$$

La commande non linéaire est :

$$i_{dn} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + \xi_{\phi_r}} \quad (IV.44)$$

Le choix de K_{ϕ_r} , doit être toujours positif pour respecter le critère du mode de convergence. On obtiendra :

$$S(\dot{\phi}_r) = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} i_{dn} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + \xi_{\phi_r}} \\ i_{deq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left[\dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r \right] \end{array} \right\} \quad (IV.45)$$

IV.7.3. Les surfaces de régulation des courants statoriques :

La surface de flux est :

$$S(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \quad (IV.46)$$

$$S(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - i_{qs1} \quad (IV.47)$$

$$S(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - i_{ds2} \quad (IV.48)$$

$$S(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - i_{qs2} \quad (IV.49)$$

Les dérivées des surfaces :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1}^* - \dot{i}_{ds1} \quad (IV.50)$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = \dot{i}_{qs1}^* - \dot{i}_{qs1} \quad (IV.51)$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = \dot{i}_{ds2}^* - \dot{i}_{ds2} \quad (IV.52)$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = \dot{i}_{qs2}^* - \dot{i}_{qs2} \quad (IV.53)$$

On substitue les équations des courantes de (IV.26) dans ces dernières, on obtient :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + t_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)] \quad (IV.54)$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = \dot{i}_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*)] \quad (IV.55)$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = \dot{i}_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + t_r\phi_r^*\omega_{gl}^*)] \quad (IV.56)$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = \dot{i}_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)] \quad (IV.57)$$

En remplaçant les tensions V_{ds1} , $V_{qs1,2}$ et V_{qs2} , par les tensions de commande :

$$v_{ds1}^* = v_{ds1eq} + v_{ds1n} \quad v_{qs1}^* = v_{qs1eq} + v_{qs1n} \quad v_{ds2}^* = v_{ds2eq} + v_{ds2n}$$

$$v_{qs2}^* = v_{qs2eq} + v_{qs2n}$$

Respectivement, on trouve :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{ds1eq} + v_{ds1n} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + t_r\phi_r^*\omega_{gl}^*)] \quad (IV.58)$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = \dot{i}_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{qs1eq} + v_{qs1n} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*)] \quad (IV.59)$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = \dot{i}_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{ds2eq} + v_{ds2n} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + t_r\phi_r^*\omega_{gl}^*)] \quad (IV.60)$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = \dot{i}_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{qs2eq} + v_{qs2n} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)] \quad (IV.61)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(i_{ds1}) = 0, S(i_{qs1}) = 0, S(i_{ds2}) = 0, \dot{S}(i_{qs2}) = 0, \text{ et par suite } \dot{S}(i_{ds1}) = 0 \text{ et } V_{ds1n} = 0,$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = 0 \text{ et } V_{qs1n} = 0, \dot{S}(i_{ds2}) = 0 \text{ et } V_{ds2n} = 0, \dot{S}(i_{qs2}) = 0 \text{ et } V_{qs2n} = 0.$$

Alors, on tire à partir des équations (IV.58)-(IV.61) les expressions des commandes équivalentes V_{ds1eq} , V_{qs1eq} , V_{ds2eq} et V_{qs2eq} respectivement :

$$v_{ds1eq} = [L_{s1}i_{ds1}^* + R_{s1}i_{ds1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + t_r\phi_r^*\omega_{gl}^*)] \quad (IV.62)$$

$$v_{qs1eq} = [L_{s1}i_{qs1}^* + R_{s1}i_{qs1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*)] \quad (IV.63)$$

$$v_{ds2eq} = [L_{s2}i_{ds2}^* + R_{s2}i_{ds2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + t_r\phi_r^*\omega_{gl}^*)] \quad (IV.64)$$

$$v_{qs2eq} = [L_{s2}i_{qs2}^* + R_{s2}i_{qs2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)] \quad (IV.65)$$

Durant le mode de convergence, les conditions :

$$S(i_{sd1})\dot{S}(i_{sd1}) < 0, \quad S(i_{sq1})\dot{S}(i_{sq1}) < 0, \quad S(i_{sd2})\dot{S}(i_{sd2}) < 0, \quad S(i_{sq2})\dot{S}(i_{sq2}) < 0$$

Doivent être vérifiées, En substituant les équations (IV.62) (IV.65) dans (IV.58) (IV.61) respectivement, on obtient:

$$\dot{S}(i_{ds1}) = -\frac{1}{L_{s1}}v_{ds1n} \quad (IV.66)$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = -\frac{1}{L_{s1}}v_{qs1n} \quad (IV.67)$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = -\frac{1}{L_{s2}}v_{ds2n} \quad (IV.68)$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = -\frac{1}{L_{s2}}v_{qs2n} \quad (IV.69)$$

On prend les commandes non linéaires suivantes :

$$v_{ds1n} = K_{ds1} \frac{S(i_{ds1})}{|S(i_{ds1})| + \xi_{ds1}} \quad (IV.70)$$

$$v_{qs1n} = K_{qs1} \frac{S(i_{qs1})}{|S(i_{ds1})| + \xi_{qs1}} \quad (IV.71)$$

$$v_{ds2n} = K_{ds2} \frac{S(i_{ds2})}{|S(i_{ds2})| + \xi_{ds2}} \quad (IV.72)$$

$$v_{qs2n} = K_{qs2} \frac{S(i_{qs2})}{|S(i_{ds2})| + \xi_{qs2}} \quad (IV.73)$$

Le schéma du bloc de découplage FOC (MG) est représenté par la figure IV.10 suivante:

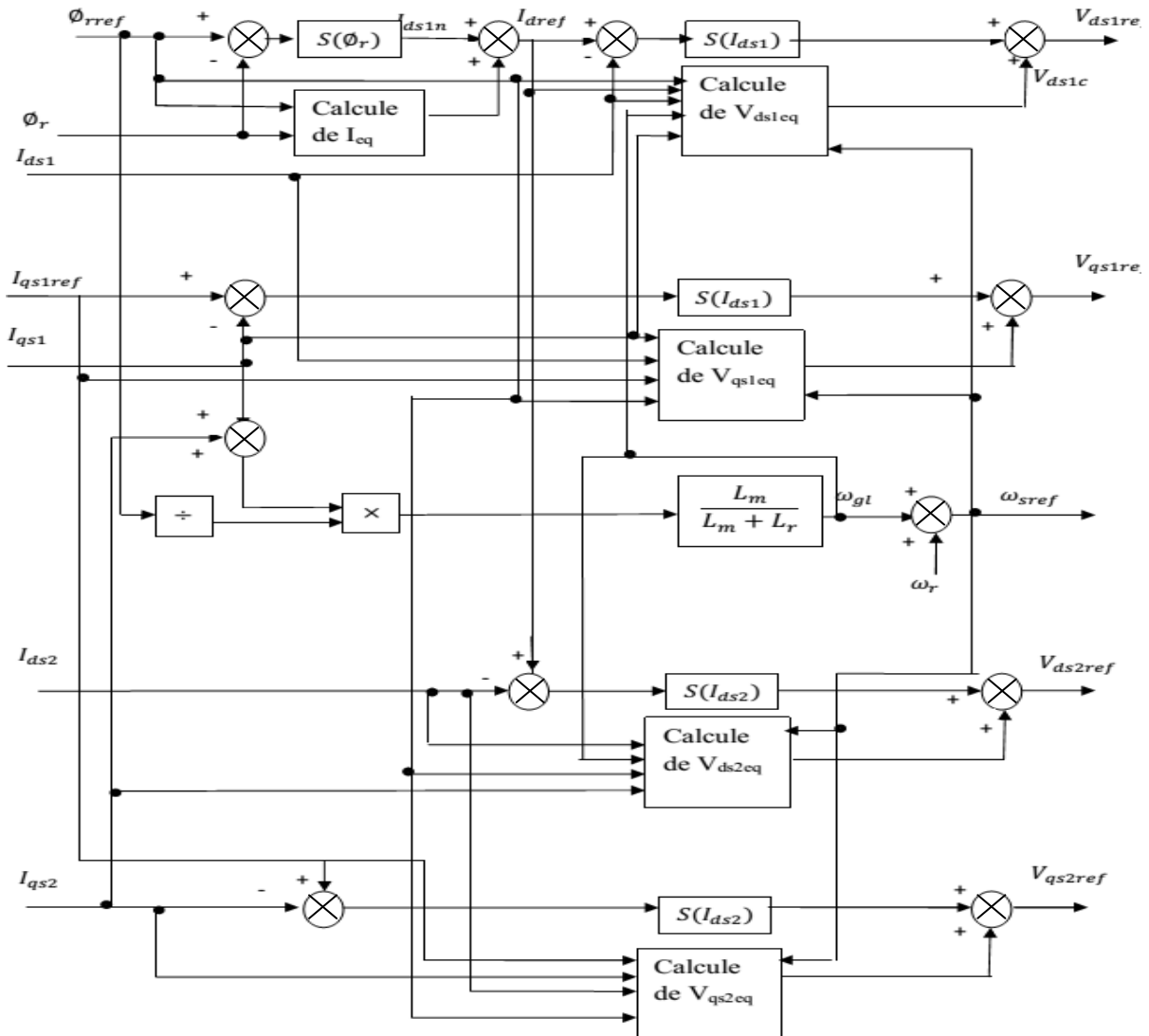
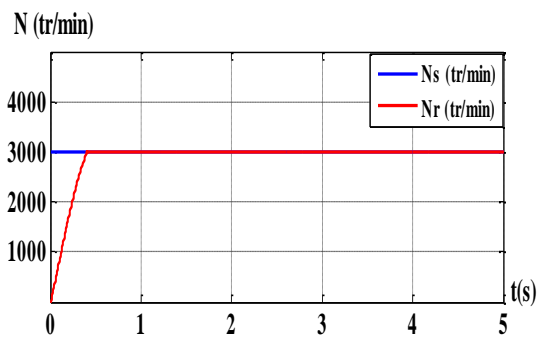
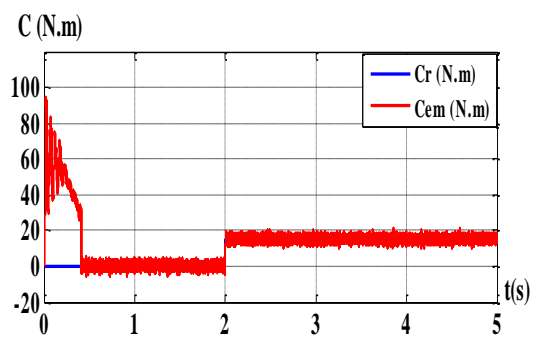


Figure IV.11 : Schéma bloc de FOC(MG)

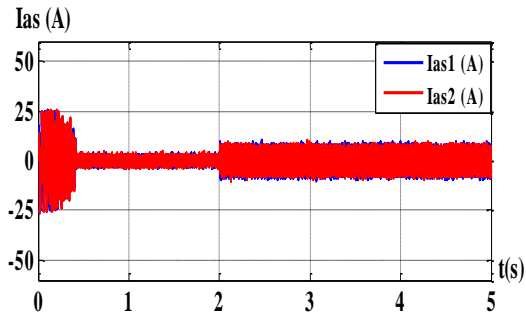
IV.9. SIMULATION ET INTERPRÉTATIONS DES RÉSULTATS



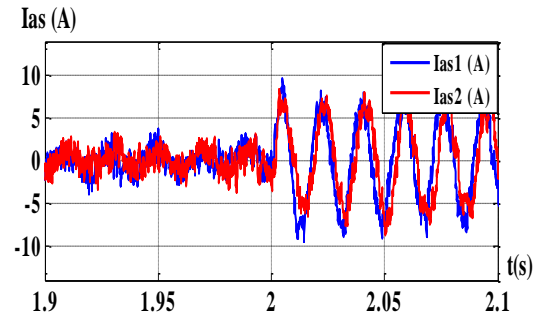
(a) La vitesse N (tr/min)



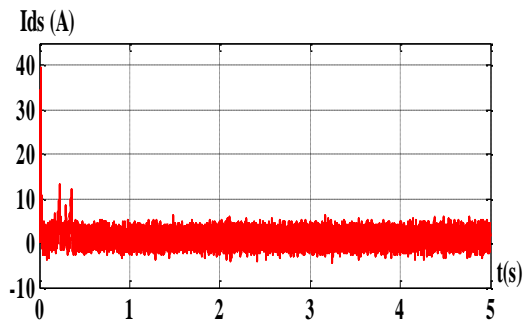
(b) Le couple électromagnétique (N.m).



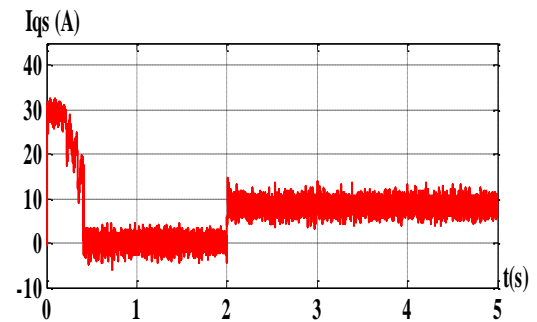
(c) Le courant I_{as} (A).



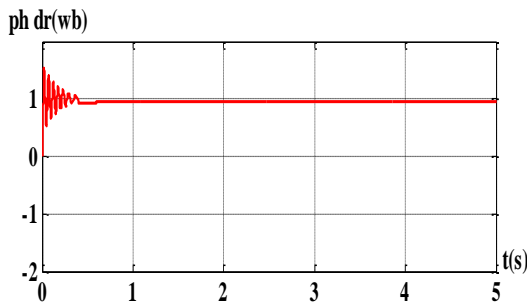
(d) Zoom I_{as} (A).



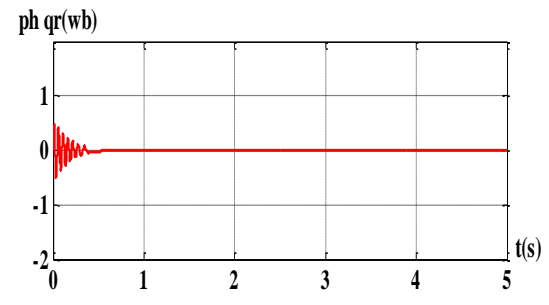
(e) Le courant I_{ds} (A).



(f) Le courant I_{qs} (A).

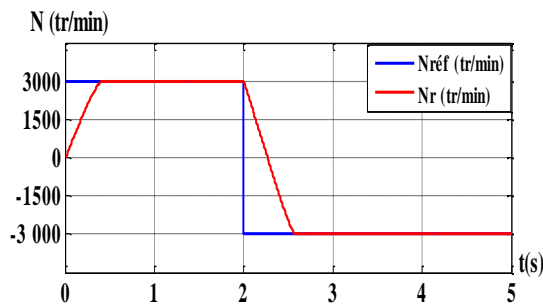


(g) Le flux φ_{dr} (Wb).

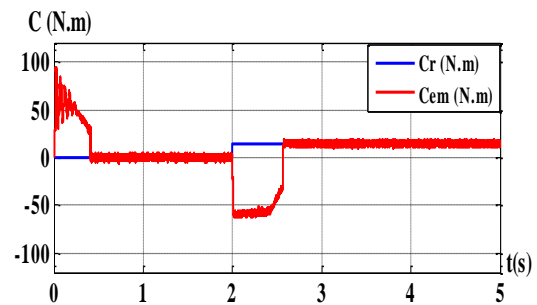


(h) Le flux φ_{qr} (Wb).

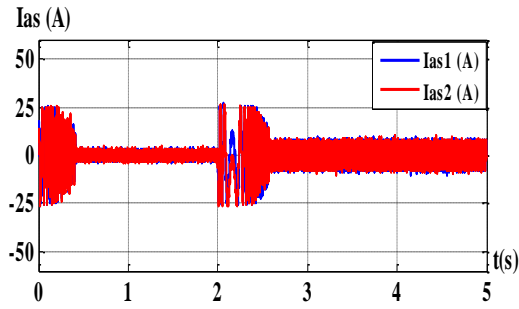
Figure IV.12. Réglage de la vitesse par mode glissant avec application d'une charge de 15N.m à $t=2s$



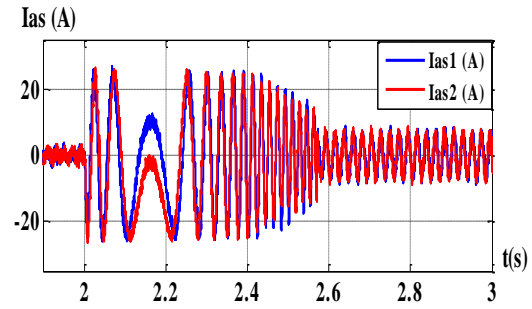
(a) La vitesse N (tr/min)



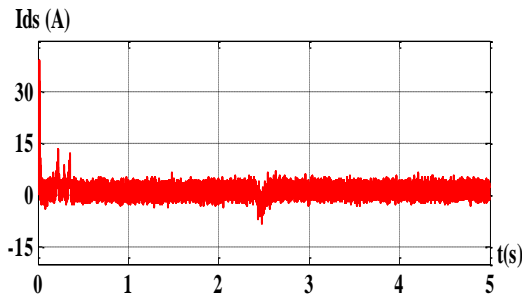
(b) Le couple électromagnétique (N.m).



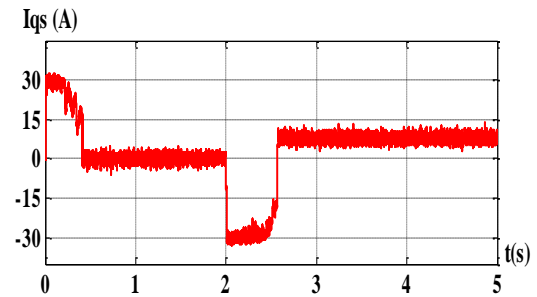
(c) Le courant I_{as} (A).



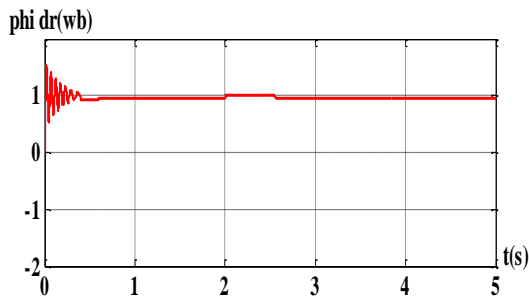
(d) Zoom I_{as} (A).



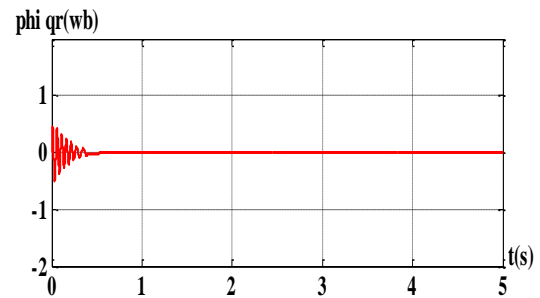
(e) Le courant I_{ds} (A).



(f) Le courant I_{qs} (A).



(g) Le flux φ_{dr} (Wb).



(h) Le flux φ_{qr} (Wb).

Figure IV.13. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode glissant avec l'inversion de vitesse à $t=2s$

La figure IV.12 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application de la charge $C_r = 15 N \cdot m$ à $t = 2s$, tout en imposant la vitesse de référence $N = 3000 \text{ tr/min}$.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction du temps, et elle rejoint sa valeur de référence à $t = 0.39s$. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de $95 N \cdot m$ à $t = 0.019s$, puis il rejoint dans le régime permanent (à $t = 0.38s$) sans dépassement. Les courants statoriques $i_{as1} = i_{as2} = 25A$,

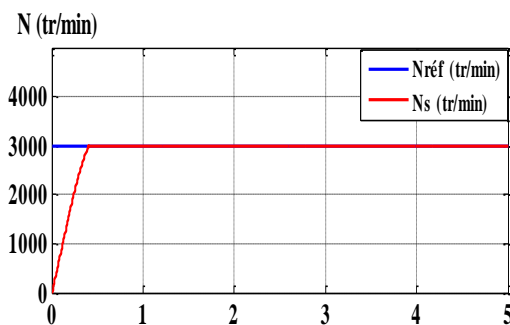
c'est-à-dire ils présentent un courant d'appel d'environ 3.8 fois le courant nominal, par suite à partir de $t = 0.39s$. Le courant en quadrature, initialement atteint 30A, après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques selon (d, q) présentent au démarrage des pics, ensuite ils poursuivent leurs références.

La figure IV.13 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 3000 à $-3000tr/min$ à partir de l'instant $t = 2s$.

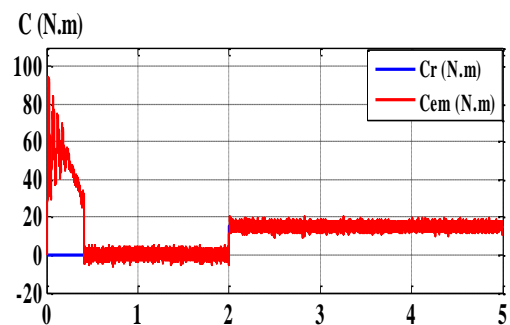
Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de $t = 0s$ à $2s$), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure IV.12). Au-delà de $t = 2s$, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de $t = 0.7s$. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant statoriques d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, pour redonner lieu à la forme du régime permanent. Le couple électromagnétique atteint $-60N.m$ au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que la vitesse rejoint sa valeur de consigne négative ($-3000tr/min$). Le courant en quadrature progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique. Les courbes des flux rotoriques suivent leurs valeurs de références pendant l'inversion de la vitesse.

IV.10. TESTS DE ROBUSTESSE

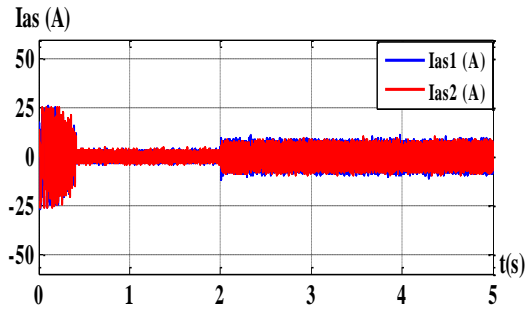
1^{ère} Test : Variation de la résistance rotorique :



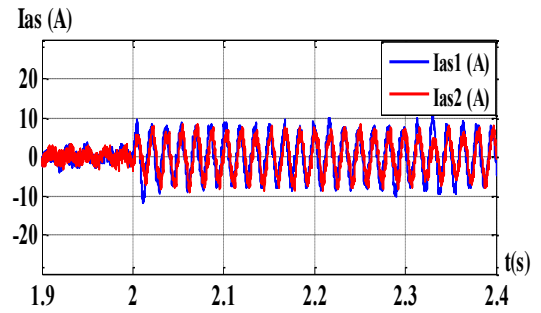
(a) La vitesse N (tr/min)



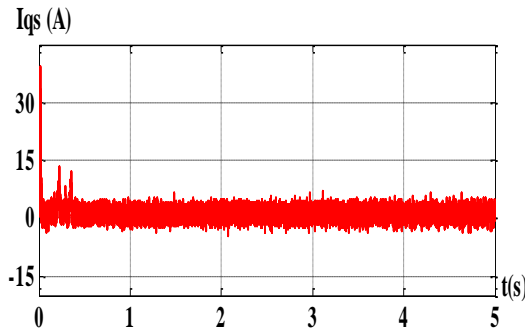
(b) Le couple électromagnétique ($N.m$).



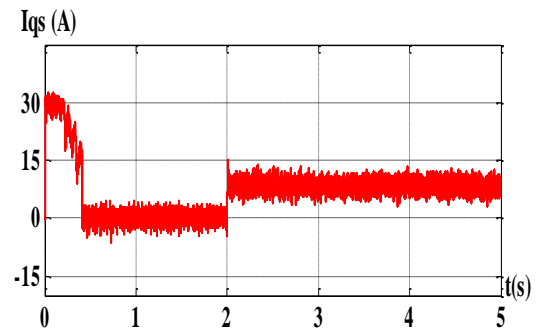
(c) Le courant I_{as} (A).



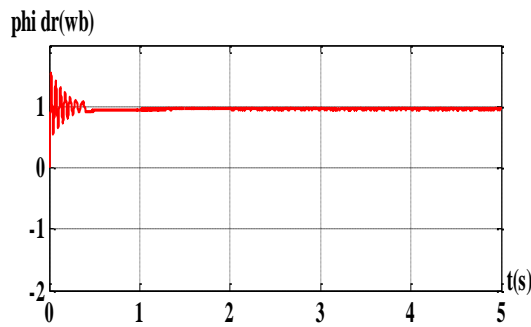
(d) Zoom I_{as} (A).



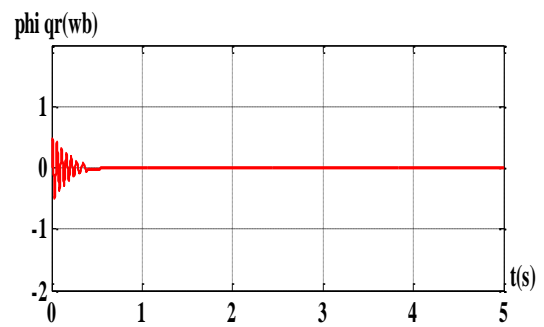
(e) Le courant I_{ds} (A).



(f) Le courant I_{qs} (A).



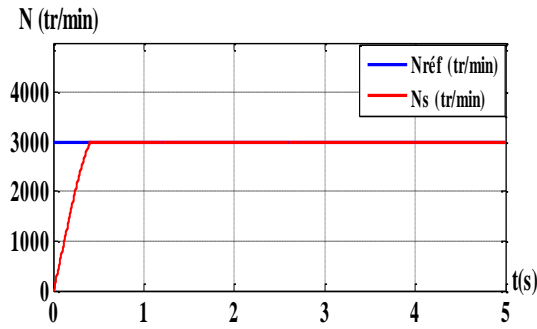
(g) Le flux ϕ_{dr} (Wb).



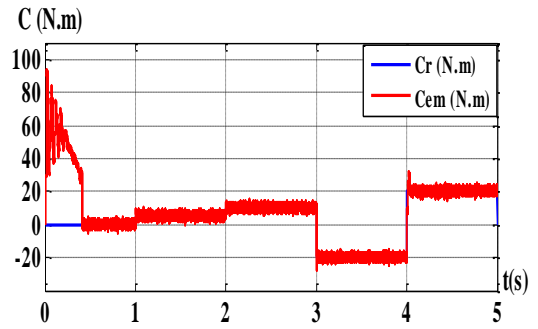
(h) Le flux ϕ_{qr} (Wb).

Figure IV.14. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% R_r nominale, avec l'application d'une charge $C_r = 15$ N.m à $t=2$

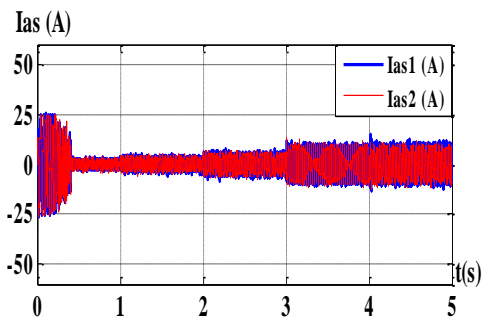
2^{ème} Test : Variation de charge :



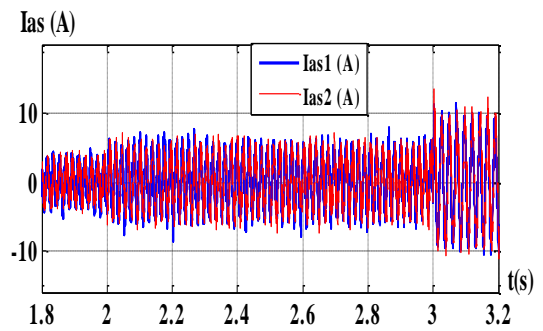
(a) La vitesse N (tr/min)



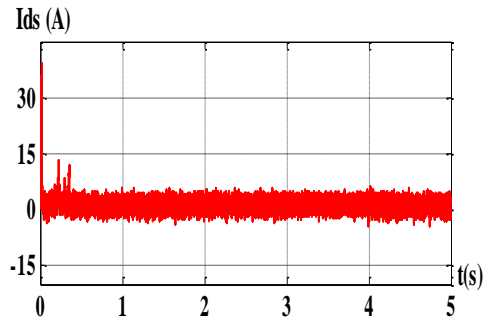
(b) Le couple électromagnétique ($N.m$).



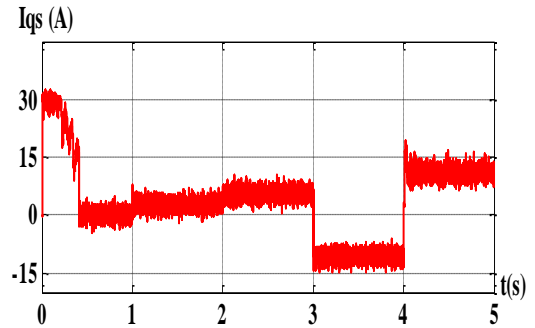
(c) Le courant I_{as} (A).



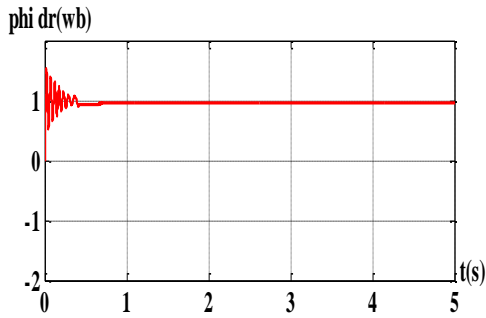
(d) Zoom I_{as} (A).



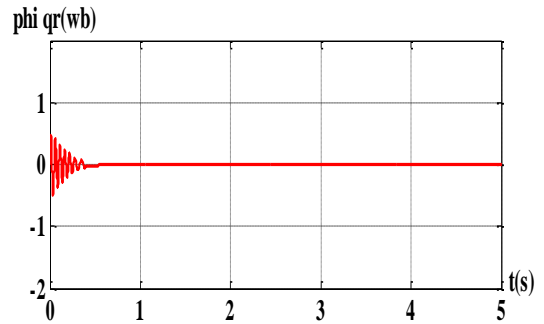
(e) Le courant I_{ds} (A).



(f) Le courant I_{qs} (A).



(g) Le flux φ_{dr} (Wb).

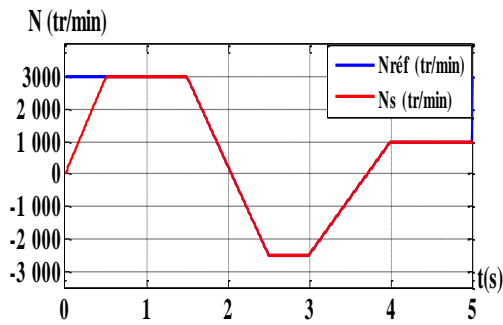


(h) Le flux φ_{qr} (Wb).

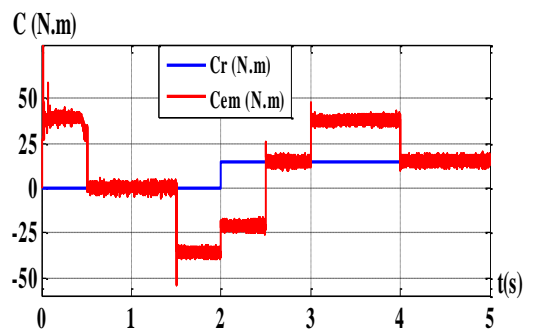
Figure IV.15. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la charge $C_r = [0 \ 0 \ 5 \ 5 \ 10 \ 10 \ -20 \ -20 \ 20 \ 20]$ (N.m) à l'instant

$$T = [0 \ 1 \ 1 \ 2 \ 2 \ 3 \ 3 \ 4 \ 4 \ 5]$$

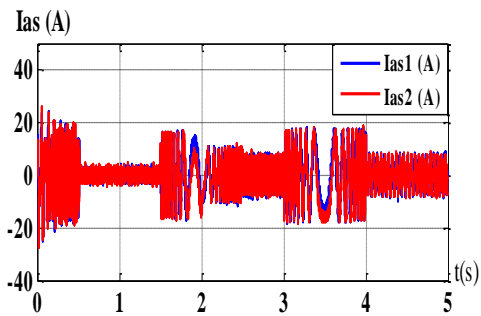
3^{ème} Test : Variation de la vitesse :



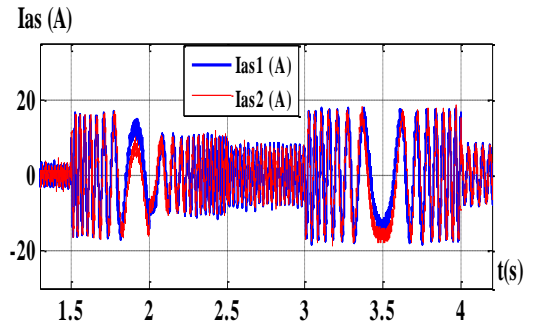
(a) La vitesse N (tr/min)



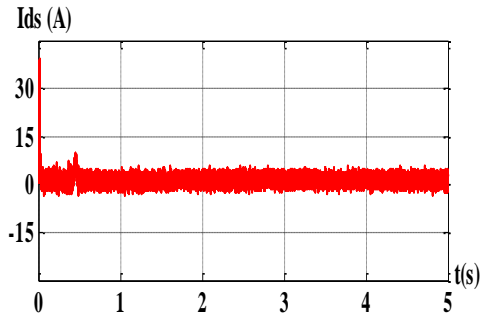
(b) Le couple électromagnétique ($N.m$).



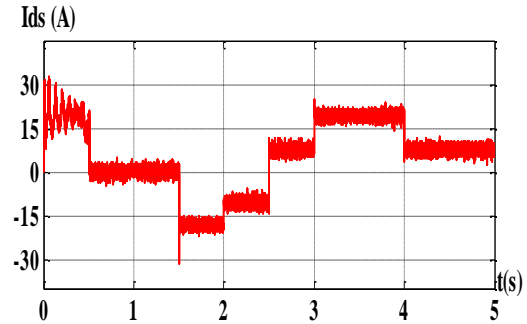
(c) Le courant I_{as} (A).



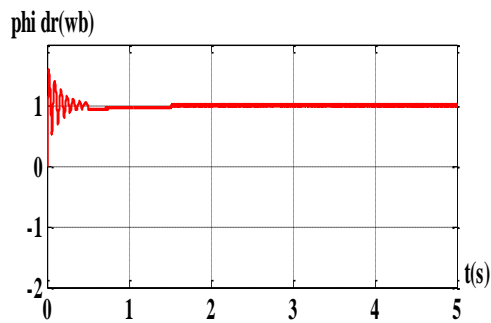
(d) Zoom I_{as} (A).



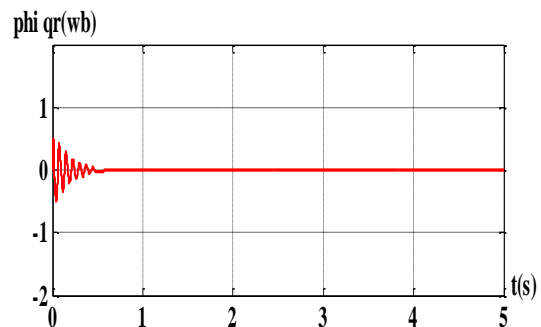
(e) Le courant I_{ds} (A).



(f) Le courant I_{qs} (A).



(g) Le flux φ_{dr} (Wb).



(h) Le flux φ_{qr} (Wb).

Figure IV.16. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la vitesse $W_{rref} = [0 \ 3000 \ 3000 \ -2500 \ -2500 \ 1000 \ 1000](tr/min)$ à l'instant

$$T = [0 \ 0.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 3 \ 4 \ 5]$$

IV.10.1 Interprétations des résultats

D'après les différents résultats de simulation obtenus des tests de robustesse, on constate que :

- L'erreur statique est pratiquement nulle, soit pour la vitesse, soit pour le couple, soit pour le flux qui suivent leurs valeurs de référence quel que soit la variation appliquée sur les paramètres de la machine, ou sur le couple de charge.
- Le rejet de perturbation est très rapide.
- Le temps de réponse est très rapide.
- Le découplage entre le flux et le couple est réalisé avec succès.
- La commande par mode glissant est insensible aux variations de la résistance rotorique

En résumé, le système répond positivement à ces tests, il est insensible aux perturbations internes et externes. Cette commande présente une bonne robustesse qui donne des performances plus élevées que de la commande vectorielle classique

Les indicateurs de performances en régime permanent pour les deux commandes proposées dans ce travail pour la machine asynchrone à double étoiles, sont donnés dans le tableau IV.1

Stratégie de commande	Dépassement de pic (%)	$IEA = \int e dt$	$ICE = \int e ^2 dt$	$ITEA = \int t e dt$
Commande vectorielle	0.25	0, 12	0,57	0.727
Commande par mode	0.05	$7,85 \cdot 10^{-3}$	$5,34 \cdot 10^{-4}$	$3,12 \cdot 10^{-2}$

Tableau IV.2 Indicateurs de performance pour les différentes stratégies de CTD proposées.

Les indicateurs de performances présentés dans le tableau IV.1 indiquent clairement que la commande par mode glissant a une légère supériorité de performance par rapport à la commande vectorielle.

IV.11. CONCLUSION

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur la MASDE, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, et la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes ont été présentés. L'application de cette dernière sur la MASDE, avec les résultats de simulation sont également présentés.

La régulation de la vitesse par le mode de glissement, présente des bonnes réponses dont elles sont plus rapides et plus robustes lors de la variation de la charge.

Les résultats de simulations montrent clairement que, le système est insensible à l'inversion de la vitesse et très peu sensible à l'action simultanée de la variation de la résistance rotorique et de l'application de la charge. On conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce travail, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multiphasées. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile qui présente un bon compromis technico-économique. Nous avons appliqué la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE.

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

Les résultats de simulations obtenus montrent bien que le flux et le couple de cette machine sont fortement couplés. Ceci nous a conduits à introduire une commande découplée. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique où il existe deux méthodes, directe et indirecte. Dans notre travail on a appliqué la commande vectorielle directe avec un régulateur PI. Cette commande avec le régulateur PI offrant des performances acceptables, néanmoins, il reste sensible à la variation de la résistance rotorique.

Dans le quatrième chapitre, nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. Car, les régulateurs par mode de glissement offre de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, mais il provoque un phénomène appelé broutement (chattering). L'étude comparative des deux types de commande (DFOC et MG) a montré l'efficacité de la commande par le mode de glissement.

A l'issue des travaux réalisés, ce mémoire ouvre de nouvelles perspectives de recherche parmi lesquelles nous citons :

- Mise en œuvre expérimentale des lois de commande développées sur la MASDE.
- Utilisation des observateurs tels que l'observateur de Thau, l'observateur par mode glissant et le filtre de Kalman pour estimer le flux et la vitesse rotorique ce qui élimine l'utilisation des capteurs.
- L'incorporation de la MASDE dans un véhicule électrique hybride.
- L'utilisation de la MASDE comme génératrice d'énergie renouvelable (éolienne) avec l'utilisation des onduleurs multi-niveaux pour diminuer les harmoniques des courants.

Annexes

ANNEXES

Les paramètres de machine [Berr16]

Puissance nominale	$P_n = 4.5\text{KW}$
Tension nominale	$V_n = 220/380\text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 6.5\text{V}$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3.72\Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3.72\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2.12\Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0.022\text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0.022\text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.006\text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672\text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.0625\text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001\text{ Nms /rd}$
Fréquence nominale	$F = 50\text{Hz}$
Nombre de paires de pôles	$P = 1$
La vitesse nominale	$N = 3000\text{ tr/ min}$

Bibliographie

Bibliographie

- [ABD11] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des machines électriques », Editeur: Ellipses Marketing, Date de parution : 24/05/11
- [ABD97] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [AMIM08] Hocine AMIMEUR Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement l'Université de Batna 2008
- [Berr16] BERRABAH Fouad « Commande sans capteur de la machine asynchrone » Thèse de doctorat, université badji mokhtar - Annaba. 2016
- [BER04] D. Beriber, « Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC », Thèse de magister, ENP., Alger, 2004.
- [BERK95] E.M. Berkouk « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs, et indirectes. Application aux gradateurs et aux onduleurs multiniveaux. ». Thèse de doctorat du CNAM. Paris 1995.
- [BOU14] M. Bouziane « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djilali Liabes de Sidi-BelAbbes. 2014
- [BOUG01] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, C. Zimaglia, « Induction motors field oriented control based on averaged parameters », In IEEE, 0-7803-1993-1/94., pp. 81–87, 1994
- [Bet03] F. Betin "Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique fortes variations paramétriques", Habilitation à diriger des recherches, Centre de Robotique d'Electrotechnique et d'Automatique (CREA) UPRES Equipe d'accueil 3299, Université de Picardie Jules Verne, 02880 Cuf-es, France, 2003.
- [BEN96] M. F. Ben khoris, A. Gayed, "Discrete sliding control technique of DC motor drive," IEE Conference Publication No. 429 Power Electronics and Variable Speed drives, pp. 81–86, 23–25 September 1996.
- [Boud13] Boudiaf Mohammed, « Etude et contrôle de la machine asynchrone double étoile » mémoire de master, Université de M'sila 2012 /2013

- [CRE97] G. Crellet, G. Clerc, Actionneurs électriques, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997
- [CAP92] G. A. Capolino, "Commande numérique vectorielle des machines à courant alternatif alimentées en courant," RGE N°5 /92, Mai 1992.
- [CHE01] H.Chennoufi « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant »Thèse d'ingénieur en électrotechnique (2001), université de Batna
- [Eri05] S.Eric, Machines polyphasées pour application maritime. Modélisation et contrôle," Journées d'Eté à Lille., Juillet 2005.
- [FAT14] B. FATIMA « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : "Application au diagnostic des défauts statoriques" » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Constantine 1. 2014.
- [ISH93] A. Ishigame, T. Furukawa, «Sliding mode controller design based on fuzzy inference for nonlinear systems», IEEE transactions on industrial Electronics, Vol. 40, N° 1, February 1993.
- [GUE01]GUERARI Hossam Dris, « Commande par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone double étoile à base d'un régulateur glissant» », mémoire de master , Université de M'sila 2015 /2016
- [Had06] D.Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, "Space-vector PWM techniques for dual three phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implementation," IEEE Trans on Indus Appl., vol. 42, no. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006
- [Had01] D. Hadiouche, contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001
- [HAM03] M. HAMATA OMAR et M. LOUCHEN NOURDINE « Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003]
- [HAZ04] A. Hazzab, I. K. Bousserhane, M. Kamli, "Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control," International Journal of Emerging Electric Power Systems, Vol. 1, Iss. 2, Art.

1008, pp. 1–17, 2004

- [HUA06] S. J. Huang, H. Y. Chen, “Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy compensation for vehicle suspension control,” *Science Direct, Mechatronics* 16, pp. 607–622, 2006.
- [H.Loun13] Mr Lounes HAMA, «Etude et Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile» Mémoire d’ingénieur, université A.MIRA-BEJAIA 2013-2014
- [ISH93] A. Ishigame, T. Furukawa, «Sliding mode controller design based on fuzzy inference for nonlinear systems», *IEEE transactions on industrial Electronics*, Vol. 40, N° 1, February 1993.
- [K.Xav03] K. Xavier, « Modélisation vectorielle multi machines pour la commande de ensembles convertisseurs-machines polyphasés », Thèse de doctorat, Université de Lille1, 2003.
- [Khe07] Kheldoun Aissa, «Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté » , Thèse de Doctorat , université Boumerdès 2007
- [Ker05] M. Kercha, Commande par mode de glissement d’un moteur pas `a pas `a aimant permanent, Mémoire de Magister de l’Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2005
- [Leila02] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentés », thèse de doctorat, Université de Batna 2010
- [MIC01] M.B. Michael, John K. Pedersen, FredeBlaabjerg, “Field-oriented control of an induction motor using random pulse width modulation,” *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 37, no. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001.
- [M.Ham07] M.Hamadache et N. Ouaret, « Commande d’un système de pompage photovoltaïque », mémoire d’ingénieur, Université de Bejaia, 2007.
- [MER08] E. Merabet, « Commande Floue Adaptative d’une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magistère, Université de Batna 2008

- [NEM02] A. L. Nemmour, Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Avril 2002
- [NEY88] H. Ney, Equipements de puissance, Editions Fernand Nathan, Paris, 1988
- [Pet 04] P.Etienne Vidal "Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de Doctorat, Inst nationale polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [PIE92] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, "Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle," SEE Journée d'études Lille., pp. 1–19, Lille, décembre 1992
- [SA10] R. Sadouni, « Commande par mode glissant flou d'une machine synchrone à double étoile », mémoire de magister, Université Djilali liabes de sidi bel Abbes, 2010.
- [SAI06] A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli, "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs à MLI à trois niveaux," 4th International Conférences on Electrical Engineering, CEE'06, Batna Université, pp. 215–220, 7–8 Novembre 2006.
- [Tir.Z14] Zohir Tir «Etude d'une Machine asynchrone double étoile :(modélisation, Alimentation et commande) Mémoire d'ingénieur, Université d'EL-Oued 2014
- [T.F. Bar29] T.F. Barton. « The doubly winding generator » General Electric Review, June 1929, pp.302-308
- [WAN99] J. M. Yang, I. H. Choi, J. H. Kim, « Sliding mode motion control of non-holonomic mobile robots », IEEE control system, Vol. 19, N° 19, pp. 15-23,1999.
- [WIT00] C.C.D. Wit, Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discrétisation et observateurs, Hermès Science Publications, Paris, 2000
- [Yahdou11] Adile.Yahdou. "Commande et observation par mode glissant d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique".Univ.HB.Chlef.2011

- [ZEM17] Abderrahim ZEMMIT «Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes » Thèse Doctorat 3^{ème} Cycle LMD en Electrotechnique2016/2017

Résumé

Résumé :

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

ملخص:

من اجل التطبيقات عالية الطاقة يتم استعمال المحركات المتعددة الاطوار بكثرة نظرا لموثوقيتها وقدرتها على تقسيم الطاقة ومن الامثلة الاكثر شيوعا على الآلات متعددة الاطوار والآلات الغير متزامنة الآلات ذات النجم الثنائي(MASDE)

في هذه المذكرة تقدم دراسة لهذه الآلة (ثنائية النجم) فقد بدأنا بأحدث التقنيات على هذا الجهاز المقترح ونموذجه باستخدام تحويل PARK وتغذيته من قبل اثنين من المحولات متعددة المستويات مع تطبيق تحكم للسرعة بواسطة المتحكم المباشر DFOC على اساس المعدلات PI التقليدية والتي تضمن الفصل بين عزم الدوران والتدفق وبعض عيوبه مثل الحساسية لأوجه عدم اليقين المحددة بجهاز تغيراتها حيث يتم اجراء القطع وامام عدم كفاية عنصر التحكم هذا استنادا الى المعدلات PI ولهذا استخدمنا معدل اخر يسمى المعدل المنزلق الذي يحسن الاستجابات ومثانة ضد الاختلافات المعلمة حيث يمكن اعتبارها واحدة من معدلات السرعة الاكثر قوة.

Mots clés :

Machine multiphasées, Machine asynchrone double étoile(MASDE), commande vectorielle(DFOC), régulateur PI, régulateur de tension, régulateur glissant