

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

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° D'ORDRE :



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master

Par: BELFAR Nouredine & R AHLI Ammar

Intitulé

**Amélioration des performances d'une commande à base de
mode glissant d'une machine asynchrone double Etoile.**

Soutenu devant le jury composé de :

BOUDJELLAL Bilal	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Président
RAHALI Hilal	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Rapporteur
ZEMMIT Abderrahim	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2020/2021

REMERCIEMENT

Nous remercions ALLAH Tout Puissant de nous avoir donné la patience et la force pour terminer ce travail.

Nos vifs remerciements vont particulièrement à notre enseignant

M. H. RAHALI pour le soutien et de nous avoir orienté et encouragé en cours de la réalisation de cette étude

Nous adressons aussi nos remerciements à tous les enseignants du département de génie électrique et l'ensemble des membres du jury qui ont bien voulu analyser et évaluer ce travail

Nous remercions, également, tous les enseignants et Responsables du Faculté de technologie

*Ainsi que nous camarades de la **promotion de l'an 2020/2021***

Et enfin, on remercie tout qui nous a aidés pour rendre ce travail effectif.

إهداء

الحمد لله حمدا كثيرا والشكر له على فضله وتوفيقه أما بعد:
إلى أمي الغالية وأبي العزيز أطل الله في أعمارهم وحفظهم من كل
سوء.

إلى إخوتي وأخواتي.

إلى أصدقائي وأحبائي وكل من ساندني ولو بكلمة طيبة.

إلى كافة أساتذتي الذين ساندوني في مشوار الخمس سنوات بكلية
العلوم والتكنولوجيا.

لكم مني جزيل الشكر والتقدير

SOMMAIRE

REMERCIEMENT	
DEDICACE.....	
SOMMAIRE	
LISTE DES FIGURES.....	
LISTE DES TABLEAUX.....	
NOTATIONS & SYMBOLES	
Introduction générale	1

Chapitre I

Etat de l'art sur la machine asynchrone double étoile

I.1 Introduction.....	4
I.2 Histoire de la machine asynchrone a double étoile.....	4
I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	4
I.4 Classification des machines électriques	5
I .5 Les types machines multi-phasées	5
I.5.1 Machines multi-phasées type 1 :.....	5
I.5.2Machines multi-phasées de type 2 :	5
I .6 Les avantages et les inconvénients de la MASDE.....	6
I.6.1 Avantages de la MASDE	6
I.6.2 Inconvénients de la MASDE	6
I.7 Applications des machines multiphasées :	7
I.8 Conclusion	8

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone double étoile

II.1 Introduction.....	10
II.2 Modele triphase de la MASDE	10
II .3 Modele biphas de la MASDE :.....	13
II.3.1 Application de la transformation de park a la MASDE :	13
II.3.2 Mise sous forme d'équation d'état.....	17
II.4 Présentations et interprétations des résultats du simulation :	21
II.5 Conclusion :	23

Chapitre III

Commande vectorielle de la MASDE

III.1 Introduction	25
III.2 Principe de la commande vectorielle.....	25
III.2.1 Choix d'orientation du flux.....	26

III.3 Différentes méthodes de la commande vectorielle.....	26
III.3.1 Méthode directe.....	27
III.3.2 Méthode indirecte.....	27
III.4 Régulation de la vitesse par la méthode directe :	27
III.4.1 Synthèse des régulateurs PI :.....	29
III.4.1.1. Calcul des paramètres du régulateur de courant :	29
III.4.1.2 Régulateur de vitesse :	30
III.4.1.3 Bloc de défluxage :	31
III.5 Présentations et interprétations des résultats de simulation :	31
III.5.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge :	33
III.5.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse :	35
III.6 Conclusion.....	37

Chapitre IV

Commande par Mode glissant terminal

IV.1 Introduction	39
IV.2 Historiques :	39
IV.3. Théorie de la commande par mode de glissement :	40
IV.3.1 Système à structure variable :	40
IV.3.2 Objectif de la commande par mode glissant	41
IV.4 La conception de la commande	42
IV.4.1 Choix de la surface de glissement :.....	42
IV.4.2 Les conditions de convergence et d'existence :	42
IV.4.2.1 La fonction discrete de la commutation :.....	42
IV.4.2.2 La fonction de lyapunov :	43
IV.4.3 Calcul de la commande :	43
IV.5 Présentations et interprétations des résultats de simulation :.....	45
IV.5.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge :	46
IV.5.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse :	48
IV.6 Le mode glissant terminal (terminal sliding mode) :	50
IV.6.1 Introduction.....	Error! Bookmark not defined.
IV.6.2 Commande par mode glissant terminal et son utilisation dans Fonction de saturation :	50
IV.6.3 théories des modes glissants dynamiques	51
IV.6.3.1 Etape 1 : le flux et le régulateur de vitesse :	51
IV.6.3.2 Etape 2 : Régulateurs de courants	52
IV.6.4 Présentations et interprétations des résultats de simulation :	53
IV.7 Conclusion.....	55
Conclusion générale :.....	57
Références :.....	59
Annexe	62

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 Schéma électrique de la machine asynchrone à 6 phases.....	7
Figure II.1 Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....	10
Figure II.2 Représentation des axes en transformation de Park.....	14
Figure II.3 La vitesse de rotation (Rad/s)	21
Figure II.4 Le couple électromagnétique (N.m).....	22
Figure II.5 Les courant statorique réel.....	22
Figure II.6 Le flux rotorique (Wb)	22
Figure III.1 Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.....	26
Figure III.2 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)	27
Figure III.3 Le schéma de régulation des courants.	30
Figure III.4 Schéma d'un régulateur de vitesse	30
Figure III.5 Schéma de défluxage	31
Figure III.6 Schéma bloc de simulation d'une MASDE par la commande victorielle.....	32
Figure III.7 Le corps de couple électromagnétique C_{em} (N.m)	33
Figure III.8 Le corps des courants statoriques I_{sd1}, I_{sq1} (A).....	33
Figure III.9 Le corps de flux rotorique (Wb).....	34
Figure III.10 Le corps de vitesse (Rad/s).....	34
Figure III.11 Le corps de la variation de vitesse (Rad/s).....	35
Figure III.12 Le corps de couple électromagnétique lors la variation de vitesse (N.m)	35
Figure III.13 Le corps des courants statoriques I_{sd1}, I_{sq1} lors la variation de vitesse (A).....	36
Figure III.14 Le corps de flux rotorique lors la variation de vitesse (Wb).....	36
Figure IV.1 Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	41
Figure IV.2 Théorie de la commande par mode de glissement	41
Figure IV.3 Représentation de la commande discontinue	45
Figure IV.4 Le corps de la vitesse (Rad/s).....	46
Figure IV.5 Le corps de flux rotorique (Wb).....	46
Figure IV.6 Le corps de couple électromagnétique (N.m)	47
Figure IV.7 Le corps des courants I_{sd1}, I_{sq1} (A).....	47
Figure IV.8 La variation de vitesse (Rad/s).....	48
Figure IV.9 Le corps de flux (Wb) lors la variation de vitesse.....	48

Figure IV.10 Le corps de couple électromagnétique (N.m) lors la variation de vitesse	49
Figure IV.11 Le corps des courants I_{sd1}, I_{sq1} (A)	49
Figure IV.12 Le corps de la vitesse Rad/s	53
Figure IV.13 Les courant statorique (A).....	53
Figure IV.14 Le flux rotorique (Wb).....	54
Figure IV.15 Le couple électromagnétique (N.m)	54

LISTE DES TABLEAUX

<i>Tableau I.1 Machine multi-phasées de type 1</i>	6
<i>Tableau I.2 Machine multi-phasées de type 2</i>	6

NOTATIONS & SYMBOLES

Notations :

MASDE	Machine Asynchrone à Double Alimentation
DFOC	Direct Field Oriented Control (commande vectoriel directe par orientation de flux)
IFOC	Indirect Field Oriented Control (commande vectoriel indirecte par orientation de flux)
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
Matlab	Matrix Laboratory
FOC	Field Oriented Control (commande vectorielle par orientation de flux)
MCC	Machine à Courant Continu
PI	Proportionnel Intégral
MC	Mode de convergence
MG	Mode de glissant
MRP	Le mode du régime permanent

Symboles :

L_{S1}	Inductance propre de la 1 ^{ère} étoile
L_{S2}	Inductance propre de la 2 ^{ème} étoile
L_r	Inductance propre d'une phase du rotor
L_m	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique
L_{mr}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique
M_{sr}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor
J	Moment d'inertie de la machine
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant (couple de la charge)
K_f	Coefficient de frottement
R_{S1}	Résistance d'une phase de la 1 ^{ème} étoile
R_{S2}	Résistance d'une phase de la 2 ^{ème} étoile
R_r	Résistance d'une phase du rotor
ω_{coor}	Vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1
ω_{rcoor}	Vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor

P_{em}	Puissance électromagnétique
Φ_r	Flux rotorique
Φ_m	Flux magnétisant
Φ_{md}	Flux magnétisants direct
Φ_{mq}	Flux quadratique
ω_r	Pulsation électrique rotorique
ω_s	Pulsation électrique statorique
ω_{gl}	Pulsation électrique de glissement
θ	Position de l'axe d par rapport à l'étoile 1(rad)
d,q	Axes direct et quadratique du repère de parck
*(exposant)	Grandeur de référence
τ	Constante de temps d'un système de premier ordre (s)
α	Angle électrique de décalage entre les deux étoiles (rad)
nph	Nombre des phases
U	Commande globale
U_n	Commande nominal
U_{eq}	Commande équivalente

Introduction générale

Introduction générale

Les machines asynchrones sont les beaucoup plus utilisable dans le domaine industriel, le moteur asynchrone le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, à cause de son faible cout, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Les machines électriques sont de plus en plus présentes tant dans notre quotidien en terme d'utilisation domestique que dans un très grand nombre de procédés industriels ; mais également la manutention, les services de tractions électriques (trains, tramways, véhicules électriques etc. ...), génération d'énergie (les éoliennes) ainsi qu'à tous les domaines de l'industrie et de l'aérospatiale. Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de confort et de souplesse, la faible maintenance, la robustesse, et leurs capacités d'évolution [1].

La commande à structure variable 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.

Cependant, la complexité, la présence des forts non linéarités et mal connaissance exacte du modèle dynamique de système, dans certains cas, ne permettent pas d'avoir une compensation exacte de ces non linéarités et ainsi obtenir les performances de poursuite désirées. Pour contourner ce problème, plusieurs commandes intelligentes pour les systèmes non linéaires affines dans la commande ont été présentées dans la littérature où l'approximation est assurée soit par un système flou, soit par un réseau de neurones [5] [14].

Comme tout système, l'étude des machines électriques repose sur un modèle de représentation. Cette modélisation est très importante pour l'étude, l'analyse et la simulation de ces machines. Après une mise en équation de la MASDE dans le repère réel ABC, on va présenter le modèle de la machine asynchrone double étoile est basé sur l'application de la transformation de Park [2].

Dans ce travail, on va donner un aperçu sur les machines polyphasées (caractéristiques, types, avantages et inconvénients,...etc.) ensuite, on va procéder à la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) on rappellera son modélisation dans le référentiel réel triphasé, puis nous réduirons l'ordre du système afin de simplifier l'étude et de réduire la complexité du système en utilisant la transformation de Park qui nous permet de passer du référentiel triphasé à un nouveau référentiel biphasé[3].

Organisation du mémoire : Notre objectif principal c'est l'étude de l'amélioration de performance de la machine asynchrone double étoile par la technique de mode glissant, pour

avoir cette amélioration on applique d'abord la commande vectorielle par orientation du flux, après on applique la commande par mode glissant, finalement on applique la technique terminal de mode glissant (terminal sliding mode) sur la machine asynchrone double étoile (MASDE). Ce mémoire est reparti en quatre chapitres comme suit :

Dans le premier chapitre, on représente l'état de l'art de MASDE. L'historique, le principe de fonctionnement, classification, les types, les avantages et les inconvénients et l'application de cette machine.

Le deuxième chapitre, on présente la modélisation de la MASDE alimentée par onduleurs de tension, en utilisant la transformation de Park linéarisé (passage de repère triphasé vers le repère biphasé). La simulation de la machine alimentée par un réseau triphasé sera effectuée.

Le troisième chapitre, on avoir 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 dans les deux cas (fonctionnement lors la variation de la charge et lors la variation de vitesse) sont présentés.

Le quatrième chapitre, on présente la technique du réglage par mode glissant. On étudie le système a structure variable et la conception de la commande, les résultats de simulation dans les deux cas (fonctionnement lors la variation de la charge et lors la variation de vitesse) sont présentés, finalement on utilise la technique terminal de mode glissant (terminal sliding mode), pour avoir l'effet de cette amélioration dans le mode glissant sur la performance de la MASDE.

Finalement, on termine par une conclusion générale.

Chapitre I
Etat de l'art sur la machine asynchrone
double étoile

I.1 Introduction

Dans ce chapitre on présente l'état de l'art de MASDE. L'historique, le principe de fonctionnement, classification, les types, Les avantages et les inconvénients et l'application de cette machine.

I.2 Histoire de la machine asynchrone double étoile

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée, en 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedriche Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène. En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu. En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur. en 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable [4].

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques de la machine asynchrone double Etoile 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 ». Elle définit comme suite [2].

$$\omega_s = 60f_s/P \text{ [Rad/s]} \quad (I.1)$$

Ces deux Champs tournants 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 ($\omega_r < \omega_s$), l'induction statoriques affect sur les courants induits rotoriques, elle se manifeste par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor avec un écart des vitesses est réduit. La différence entre la vitesse rotorique est la vitesse statorique est dite vitesse de glissement :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r \quad (I.2)$$

Alors on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \omega_{gl} / \omega_s = (\omega_s - \omega_r) / \omega_s \quad (I.3)$$

I.4 Classification des machines électriques

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

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

a- 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.

b- Par leur construction

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

I.5 Types des machines multiphasées

I.5.1 Machines multiphasées type 1 :

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois (tableau 01)[2][19]. $n_{ph} = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$)

Ce type de machine est distingué a plusieurs configurations, à savoir pour un nombre donné de phases suivant le décalage angulaire α entre les deux bobines adjacentes, en effet, une MASDE ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ ou bien de $\alpha = 0$ [2] [13].

I.5.2Machines multiphasées de type 2 :

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (n_{ph}) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2, voir le tableau (tableau 02) [2][19]. α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/n_{ph} = 2\alpha$. Donc on a toujours : $n_{ph} = n_{ph\alpha} = 180^\circ / \alpha$

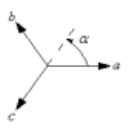
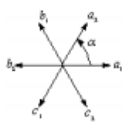



Nombre de phases (nph)	Nombre équivalent de phases nph_α	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

Tableau I.1 machines multiphasées de type 1






Nombre de phases (nph)	Nombre équivalent de phases nph_α	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25,7°	
9	9	20°	
11	11	16,3°	
13	13	13,8°	

Tableau I.2 machines multiphasées de type 2

I.6 Les avantages et les inconvénients de la MASDE

I.6.1 Avantages de la MASDE

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [6] :

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

I.6.2 Inconvénients de la MASDE

Cependant la MASDE présente des inconvénients tels que [6].

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine

□ La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande

- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension

I.7 Applications des machines multiphasées :

L'un des exemples les plus courants de la machine asynchrone double étoile, dans la configuration classique deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles se partagent

le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . La machine asynchrone double étoile (MASDE) est utilisée 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 mentionne les pompes, les ventilateurs, les moulins des compresseurs les compresseurs etc. Une autre application appartient à l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne [5].

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.1)

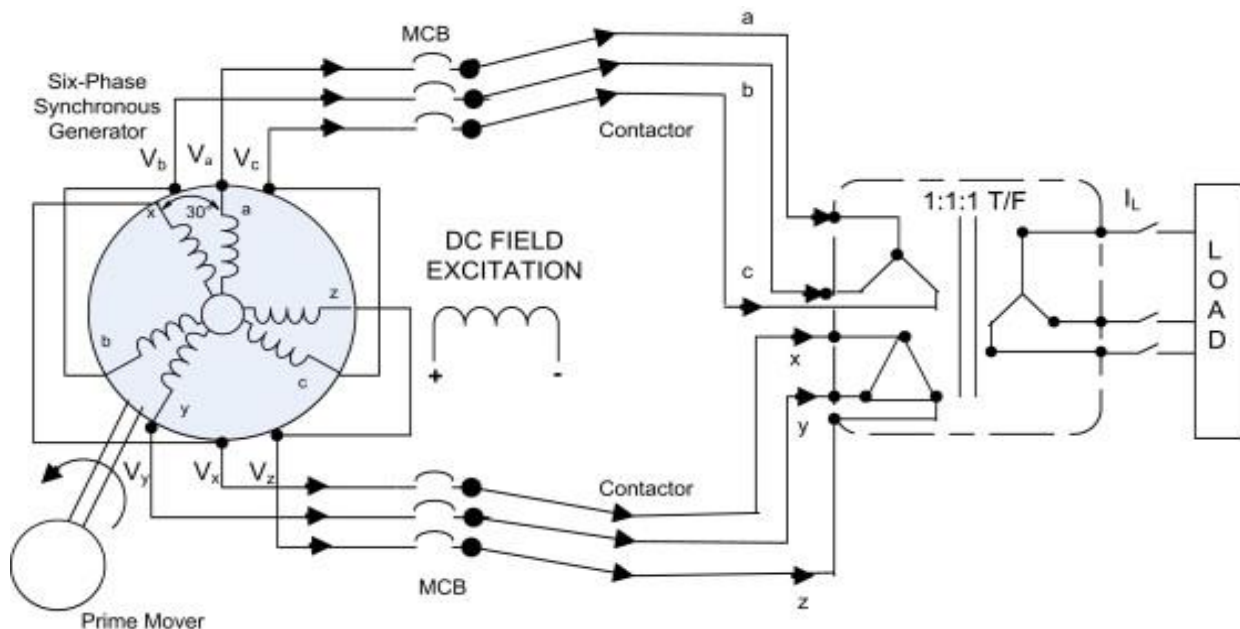


Figure I.1 Schéma électrique de la machine asynchrone à 6 phases

I.8 Conclusion

Ce chapitre c'est l'idée générale sur les machines multiphasées, leurs différents types de construction et ses avantages et inconvénients. L'alimentation des machines alternatives à nombre de phases élevé se connu intéressant pour les applications de fortes charge et grande puissances, les onduleurs alimentant les différentes phases sont indépendants et de puissance réduite. Le chapitre suivant fait la modélisation de la MASDE.

Chapitre II
Modélisation de la machine asynchrone
double étoile

II.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations généralement très complexes. En effet, la répartition des bobinages et la géométrie spécifique du MASDE font son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet pour transcender cette difficulté.

Dans ce chapitre, on présente la modélisation de la MASDE, en utilisant la transformation de Park linéarisé (passage de repère triphasé vers le repère biphasé). La simulation de la machine alimentée par un réseau triphasé sera effectuée.

II.2 Modèle triphasé de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux.

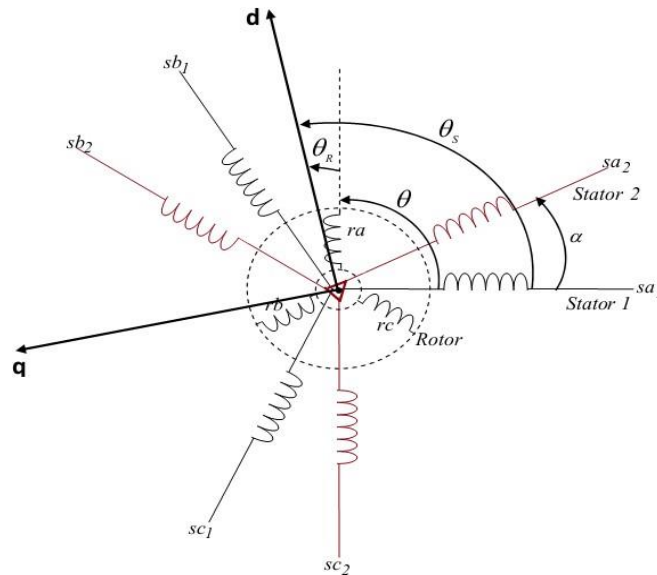


Figure II.1 Représentation schématique des enroulements de la MASDE, [7]

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} [V_{S1}] = [v_{as1} & v_{bs1} & v_{cs1}]^T \\ [I_{S1}] = [i_{as1} & i_{bs1} & i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{S1}] = [\Phi_{as1} & \Phi_{bs1} & \Phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (II.1)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} [V_{S2}] = [v_{as2} & v_{bs2} & v_{cs2}]^T \\ [I_{S2}] = [i_{as2} & i_{bs2} & i_{cs2}]^T \\ [\Phi_{S2}] = [\Phi_{as2} & \Phi_{bs2} & \Phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (II.2)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont:

$$\begin{cases} [V_R] = [v_{ar} & v_{br} & v_{cr}]^T \\ [I_R] = [i_{ar} & i_{br} & i_{cr}]^T \\ [\Phi_R] = [\Phi_{ar} & \Phi_{br} & \Phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (II.3)$$

-Equations des tensions :

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations suivantes :

$$\begin{cases} [V_{S1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \\ [V_{S2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \\ [V_R] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (II.4)$$

-Équations des flux :

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des Inductances mutuelles, sont exprimées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} [\Phi_{S1}] = [L_{s1,s2}] [I_{s1}] + [M_{s1,s2}] [I_{s2}] + [M_{s1,r}] [I_r] \\ [\Phi_{S2}] = [L_{s2,s1}] [I_{s1}] + [M_{s2,s2}] [I_{s2}] + [M_{s2,r}] [I_r] \\ [\Phi_R] = [L_{r,s1}] [I_{s1}] + [M_{r,s2}] [I_{s2}] + [M_{r,r}] [I_r] \end{cases} \quad (II.5)$$

$[R_{S1}], [R_{S2}], [R]$ Les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement.

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

Avec :

R_{S1} : La résistance d'une phase de la 1^{eme} étoile

R_{S2} : La résistance d'une phase de la 2^{eme} étoile

R_r : La résistance d'une phase du rotor

Les sous matrices des inductances dans les équations (II.3), (II.4) et (II.5) sont exprimés Comme Suit :

$$\begin{aligned}
 [L_{S1S1}] &= \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \\
 [L_{S2,S2}] &= \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} ; \\
 [L_{E,E}] &= \begin{bmatrix} L_r + L_{nr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{nr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{nr} \end{bmatrix} \\
 [M_{S1,R}] &= L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \\
 [M_{S2,R}] &= L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \\
 [M_{S2,S1}] &= [M_{S1,S2}]^T ; [M_{R,S1}] = [M_{S1,R}]^T ; [M_{R,S2}] = [M_{S2,R}]^T
 \end{aligned}$$

- L_{s1} : l'inductance propre de la 1^{ere} étoile
- L_{s2} : l'inductance propre de la 2^{eme} étoile
- L_r : l'inductance propre d'une phase du rotor
- L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique
- L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique
- M_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le

rotor

- Equation mécanique :

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - k_f \Omega) \tag{II.6}$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (\text{II.7})$$

Avec :

- J : moment d'inertie de la machine
- C_{em} : couple électromagnétique
- C_r : couple résistant (couple de la charge)
- K_f : coefficient de frottement

-Couple électromagnétique :

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la Co énergie

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_{s3}] \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta \theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes :

$[M_{s1,r}] [M_{s2,r}] [M_{r,s1}] [M_{s1,r}]$ et $[M_{s2,r}]$ dépendent de θ_m ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation

$$C_{em} = [I_{s1}]^t \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^t \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (\text{II.9})$$

Les équations (II.2), (II.3), (II.4), (II.5), (II.7), (II.8) et (II.9), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

II .3 Modèle biphasé de la MASDE :

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasé statorique d'axes A, B, C, en un système équation deux enroulements biphasé d'axes d,q créant la même force magnétomotrice.

II.3.1 Application de la transformation de park a la MASDE :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d_{\theta_{coord}}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d_{(\theta_{coor}-\alpha)}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Pour le rotor :

Le rotor étant en court-circuit c.-à-d. que

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d_{\theta_{coor}}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Avec :

θ_{coor} : l'angle constitué par les axes As1-d

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$: l'angle constitué par les axes Ar, d

ω_{coor} : La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1

ω_{rcoor} : La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor

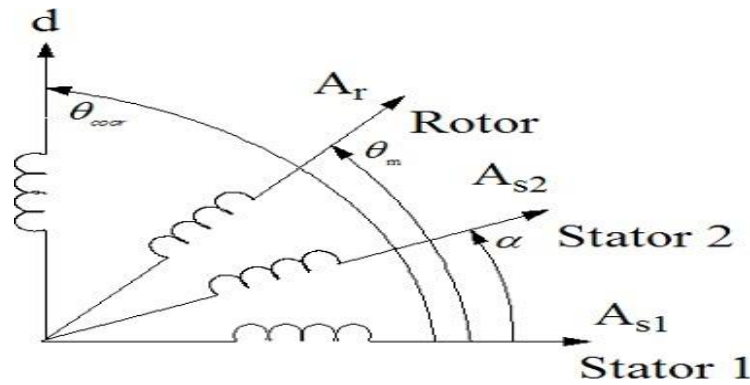


Figure II.2 Représentation des axes en transformation de Park

Le modèle biphasé Sous la forme d'équations :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_{coor} \Phi_{qs1} \\ V_{ds2} = R_s i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_{coor} \Phi_{qs2} \\ V_{qs1} = R_s i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} - \omega_{coor} \Phi_{ds1} \\ V_{qs2} = R_s i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} - \omega_{coor} \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (II.13)$$

-Equations Des Flux :

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

$$\text{On a } 3/2L_m = 3/2L_{mr} = 3/2M_{sr} = L_m \quad (\text{II.15})$$

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

Le système d'équations (I.15) est réécrit comme suit [8] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (\text{II.16})$$

Avec:

- $L_{s1} + L_m$: inductance propre cyclique de l'étoile1
- $L_{s2} + L_m$: inductance propre cyclique de l'étoile2
- $L_r + L_m$: inductance propre cyclique du rotor

-Équation mécanique :

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère [9].

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante [9].

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T I_{s2} \quad (\text{II.17})$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \quad (II.18)$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors

$$P_{abs} = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (II.19)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (I.19) par leurs expressions dans l'équation (II.15), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante:

$$P_{abs} = \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s1}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs2}^2}_{\text{terme1}} + \omega_{coor} \left(\underbrace{\Phi_{ds1}i_{qs1} - \Phi_{qs1}i_{ds1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs2}i_{ds2}}_{\text{terme2}} \right) + \underbrace{\frac{d\Phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme3}} \quad (II.20)$$

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

- Le premier terme est identifiable aux pertes Joules
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasiné.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformer en puissance mécanique (les pertes fer sont supposent négligeable).

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

$$P = C_{em}\Omega_r \quad (II.21)$$

Avec, Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor ; C_{em} le couple électromagnétique développé

On a dans l'expression de la puissance absorbée (II.20) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique

$$P_{em} = \omega_{coor} (\Phi_{ds1}i_{qs1} - \Phi_{qs1}i_{ds1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (II.22)$$

D'après l'équation (30) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds1}i_{qs1} - \Phi_{qs1}i_{ds1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (II.23)$$

Avec :

P : est le nombre de paires de pôles de la machine

II.3.2 Mise sous forme des équations d'état

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct Φ_{md} et quadratique Φ_{mq}

d'où:

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (\text{II.24})$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (II.25) dans le système d'équations (I.14), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \Phi_{mq} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

À partir de l'équation (II.26) on tire:

$$\begin{cases} i_{ds1} = (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) / L_{s1} \\ i_{ds2} = (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) / L_{s2} \\ i_{qs1} = (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) / L_{s1} \\ i_{qs2} = (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) / L_{s2} \\ i_{dr} = (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) / L_r \\ i_{qr} = (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) / L_r \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

En remplaçant les courants du système d'équations (II.27) par leur expression dans le système d'équations (II.13), on aura :

$$\left\{ \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} = v_{qs1} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) - \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II.28})$$

Avec :

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

A partir de l'équation (II.15), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (\text{II.29})$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}}\right) + \left(\frac{1}{L_{s2}}\right) + \left(\frac{1}{L_r}\right) + \left(\frac{1}{L_m}\right)} \quad (\text{II.30})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.14) dans (I.23), on obtient :

$$C_{em} = [(i_{qs1} + i_{qs2}) - (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{II.31})$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (I.15). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dr1} = L_r i_{dr} + (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr1} = L_r i_{qr} + (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (\text{I.32})$$

Les courants rotoriques sont [11]:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{dr} = \frac{1}{Lm + Lr} [\Phi_{dr} - Lm(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = \frac{1}{Lm + Lr} [\Phi_{qr} - Lm(i_{qs1} + i_{qs2})] \end{array} \right. \quad (\text{II.33})$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (II.34), on aura [3] :

$$C_{em} = \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\Phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\Phi_{qr}] \quad (\text{I.34})$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - Cr - K_f \Omega \quad (\text{II.35})$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (Φ_{md} , Φ_{mq}) dans (II.26) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations [11] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = v_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = v_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = v_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = v_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{qs2} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{ds1} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \Phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{qs1} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{II.36})$$

En mettant le système d'équations (II 36) sous forme d'équations d'état :

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

$X = [\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^T$: vecteur d'état ;

$B = [v_{ds1}, v_{ds2}, v_{qs1}, v_{qs2}]$: vecteur de commande (vecteur d'entrée).

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

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

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

La matrice A être décomposée comme suit :

$$A = [A_{11}] + [A_{12}]\omega_s + [A_{13}]\omega_{gl}$$

Telle que:

$$A_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A_{13} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[\Phi] = [H][I]$$

$$H = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_{s1}}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_{s1}}{L_r} \end{bmatrix}$$

II.4 Présentations et interprétations des résultats de simulation :

Les figures suivantes présentent les résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MASDE alimenté par deux réseaux triphasés (220V/50Hz), avec l'application d'une charge de 15N.m à l'instant t= 2 sec

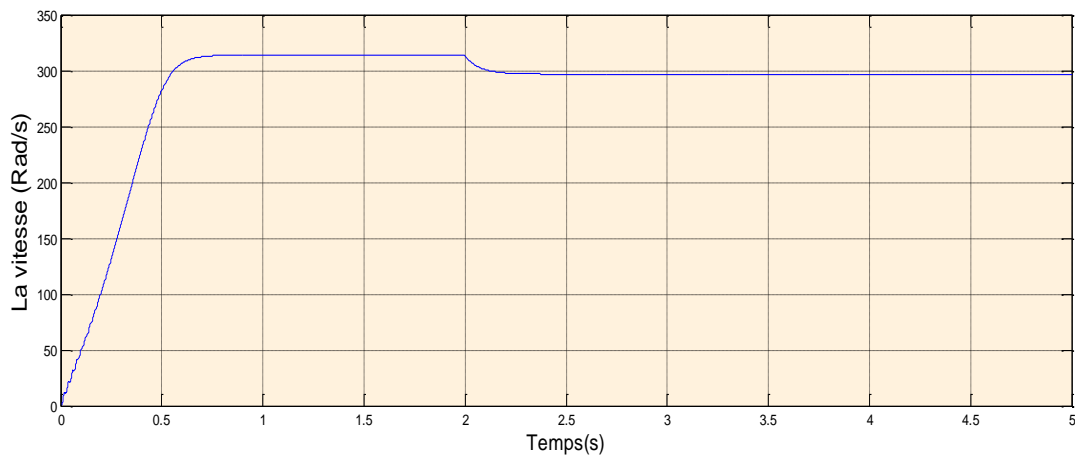


Figure II.3la vitesse de rotation (Rad/s)

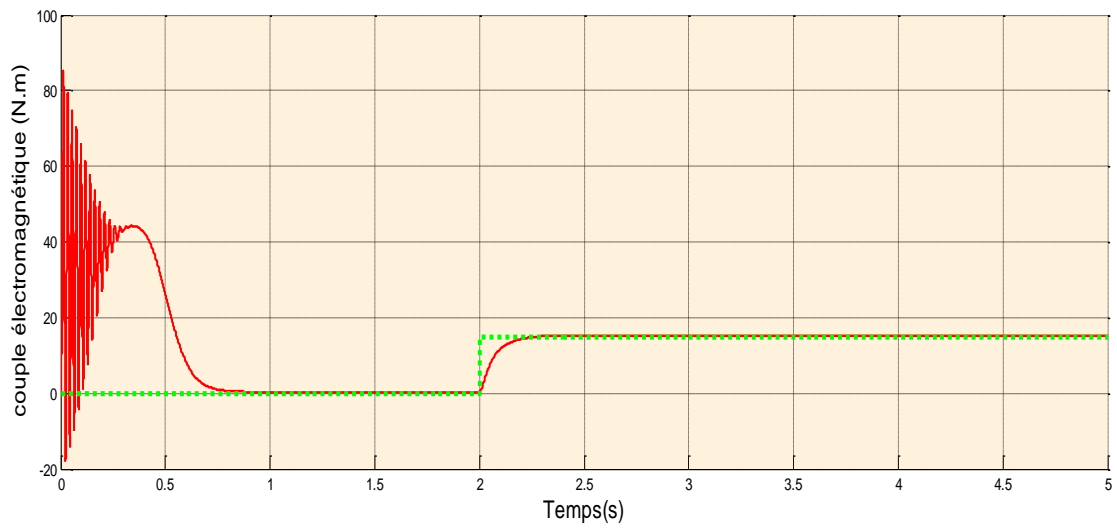


Figure II.4 le couple électromagnétique (N.m)

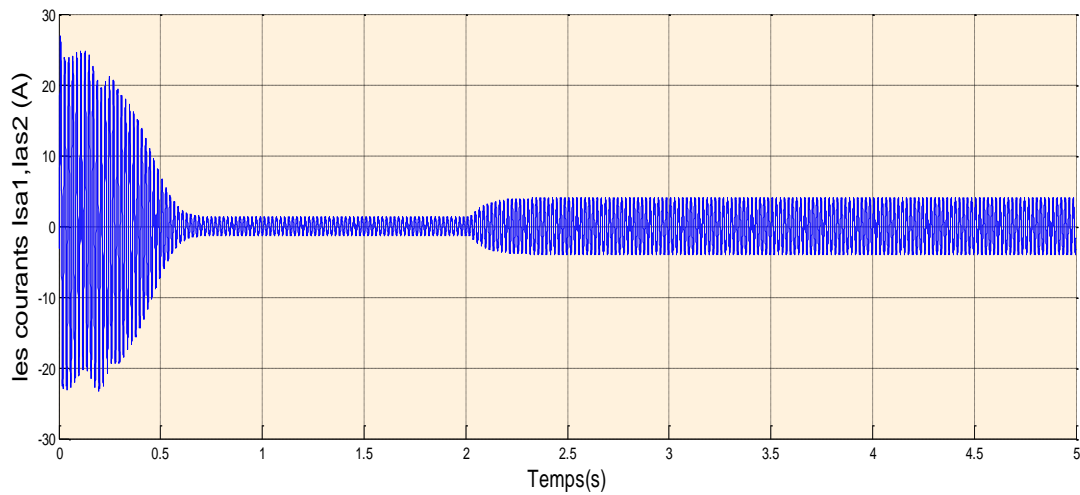


Figure II.5 les courant statorique réel

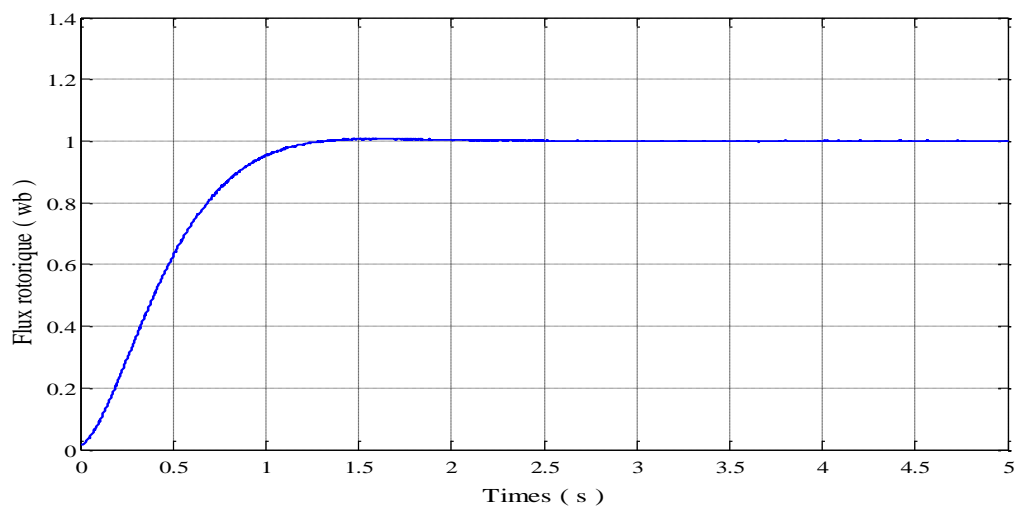


Figure II.6 Le flux rotorique (Wb)

Lors du démarrage à vide le couple électromagnétique passe par un régime transitoire. Il présente des oscillations qui atteignent une valeur maximale 85 N.m. cela est nécessaire pour vaincre l'inertie du moteur, après il revient à une valeur très faible (presque nulle) pour compenser les pertes par frottement et par ventilations.

La vitesse rotorique passe aussi par un régime transitoire d'une durée de 0.8 sec qui représente le temps de réponse de la machine puis elle se stabilisée au voisinage de la vitesse de synchronisme.

Au démarrage, les courants statorique des étoiles 1 et 2 I_{sa1} , I_{sa2} passent par un régime transitoire dont les valeurs chocs sont 4 à 5 fois de le courant nominal de la machine (6.5A), leurs valeurs sont de 27 A pour permettre au couple électromagnétique de vaincre l'inertie de la machine puis diminuent et continue de forme sinusoïdale en régime permanent pour atteindre la valeur 1.3A.

Le flux rotorique convergent vers sa valeur de référence (1 Wb) et restent toujours constants à l'instant 1.5 sec quel que soit les variations appliquées sur le couple de charge.

II.5 Conclusion :

Nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone double étoile, par la représentations du modèle mathématique créé les équations électriques et mécaniques de notre machine dans le repère triphasé. Nous aidons par certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par transformation de Park pour le stator 1 et 2 en effectuant un changement de repère a fin de réduite la complexité de la résolution des équations différentielles du système.

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

Commande vectorielle de la MASDE

III.1 Introduction

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglages de plus en plus performants, dans les applications industrielles, on trouve souvent le moteur asynchrone le plus utilisé dans ce domaine. Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multi-phases ont un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MADSE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multi-phases.

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 Kovac en 1959 et reprise par Blascke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important [11].

III.2 Principe de la commande vectorielle

Pour la machine asynchrone, le principe d'orientation du flux a été développé par Blaschke au début des années soixante-dix. Il consiste à orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du repère (d, q) , afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit donc de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d, q) . Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante [12].

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une machine asynchrone double étoile est beaucoup plus difficile car il faut piloter cinq grandeurs, quatre courants (direct et en quadrature) ou quatre tensions statoriques (direct et en quadrature) et la fréquence de ces signaux.

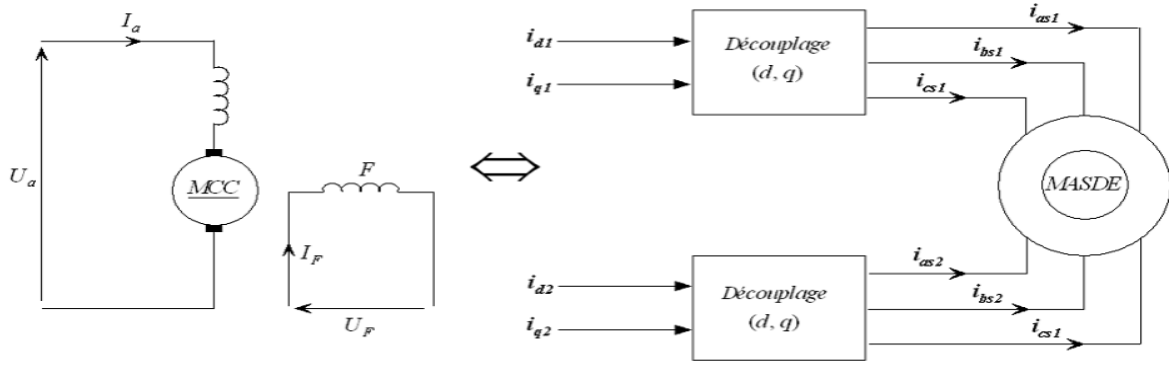


Figure III.1 Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

III.2.1 Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant $\leq d, q \geq$, 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 [13].

- Flux rotorique $\Phi_{dr} = \Phi_r^*$ et $\Phi_{qr} = 0$ (III.1)

- Flux statorique $\Phi_{ds} = \Phi_r^*$ et $\Phi_{qs} = 0$ (III.2)

- Flux d'enterfer $\Phi_{dg} = \Phi_r^*$ et $\Phi_{qg} = 0$ (III.3)

Dans notre travail, nous nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vue qu'elle est la plus facile à mettre en œuvre par rapport aux autres, c'est-à-dire :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \Phi_{qr} = 0$$

$$c_{em} = \frac{L_m}{L_m + L_r} \{ \Phi_r (i_{qs1} + i_{qs2}) \} = K'' \Phi_r i_{qs} \tag{III.4}$$

Avec : $K = P \frac{L_m}{L_m + L_r}$; $i_{qs} = (i_{qs1} + i_{qs2})$

D'après l'équation (III.1) 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.

III.3 Différentes méthodes de la commande vectorielle

La commande vectorielle de la MASDE peut être soit directe (DFOC) ou indirecte (IFOC).

III.3.1 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 [13]. Pour cela deux procédés sont utilisés : La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthodes et sensible aux Variations des paramètres de la machine.

III.3.2 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais 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 [14].

III.4 Régulation de la vitesse par la méthode directe :

La commande vectorielle directe nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. A cet effet, un estimateur du flux rotorique φ_r est implanté à partir des mesures de courants statoriques et les transformés en $ids1, iqs1, ids2$ et $etiqs2$ et de la pulsation du glissement [15]. La figure (III.2) représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

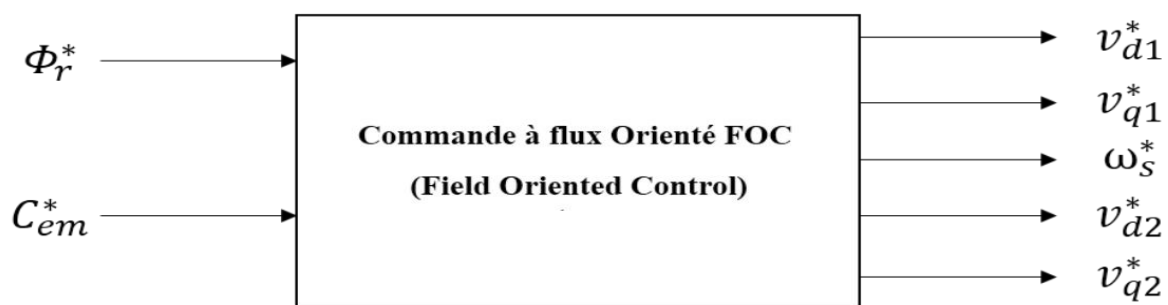


Figure III.2 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique Φ_r^* et C_{em}^* le couple exprimant que

$$\Phi_{dr} = \Phi_r^* \quad (III.5)$$

$$\Phi_{qr} = 0 \quad (III.6)$$

En remplaçant (III.5) et (III.6) le système d'équation (II.33) devient :

$$i_{dr} = \frac{\Phi_r^* - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})}{L_m + L_r} \quad (III.7)$$

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

En remplaçant (III.5) dans les équations des tensions rotoriques (II.12), on obtient :

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

En substituant ($i_{dr} = 0$) dans l'équation (III.7), On tire :

$$\Phi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (III.9)$$

A partir de l'équation (III.8), on trouve :

$$L_m(i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_m + L_r)i_{qr} \quad (III.10)$$

En remplaçant (III.8) et (III.9) dans (II.13) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_1 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (III.11)$$

$$\text{Avec : } \eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}; \lambda_{1,2} = L_{s1}, L_{s2} + \eta L_r$$

En remplaçant (III.7), (III.8) et (III.11) dans le système d'équation (III.12), on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{ds2}^* = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_r^*) \\ v_{qs2}^* = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (III.12)$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ et } \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

On a :

$$\begin{cases} i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r)}{p L_m \Phi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_r^*} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (III.13)$$

Donc :

$$C_{em}^* = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_r^* (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (III.14)$$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en

quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Le système (III.15) implique que les tensions et les courants statoriques sont directement reliées. Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, on introduit les tensions statoriques de références :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ v_{qs1}^* = V_{qs1} + V_{qs1c} \\ v_{ds2}^* = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ v_{qs2}^* = V_{qs2} + V_{qs2c} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

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

III.4.1 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.

III.4.1.1. Calcul des paramètres du régulateur des courants :

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{i_{ds,qs}}{i_{ds,qs}^*} = \frac{(K_i + k_p S)}{LS^2 + (R_s + K_p)S + K_i} \quad (\text{III.17})$$

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

$$P(S) = \frac{1}{\tau S + 1} \quad (\text{III.18})$$

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes « d » et « q ».

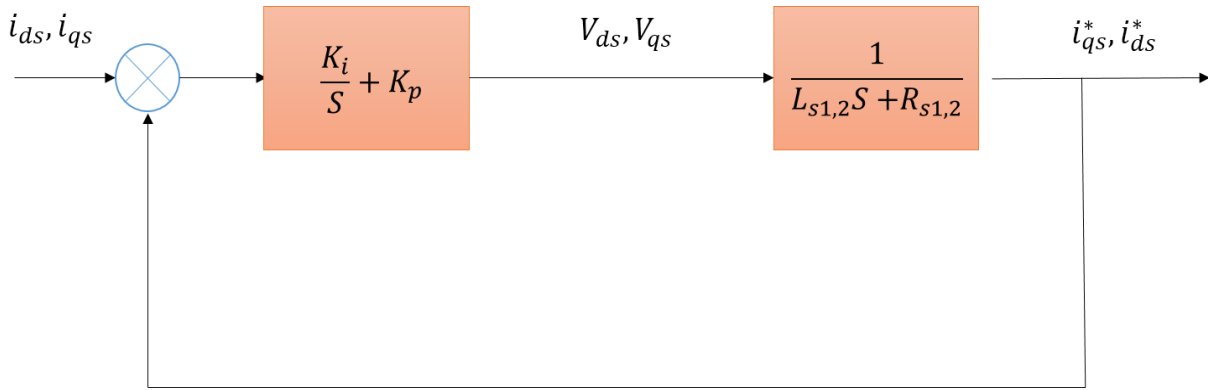


Figure III.3 Le schéma de régulation des courants.

Il suffit d'identifier (III.17) à (III.18) comme suit :

$$\frac{(k_i + k_p S)}{L S^2 + (R + k_p) S + k_i} = \frac{1}{\tau S + 1} \tag{III.19}$$

Ce qui donne :

$$K_p \tau S^2 + (k_i \tau + k_p) S + k_i = a S^2 + (b + k_p) S + k_i \tag{III.20}$$

D'où :

$$\begin{cases} k_p = a / \tau \\ k_i = b / \tau \end{cases} \tag{III.21}$$

Donc :

$$\begin{cases} k_{p1} = L_1 / \tau \\ k_{i1} = R_1 / \tau \end{cases} \text{ et } \begin{cases} k_{p1} = L_2 / \tau \\ k_{i1} = R_2 / \tau \end{cases} \tag{III.22}$$

Et on prend $\tau = T_r / 6$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $T_r = L_r / R_r$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

III.4.1.2 Régulateur de vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse est présent sur la Figure. III.4

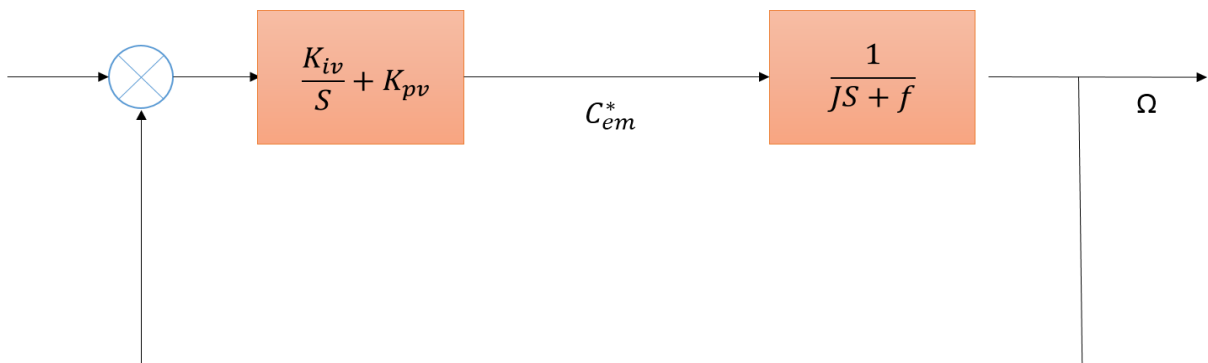


Figure III.4 Schéma d'un régulateur de vitesse

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 :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K_{pv}S + K_{iv}}{JS^2 + (f + K_{pv})S + K_{iv}} \quad (III.23)$$

On prend :

$$\begin{cases} k_{pv} = j / \tau \\ k_{iv} = f / \tau \end{cases} \quad (III.24)$$

III.4.1.3 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 :

$$\begin{cases} \Phi_r^* = \Phi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_r^* = \Phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (III.25)$$

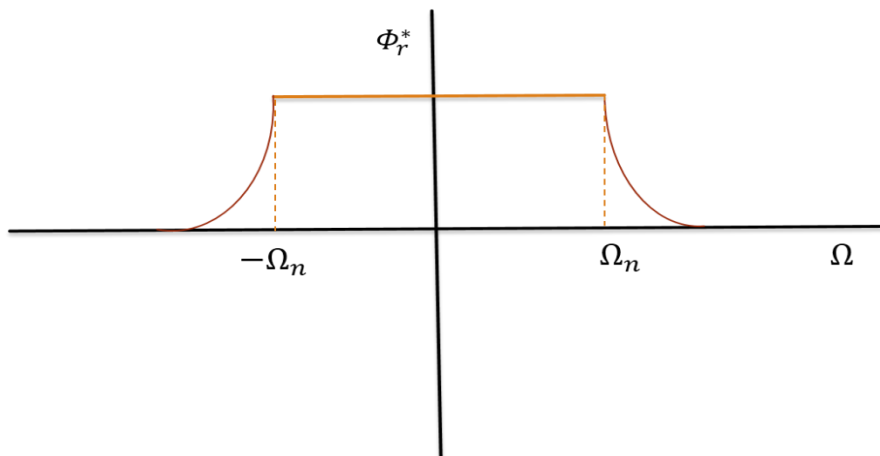


Figure III.5 schéma de défluxage

III.5 Présentations et interprétations des résultats de simulation :

Afin de tester la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la MASDE, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse, de couple résistant. Les paramètres de la machine utilisée sont regroupés dans l'annexe [PA].

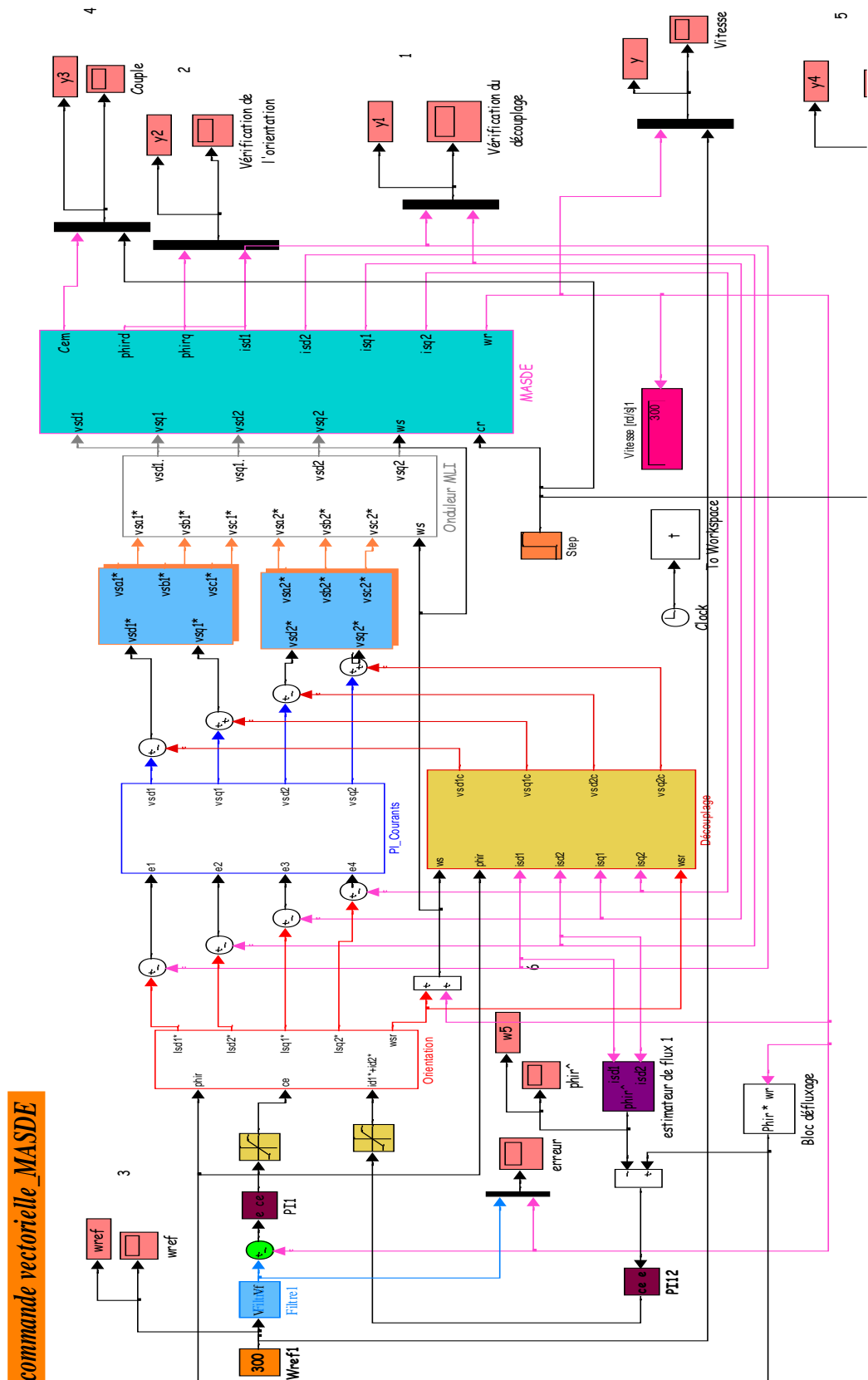


Figure III.6 Schéma bloc de simulation d'une MASDE par la commande vectorielle

III.5.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge :

Les performances de commande obtenues sont illustrées par les figures suivantes qui représentent la réponse dynamique de la machine avec application de la commande vectorielle lors de la variation de charge. Ces figures concernent l'analyse du comportement de la machine à commandé face aux variations de charge de 15 N.m appliquée à l'instant $t = 2$ sec.

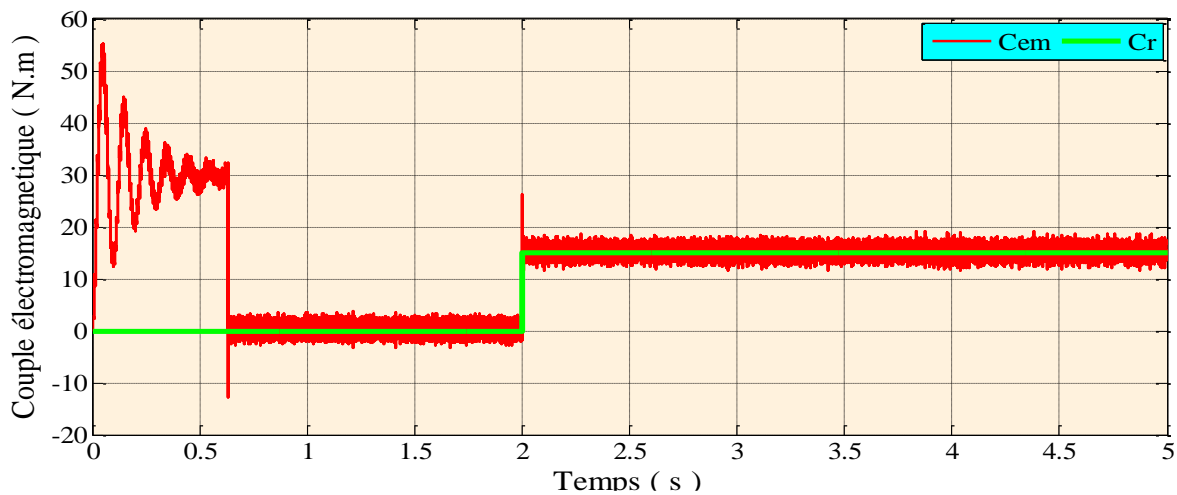


Figure III.7 le corps de couple électromagnétique Cem (N.m)

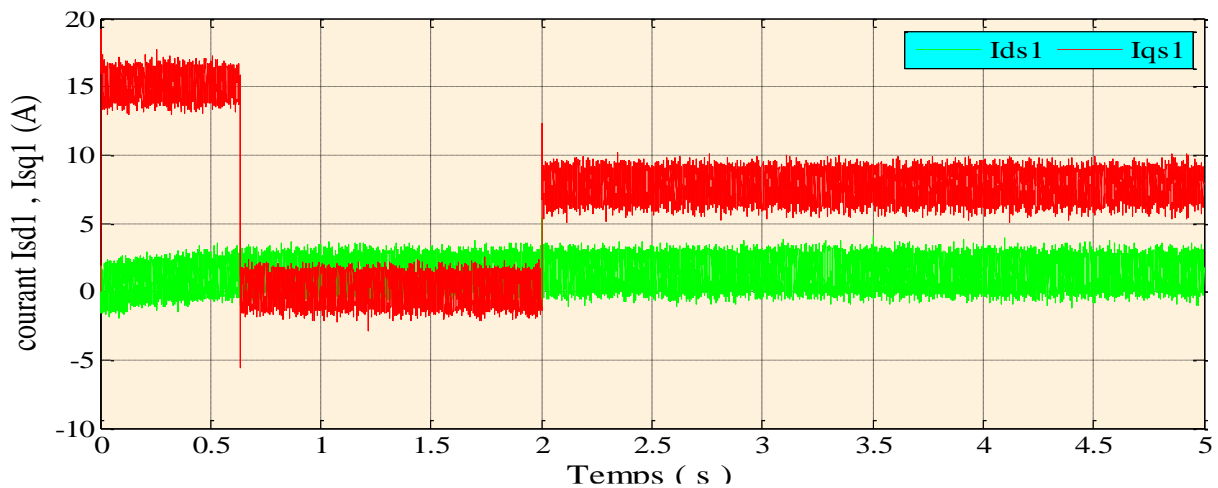


Figure III.8 le corps des courants statoriques $Isd1, Isq1$ (A)

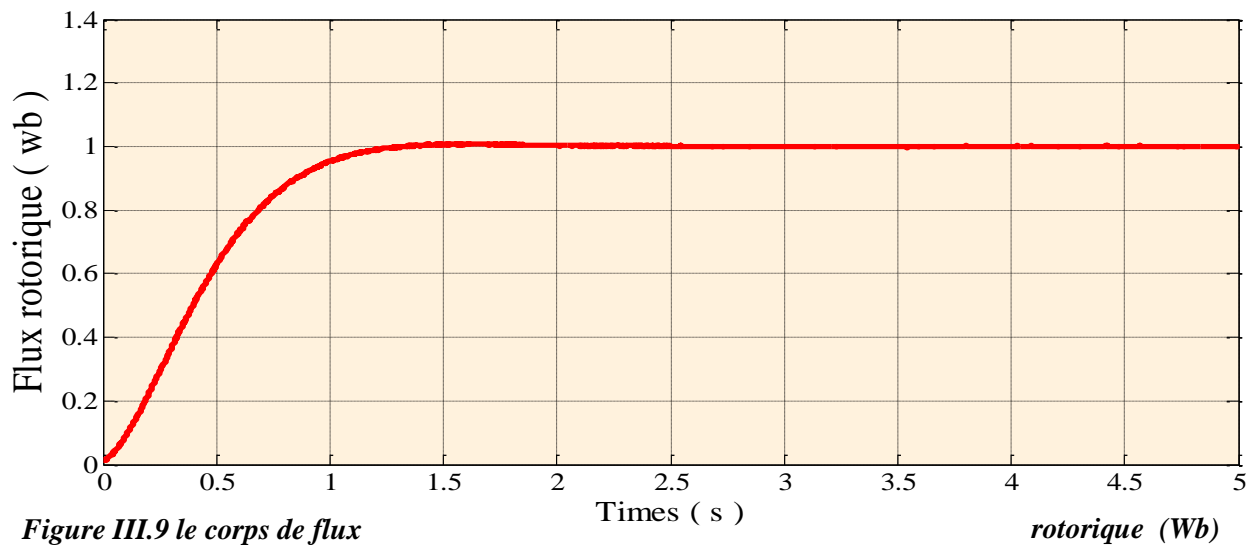


Figure III.9 le corps de flux

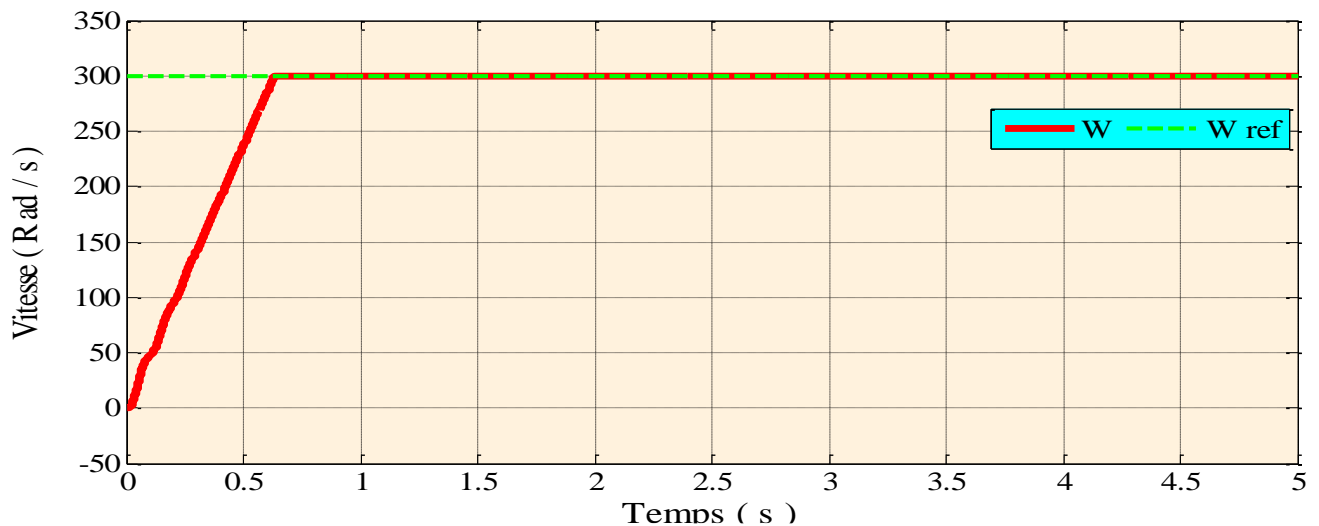


Figure III.10 le corps de vitesse (Rad/s)

Au démarrage et pendant le régime transitoire, d'après les figures précédentes (figure III.10) on remarque que la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, à l'instant $t \approx 0.7$ sec, elle atteint 300 rad/sec (début du régime permanent), puis on constate également que la vitesse subit une petite chute à l'instant de l'application de la charge ($t=2$ sec). Le flux rotorique converge vers sa valeur de référence (1 Wb) et reste toujours constants quelque soit les variations appliquées sur le couple de charge comme montre les figures précédentes (figure III.9).

La figure III.7) montre également que le couple électromagnétique rejoint après un régime transitoire le couple de charge appliquée, la réponse du couple et du flux présentent de bonnes performances et le découplage est parfaitement réalisé. Les courbes de courants

présente dans la figure (III.8) montre l'existence des pics lors du régime transitoire et le courant I_{qs1} suit la variation de couple électromagnétique.

La commande générée par le contrôleur est sensible aux perturbations de charge.

III.5.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse :

Les figures suivantes représentent la réponse dynamique de la machine avec application de la commande vectorielle lors de la variation du sens de la vitesse avec une charge nulle ($C_r = 0$).

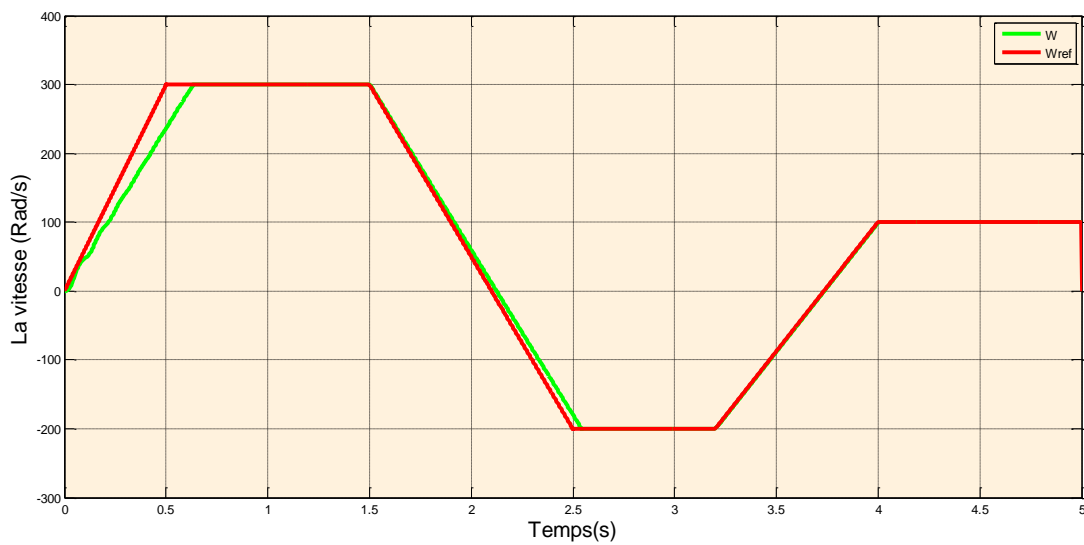
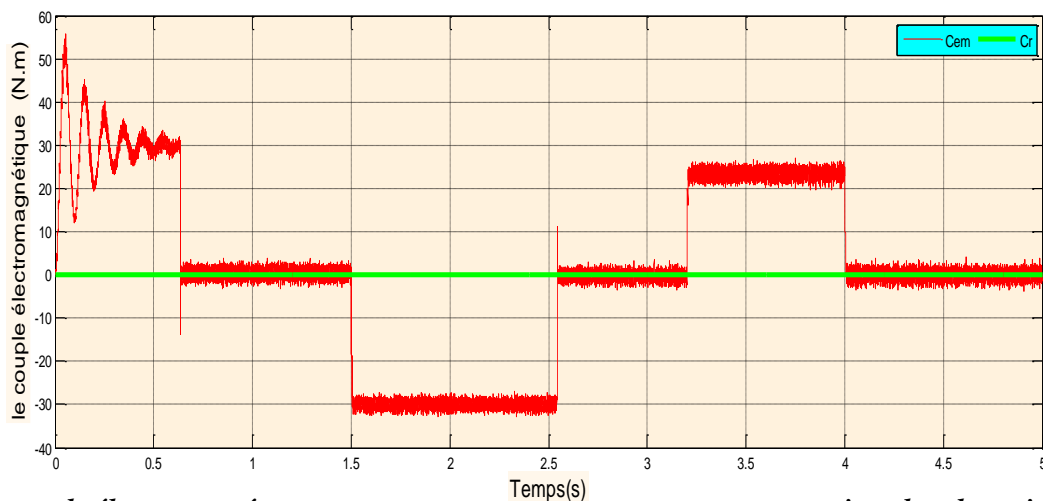


Figure III.11 le corps de la variation de vitesse (Rad/s)

Fi-
gure



III.12le
corps de couple électromagné-

de vitesse (N.m)

tique lors la variation

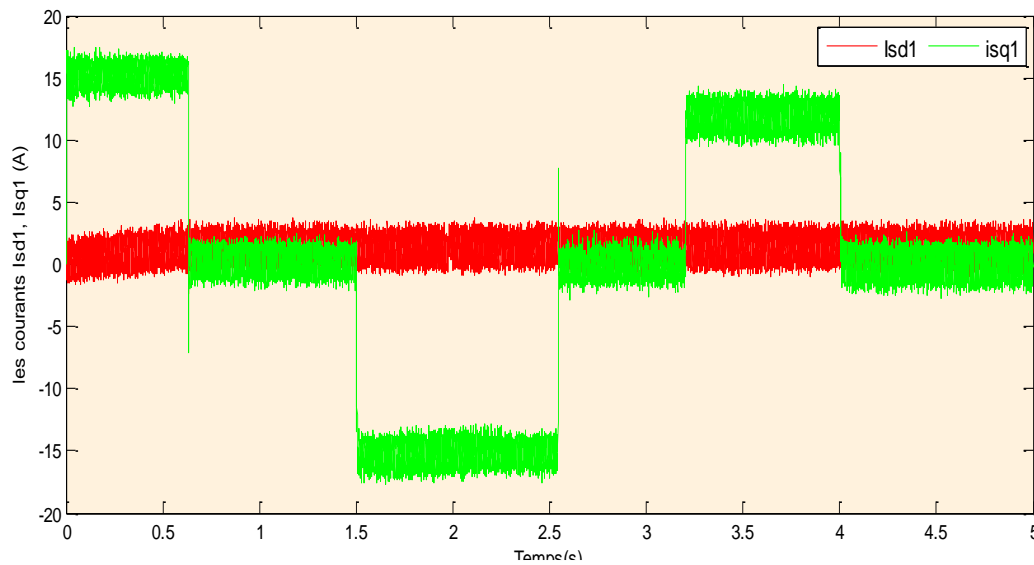


Figure III.13 le corps des courants statoriques I_{sd1}, I_{sq1} lors la variation de vitesse (A)

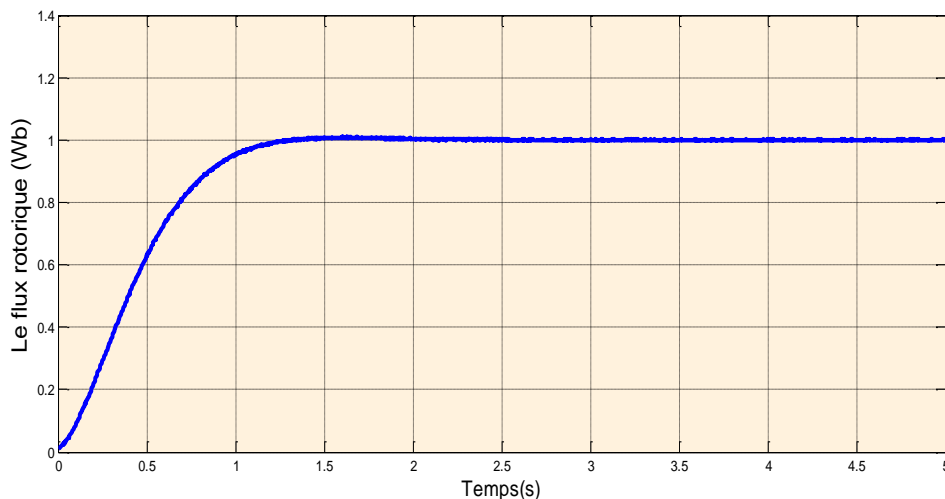


Figure III.14 le corps de flux rotorique lors la variation de vitesse (Wb)

Les performances de commande obtenues sont illustrées dans la figure précédent , qui concerne respectivement la vitesse du moteur, le flux rotorique, le couple électromagnétique et les courants statorique direct et quadratique.

La machine tourne à la vitesse 300 rad/sec, à l'instant $t=1.5\text{sec}$ on inverse le sens de rotation du moteur a -200 rad/s et en fin à l'instant $t=3.2\text{sec}$, on applique une deuxième inversion de vitesse pour tester le fonctionnement de la machine à faible vitesse de 100 rad/sec.

La figure (III.11) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence chaque fois qu'on inverse le sens de rotation, le temps de réponse de la vitesse est court pour le régime transitoire avec un dépassement nul.

Dans le cas du fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse, d'après la figure (III.14), on remarque que le flux rotorique présente des petites fluctuations à chaque instant de variation de la vitesse mais avec une bonne orientation sur l'axe direct mais avec un temps de réponse longue attient jusqu'au 1.5 sec.

La figure (III.12) illustre la variation du couple électromagnétique qui présente des pics de transition pour chaque instant de variation de la vitesse puis regagne sa valeur de références. Même remarque pour les courants rotoriques qui présentent des pics lors variation de vitesse. Les figures (III.12) et (III.13) montre des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les convertisseurs statiques MLI.

III.6 Conclusion

Ce chapitre présente l'étude théorique concernant la commande vectorielle, 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 chapitre suivant présente l'application de la commande par mode glissant.

Chapitre IV

Commande mode glissant terminal

IV.1 Introduction

Les travaux de la recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commandes robustes. Ces techniques évoluent avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissement...etc. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [16].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnements particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode de glissement est une méthode de réglage dans laquelle la structure est commutée de manière à ce que le vecteur d'état "x" suit une trajectoire $S(x)=0$ dans l'espace d'état [17]. Cette technique de commande s'adapte aux variations des paramètres du procédé à commander.

Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle de la MASDE. Nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur l'historique de la commande par mode de glissement, la théorie de la commande par mode glissement et les systèmes à structure variable, nous donnons après l'application de la commande sur la MASDE

IV.2 Historiques :

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations de paramètres. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur apparition dans la littérature soviétique et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème.

Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et autres (1998) et par Hung et autres (1993). L'action de commande force la trajectoire du système à contraindre l'espace d'état intitulé surface du glissement. [18] Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une haute fréquence de commutation.

L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations. Le phénomène «chattering» associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur par ce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable. Une approche emploie une couche limite autour de la commutation. Une autre méthode,

remplace la commande du type « maximum / minimum » par une fonction de vecteur d'unité avec une constante positive. Cependant ces approches ne fournissent aucune garantie quant à la convergence exacte au mode glissant et présente un dilemme chattering- robustesse.

IV.3. Théorie de la commande par mode glissement :

IV.3.1 Système à structure variable :

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant, de plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure. Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes:

- Le mode de convergence –MC- : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x,y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

- Le mode de glissement –MG- : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x,y)=0$.

- Le mode du régime permanent –MRP- : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

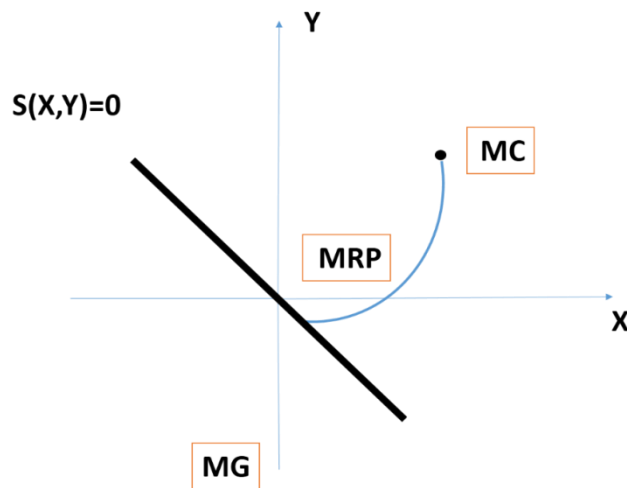


Figure IV.1 Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

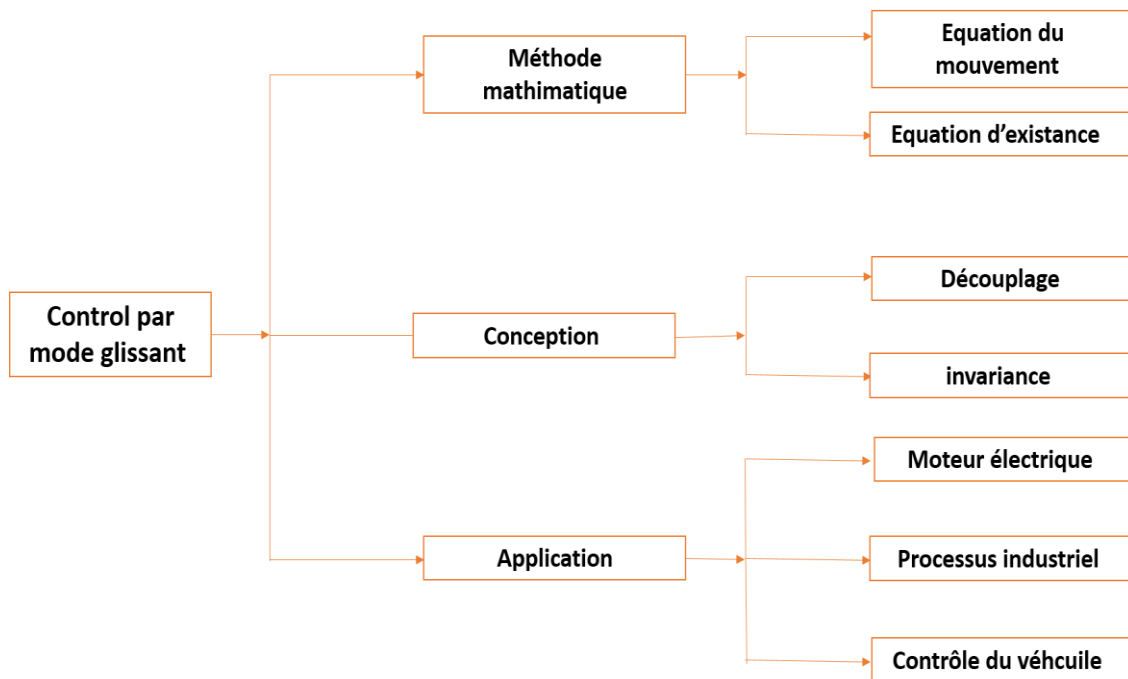


Figure IV.2 Théorie de la commande par mode de glissement

IV.3.2 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface $S(x, t)$.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$.

IV.4 La conception de la commande

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre.

- Choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

IV.4.1 Choix de la surface de glissement :

Le système à régler peut être défini par l'équation :

$$\dot{x} = A(x, t)x + B(x, t)u \quad (\text{IV.1})$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x , elle est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence.

λ : est une constante positive.

r : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

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

IV.4.2 Les conditions de convergence et d'existence :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

IV.4.2.1 La fonction discrete de la commutation :

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Cette condition peut être formulée comme suit:

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{IV.4})$$

IV.4.2.2 La fonction de Lyapunov :

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $V'(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV. Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S(x)^2 \quad (\text{IV.5})$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{IV.6})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (IV.4) est vérifiée.

L'équation (IV 5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

IV.4.3 Calcul de la commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement. L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement

qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (IV.7)$$

u_{eq} correspond donc à la commande proposée par FILIPOV, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite en considérant que la surface est nulle $S'(x)=0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{max} et u_{min} . Un est déterminé pour vérifier la condition de convergence. Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (III 1). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (IV.8)$$

en remplaçant (III 1) et (III 7) dans (III 8), nous trouvons:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (A(x,t) + B(x,t)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)u_n \quad (IV.9)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)\right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot A(x,t) \quad (IV.10)$$

pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \neq 0$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV 9), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot u_n \quad (IV.11)$$

et la condition d'attractivité exprimée par (III 4) devient :

$$S(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot u_{eq} \quad (IV.12)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de un doit être opposé a celui de

$$S(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais de la figure (III-3).

$$u_n = K \text{sign}(S(x,t)) \quad (IV.13)$$

le signe de K doit être différent de celui de.

$$\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$$

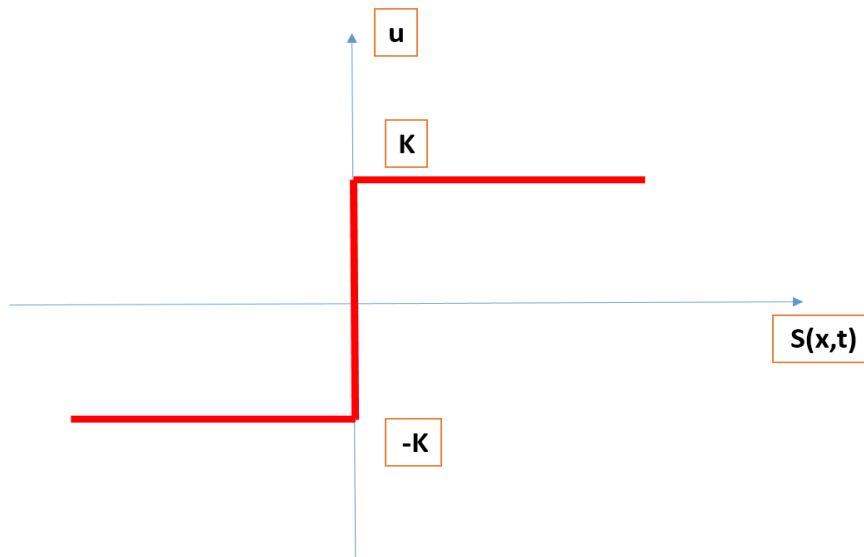


Figure IV.3 Représentation de la commande discontinue

IV.5 Présentations et interprétations des résultats de simulation :

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement de la MASDE, les mêmes tests appliqués à la commande vectorielle sont effectués. Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de la commande par mode glissement de la machine asynchrone double étoile, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de vitesse, variation de charge. Les paramètres de la machine utilisée sont dans l'annexe [PA].

IV.5.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge :

Les figures suivantes représentent la Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de la variation de charge. Pour tester la robustesse de la commande par mode glissant, on a modifié la valeur du couple résistant. Pour cela, on démarre le moteur avec un couple résistant nul ensuite à l'instant $t=2\text{sec}$, on introduit un couple résistant constant égale à 15 N.m. La simulation est faite pour un sens de rotation direct avec une consigne de vitesse constante de 300 rad/sec.

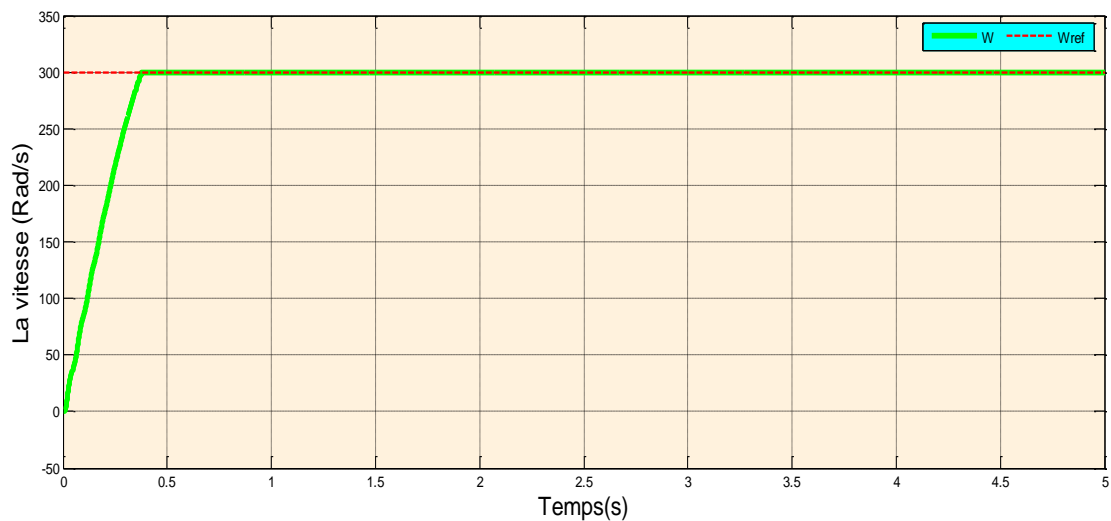


Figure IV.4 le corps de la vitesse (Rad/s)

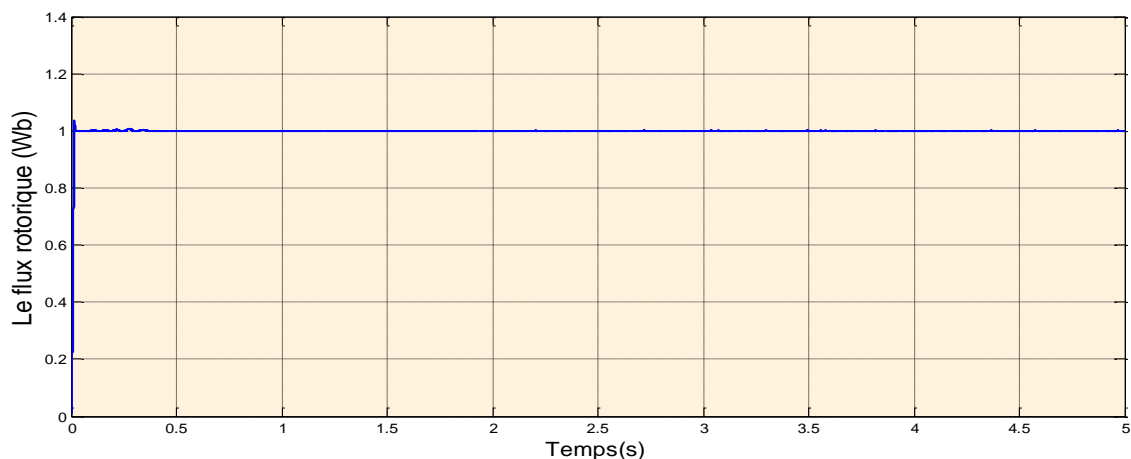


Figure IV.5 le corps de flux rotorique (Wb)

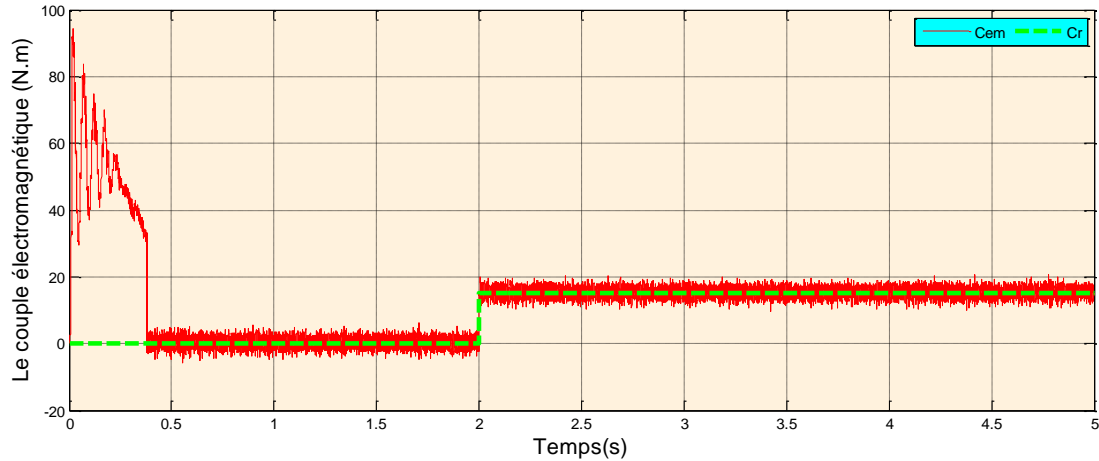


Figure IV.6 le corps de couple électromagnétique (N.m)

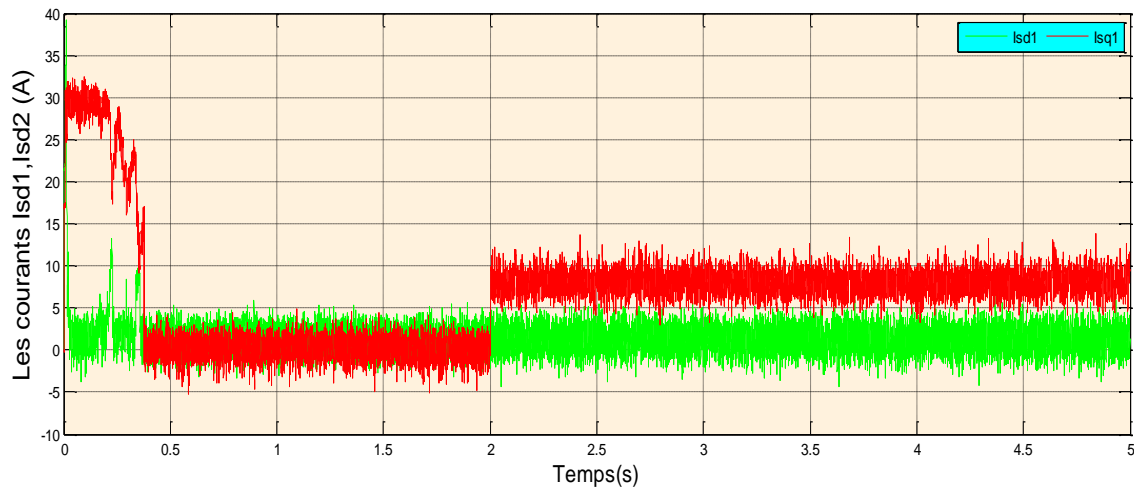


Figure IV.7 le corps des courants $Isd1$, $Isq1$ (A)

Le réglage de la vitesse par mode glissant apporte des améliorations remarquables, offrent de bonnes performances de stabilité, rapidité et précision, la vitesse répond dans un temps plus court atteindre a son régime permanent pendant une durée inférieure a 0.4 sec, sans dépassement et il accorde aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation du a l'augmentation du charge comme est indiquée sur la figure (IV.4). Le flux rotorique convergent rapidement vers sa valeur de référence (1Wb) et restent toujours constants comme montre la figure (IV.5). Les figures (IV.6) et (IV.7) montrent que l'application de la charge a partir de l'instant $t=2$ sec, engendre des augmentations aux niveaux du couple électromagnétique et des courants statorique, le couple subit a un dépassement a l'instant de variation de la charge puis rejoint a sa valeur finale a 15 N.m. On

remarque aussi un fort appel des courant statoriques a fin de produire le couple électromagnétique qui se stabilise en valeur moyenne de 8.1A.

IV.5.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse :

Les figures suivantes représentent la réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de la variation de la vitesse.

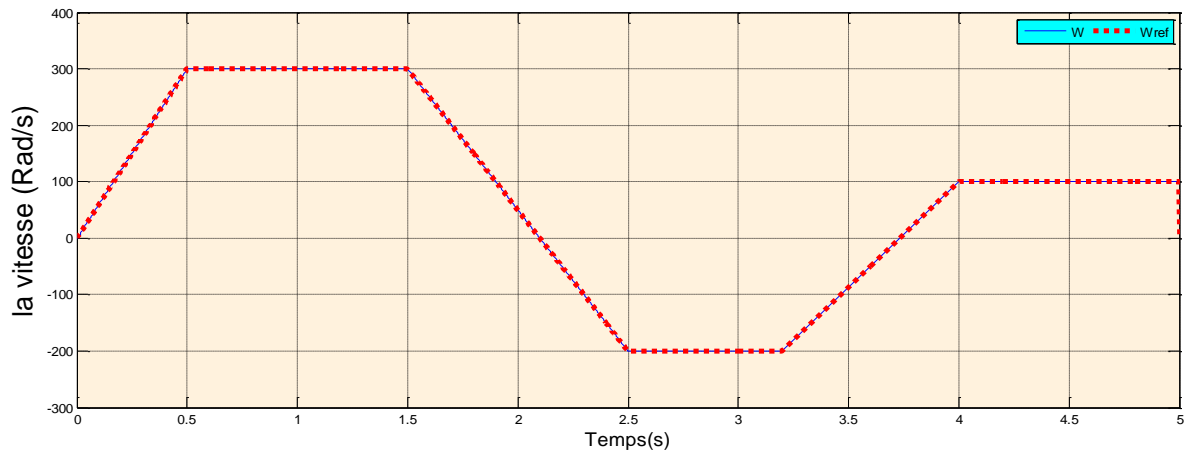


Figure IV.8 la variation de vitesse (Rad/s)

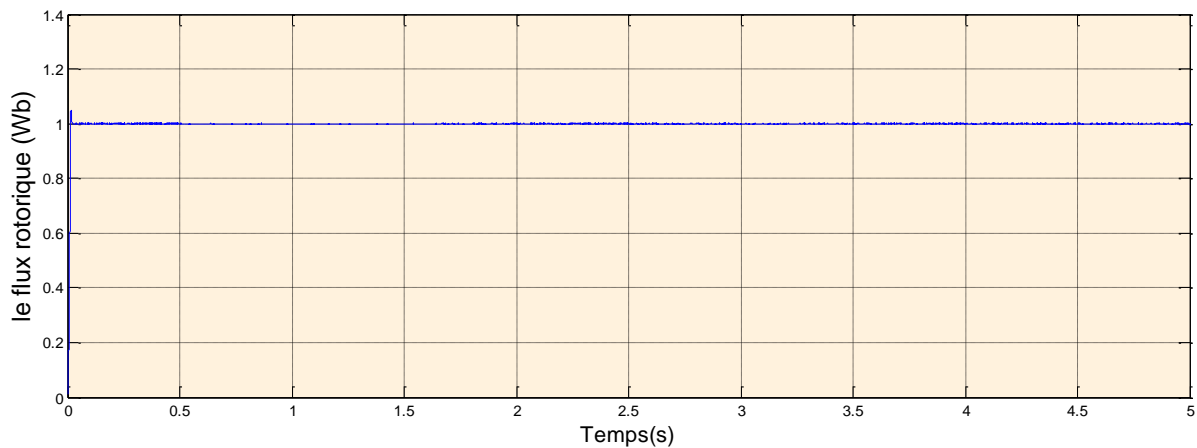


Figure IV.9 le corps de flux (Wb) lors la variation de vitesse

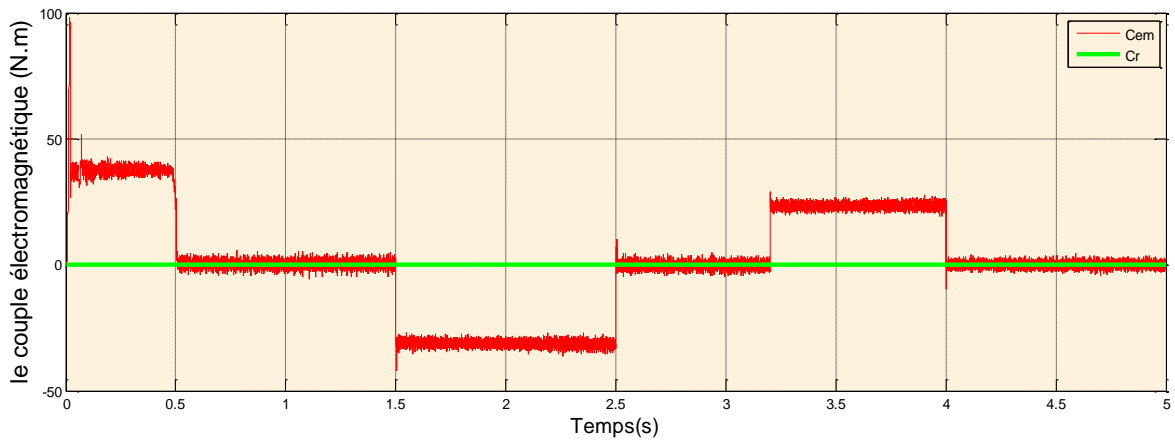


Figure IV.10 le corps de couple électromagnétique (N.m) lors la variation de vitesse

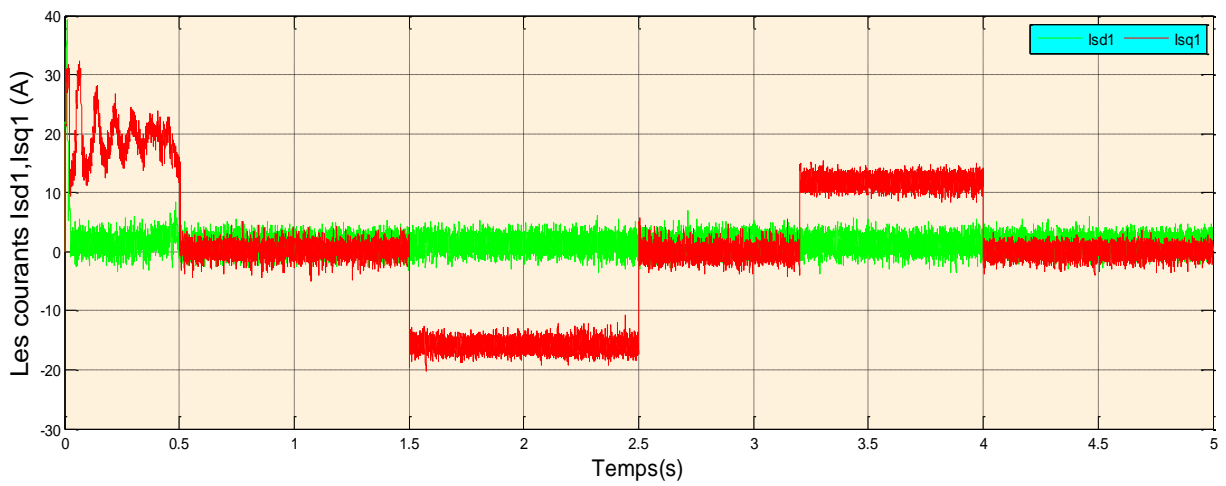


Figure IV.11 le corps des courants Isd1, Isq1 (A)

On constate d’après la Figure (IV.8) que la vitesse de rotation suit relativement sa valeur de référence sans dépassement avec une erreur de poursuite pendant le démarrage et s’annulant en régime permanent. La figure (IV.9) montre que le flux rotorique convergent vers sa valeur de référence (1 Wb) dans un temps de réponse très courte et restent toujours constants. Le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics très faibles lors de l’inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent avec un temps de rejet relativement faible comme montre les figures (IV.10) et (IV.11).

IV.6 Le mode glissant terminal (terminal sliding mode) :

Le mode glissant terminal c'est une amélioration sur la technique de mode glissant, En utilisant la théorie du contrôle de mode glissant et basée sur l'idée de navigation parallèle et planaire non linéaire cinématique d'engagement, on peut concevoir une loi de guidage uniquement avec des informations pour la cible latérale maximale accélération. Par conséquent, la mesure précise ou l'estimation de l'accélération cible n'est pas requise et la loi d'orientation proposée est robuste en ce qui concerne les manœuvres de cible. [20]

Le contrôle du mode glissant a été appliqué à nombreux problèmes d'orientation. Zhou et al. a proposé un loi de guidage adaptative en mode glissant utilisant linéarisé équations. [21] Babou et al. [22] ont étudié la loi d'orientation pour les cibles très manœuvrables grâce à la surface du taux de visibilité directe zéro basé sur la Méthode Lyapunov. Dans [23], pour supprimer l'effet de chattering d'une surface de glissement différente en fonction de la plage relative le taux de ligne de mire est défini. Dans cette référence, le l'accélération commandée est plus douce que la commande entrée dans [22], mais le calcul est compliqué. Dans [24], basé sur l'idée de navigation proportionnelle pure, un glissement loi de guidage de mode pour la mesure de taux LOS retardée avec des variables glissantes conçues par rapport à la vitesse latérale relative. Dans [25], le même glissement une base de navigation variable et vraiment proportionnelle est utilisée, mais le schéma de couche limite diminue le contrôle précision. Un nouveau temps d'impact basé sur le mode glissant et loi de guidage d'angle pour engager une guerre moderne navire est présenté dans [26] et enfin dans [27], le guidage la loi est conçue en utilisant le mode glissant du second ordre contrôlé.

Dans cette section, les principes fondamentaux de la mode de glissement terminal sont exprimés. Puis borne le mode glissant est utilisé pour introduire une nouvelle saturation fonction qui est utilisée pour implémenter le terminal contrôle dynamique du mode glissant. Enfin, la dynamique la théorie du glissement est présentée.

IV.6.2 Commande par mode glissant terminal et son utilisation dans Fonction de saturation :

Le contrôle de mode glissant terminal a été développé pour atteindre la convergence en temps fini de la dynamique du système dans le mode glissant terminal. Au lieu d'utiliser des hyperplans comme surfaces de glissement, cette méthode adopte des surfaces de glissement non linéaires. [28] Le la conception de mode glissant terminal est basée sur un choix de la surface de glissement et bonne détermination d'une loi de commande permettant de dériver les états du système qui restent sur cette surface. Lorsque le représentant point du mouvement

du système glisse sur la surface, un le mode glissant terminal est établi et un fini rapide la convergence est garanti.

IV.6.3 théories des modes glissants dynamiques

La nature de phase non minimale d'une installation restreint l'application des puissantes techniques de contrôle non linéaire telles que le contrôle en mode glissant. En conséquence, la condition d'existence des modes de glissement conventionnels ne peut pas être complètement remplie pour un contrôle borné et le système subit une instabilité due à une dynamique interne instable. Pour remédier à ce problème, un contrôleur dynamique à mode glissant a été proposé qui pourrait être appliqué au suivi de sortie de phase non minimum [29].

La principale caractéristique du mode de glissement dynamique est d'être un compensateur [30]. Afin de réduire l'effet de la perturbation inégalée sur l'erreur de poursuite en régime permanent de sortie, la variété glissante dynamique a été conçue comme un opérateur dynamique linéaire agissant sur certains états et sur les erreurs de poursuite.

IV.6.3.1 Etape 1 : le flux et le régulateur de vitesse :

La surface de glissement nécessite au comme à retenir, donc l'erreur sur la surface de glissement $s(e, t) = 0$, si pour celle qui nous ramène à définir la commande équivalente de vitesse et le module de flux rotorique de la manière suivante [31] :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds1} = \frac{1}{L_{s1}}(V_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s(L_{s1}i_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref})) \\ \dot{i}_{qs1} = \frac{1}{L_{s1}}(V_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s(L_{s1}i_{ds1} + \phi_{rref})) \\ \dot{i}_{ds2} = \frac{1}{L_{s2}}(V_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s(L_{s2}i_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref})) \\ \dot{i}_{qs2} = \frac{1}{L_{s2}}(V_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s(L_{s2}i_{ds2} + \phi_{rref})) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{j}(p \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rref} (i_{qs1} + i_{qs2}) - C_r - K_f \Omega) \\ \dot{\phi}_r = \frac{-R_r}{L_m + L_r} \phi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (i_{ds1} - i_{ds2}) \end{cases} \quad (IV.14)$$

$$\dot{s} = \begin{cases} S_w = 0 \\ S_\phi = 0 \end{cases} \quad (IV.15)$$

La surface de la vitesse rotorique S_ω et le flux S_ϕ sont définis par :

$$\begin{cases} S_w = e_w + \beta_1 e_w^{m_1/n_1} \\ S_\phi = e_\phi + \beta_2 e_w^{m_2/n_2} \end{cases} \quad (IV.16)$$

Où :

$$\begin{cases} e_w = \omega_{ref} - \omega_r \\ e_\varphi = \varphi_{ref} - \varphi_r \end{cases} \quad (IV.17)$$

Et $\beta_1, \beta_2, m_1, m_2, n_1$ et n_2 sont des courants positive avec $m_1 < n_1$ et $m_2 < n_2$

Les dérivées temporelles des surfaces de glissement S_ω et S_φ sont calculées par :

$$\begin{cases} \dot{S}_\omega = (\dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}_r) \left(1 + \beta_1 \frac{m_1}{n_1} e_w^{\frac{m_1-n_1}{n_1}} \right) \\ \dot{S}_\varphi = (\dot{\varphi}_{ref} - \dot{\varphi}_r) \left(1 + \beta_2 \frac{m_2}{n_2} e_\varphi^{\frac{m_2-n_2}{n_2}} \right) \end{cases} \quad (IV.18)$$

En remplaçant la dérivée de la vitesse ω_r et du flux φ dans l'Eq. (IV.17), on obtient ainsi les équations suivantes :

$$\dot{S}_\omega = \left(\dot{\omega}_{ref} - \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{ref} (i_{qs1} + i_{qs2}) + C_r \frac{p}{j} + \frac{K_f}{j} \omega_r \right) \cdot \left(1 + \beta_1 \frac{m_1}{n_1} e_w^{\frac{m_1-n_1}{n_1}} \right) \quad (IV.19)$$

$$\dot{S}_\varphi = \left(\dot{\varphi}_{ref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \right) \cdot \left(1 + \beta_2 \frac{m_2}{n_2} e_\varphi^{\frac{m_2-n_2}{n_2}} \right) \quad (IV.20)$$

IV.6.3.2 Etape 2 : Régulateurs de courants

$$\dot{s} = \begin{cases} S_{Ids1} = 0 \\ S_{Ids2} = 0 \\ S_{Iqs1} = 0 \\ S_{Iqs2} = 0 \end{cases} \quad (IV.21)$$

La surface des courants de vitesse rotorique S_{Ids1} , S_{Ids2} , S_{Iqs1} et S_{Iqs2} est définie par :

$$\begin{cases} S_{Ids1} = e_{Ids1} + \beta_3 e_{Ids1}^{m_3/n_3} \\ S_{Ids2} = e_{Ids2} + \beta_4 e_{Ids2}^{m_4/n_4} \\ S_{Iqs1} = e_{Iqs1} + \beta_5 e_{Iqs1}^{m_5/n_5} \\ S_{Iqs2} = e_{Iqs2} + \beta_6 e_{Iqs2}^{m_6/n_6} \end{cases} \quad (IV.22)$$

$\beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, m_3, m_4, m_5, m_6, n_3, n_4, n_5$ et n_6 sont des constantes positive avec $m_i < n_i$, $i=3, 4, 5, 6$

où:

$$\begin{cases} e_{ds1} = i_{ds1ref} - i_{ds1} \\ e_{ds2} = i_{ds2ref} - i_{ds2} \\ e_{qs1} = i_{qs1ref} - i_{qs1} \\ e_{qs2} = i_{qs2ref} - i_{qs2} \end{cases} \quad (IV.23)$$

La dérivée temporelle de la surface de glissement S_{Ids1} , S_{Ids2} , S_{Iqs1} et S_{Iqs2} est calculée par:

$$\dot{S}_{Ids1} = \left(i_{ds1ref} - \frac{1}{L_{s1}} (V_{ds1} - R_{s1} I_{ds1} + \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \varphi_{ref} \omega_{glref})) \right) \cdot \left(1 + \beta_3 \frac{m_3}{n_3} e_{Ids1}^{\frac{m_3-n_3}{n_3}} \right) \quad (IV.24)$$

$$\dot{S}_{I_{ds2}} = \left(i_{ds2ref} - \frac{1}{L_{s2}} (V_{ds2} - R_{s2} I_{ds2} + \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \varphi_{rref} \omega_{glref})) \right) \cdot \left(1 + \beta_4 \frac{m_4}{n_4} e^{\frac{m_4 - n_4}{I_{sd2}}} \right) \quad (IV.25)$$

$$\dot{S}_{I_{qs1}} = \left(i_{qs1ref} - \frac{1}{L_{s1}} (V_{qs1} - R_{s1} I_{qs1} - \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \varphi_{rref})) \right) \cdot \left(1 + \beta_5 \frac{m_5}{n_5} e^{\frac{m_5 - n_5}{I_{sd1}}} \right) \quad (IV.26)$$

$$\dot{S}_{I_{qs2}} = \left(i_{qs2ref} - \frac{1}{L_{s2}} (V_{qs2} - R_{s2} I_{qs2} - \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \varphi_{rref})) \right) \cdot \left(1 + \beta_6 \frac{m_6}{n_6} e^{\frac{m_6 - n_6}{I_{sq2}}} \right). \quad (IV.27)$$

IV.6.4 Présentations et interprétations des résultats de simulation :

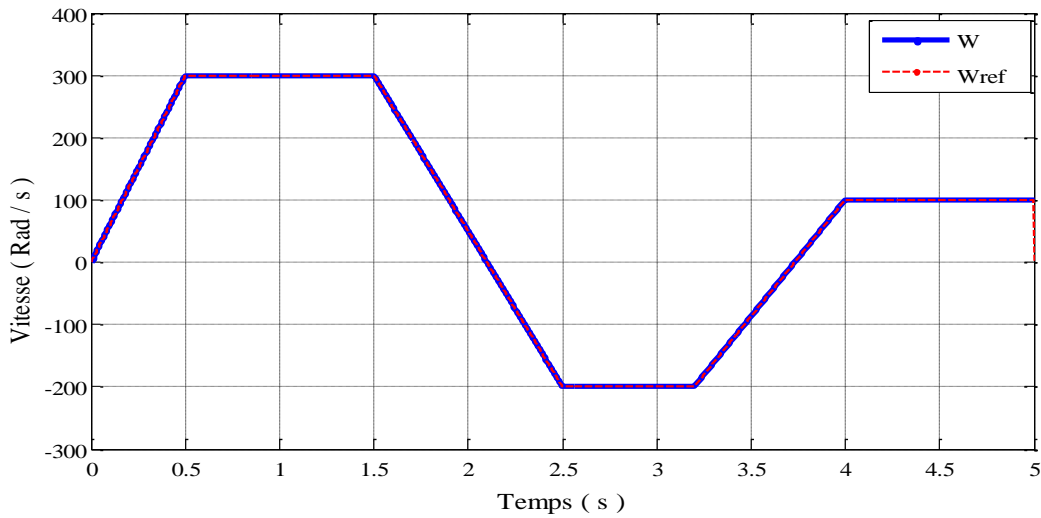


Figure IV.12 le corps de la vitesse Rad/s

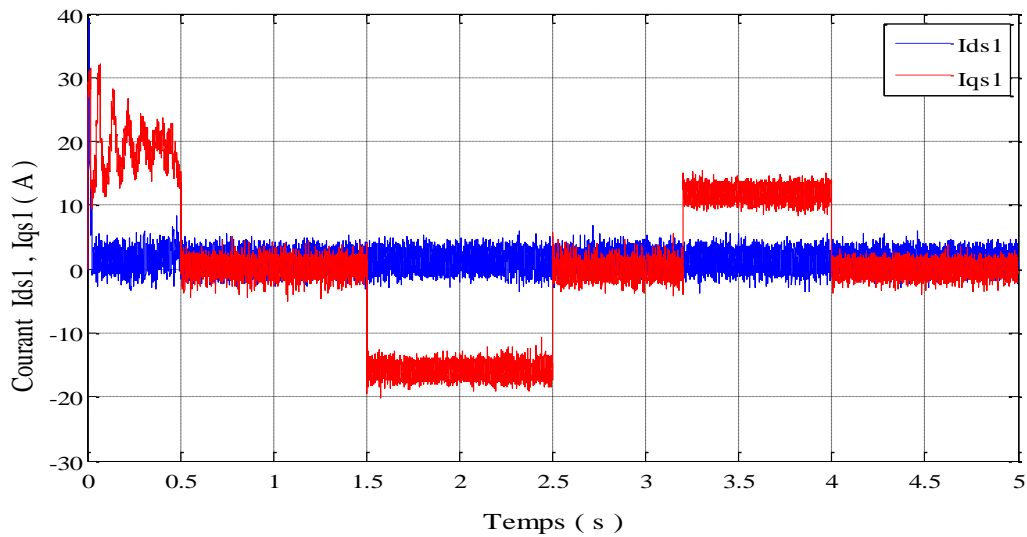


Figure IV.13 les courant statorique (A)

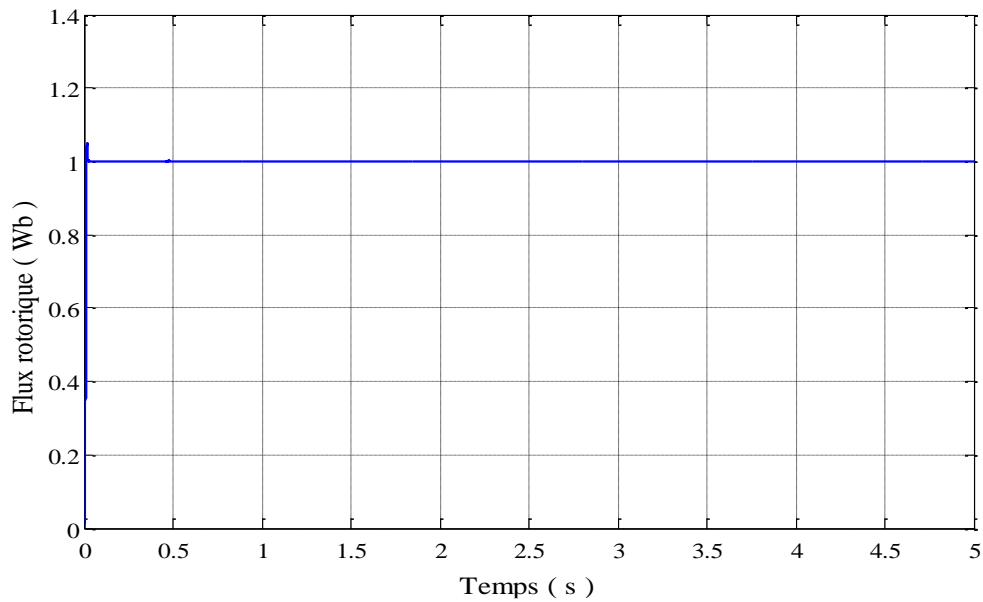


Figure IV.14 le flux rotorique (Wb)

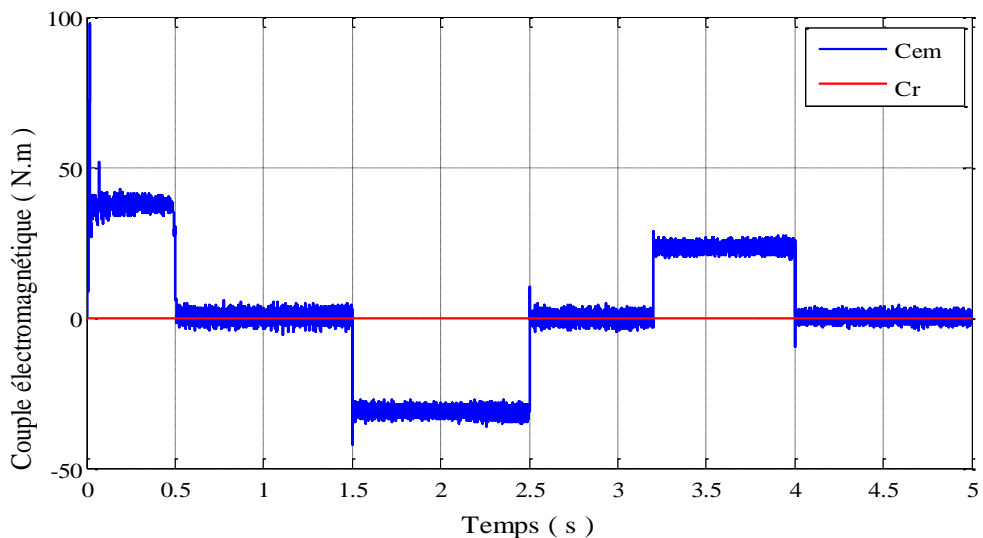


Figure IV.15 Le couple électromagnétique (N.m)

On constate que la vitesse de rotation suit relativement sa valeur de référence sans dépassement avec une erreur de poursuite pendant le démarrage et s'annulant en régime permanent. Le flux rotorique convergent vers sa valeur de référence (1 Wb) dans un temps de réponse très courte et restent toujours constants. Le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics très faibles lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent avec un temps de rejet relativement faible. On remarque aussi que le chattering diminué.

IV.7 Conclusion

Nous présentons un nouveau contrôle amélioré pour la machine à induction à double étoile basée sur un régulateur de mode glissant terminal (TSMC), une combinaison de contrôle non linéaire entre le mode glissant terminal (TSMC), pour garantir la stabilité et la robustesse du système est présentée.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Notre travail est établi pour la commande de la machine asynchrone double étoile(MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension, d'où on a choisi la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique par la méthode directe et la commande par mode glissant.

Le principe de fonctionnement, classification de la machine, les types de la machine, leurs avantages (segmentation de puissance, minimisation des ondulations de couple, la fiabilité...), et leurs inconvénients, avec le domaine d'application dans l'industrie ont été présentés.

Nous avons appliqué la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension de commande MLI, Les résultats de simulations obtenus montrent bien que le flux et le couple de cette machine sont fortement couplés.

Nous avons appliqué trois techniques de commande (commande vectorielle, commande par mode glissant et la commande par mode glissant terminal), 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 but d'améliorer le réglage de la vitesse, nous avons appliqué la commande par mode glissant.

Le réglage de la vitesse par un contrôleur glissant rend la commande de la MASDE robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine. Les résultats de simulation obtenus avec la commande par un contrôleur glissant, dépassent largement celles d'une commande vectorielle avec un régulateur classique PI dans les mêmes conditions. Nous avons appliqué la commande terminale par mode glissant on obtient les meilleurs résultats (un bon temps de réponse, diminue le chattering, la machine devient plus robuste).

Références

Références :

- [1] Z.Bouguerra. « Commande Par Orientation de Flux Rotorique de La Machine Asynchrone Double Etoile à Base d'un RegulateurGlissant» mémoire de master en automatique, Univ de M'sila, 2016.
- [2] D. Hadiouche, contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [3] KerchaSafia et GoubiWissam" Etude et modélisation des machines électriques double étoile" mémoire Master académique. Université KasdiMerbah Ouargla 27/06/2013.
- [5] ElkheirMerabet Mémoire de Magister en Electrotechnique "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile", 04 /06 / 2008.
- [4] A. Terki « commande par RST de la machine asynchrone double étoile », Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila 2009.
- [6] Hocine Amimeur Mémoire Magister en Electrotechnique " Contribution `a la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement " /2008.
- [7] BOUAMRA DhiaElhak "Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile : (Modélisation, Alimentation et Commande). 23-24 Juin 2014
- [8] HellaliLallouani, Belhamdisaad "Speed control of doubly star induction motor (DSIM) using direct field oriented control (DFOC) based on fuzzy logic controller (FLC)" Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 73, No. 4, December, 2018, pp. 128-136
- [9] MohammedHechelef " Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle" Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2017.
- [10] HellaliLallouani, Belhamdisaad, BenyettouLoutfi, Reghiouihassen "Direct Torque control of doubly star induction machine fed by voltage source inverter using type-2 fuzzy logic speed controller " Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 73, No. 4, December, 2018, pp. 202-207.
- [11] M. Hamadache et N. Ouaret, « Commande d'un système de pompage photovoltaïque », mémoire d'ingénieur, Université de Bejaia, 2007.
- [12] Baghli, L., 2009. Contribution to Induction Machine Control: Using Fuzzy Logic, Neural Networks and Génétique Algorithms. Thèse de doctorat d'Université de Henri Poincaré, France

- [13] L. Benalia, ""commande en tension des moteurs à induction a doublé alimente"", Thèse doctorat, l'université de Batna 2010.]
- [14] Ba-razzouk, A., 1998. Estimation par réseau de neurones de la constante de temps rotorique de machines asynchrones. Thèse de doctorat de l'université de Montréal, France.
- [15] G. A. Capolino, "Commande numérique vectorielle des machines `a courant alternatif alimentées en courant," RGE N°5 /92., Mai 1992.
- [16] HADDAD Salah ; CHARIF Mourad "Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode glissement de moteur asynchrone" Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA, 2005.
- [17] KAHIL Zoubir ; LATRECHE Houari " Commandes par retour d'état non linéaire d'un moteur asynchrone " Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA , JUIN 2006.
- [18] KEDJOUTI Seddik ; MESSAOUDI Chouaib " Réglage des puissances active et réactive de la génératrice asynchrone a double alimentation par des régulateurs en mode glissant " Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA , JUIN 2005.
- [19] E. A. Klingshirn, "High phase order induction motors—Part I – Description and theoretical consideration," IEEE Trans Pow App Syst., vol. PAS–102, no. 1, pp. 47– 53, Jan 1983.
- [20] Moon, J., Kim, K., and Kim, Y., "Design of Missile Guidance Law via Variable Structure Control," Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 24, No. 4, 2001, pp. 659 - 664.
- [21] Zhou, D., Mu, C., and Xu, W., "Adaptive Sliding-Mode Guidance of a Homing Missile," Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 22, No. 4, 1999, pp. 589-594.
- [22] Babu, K. R., Sarma, I. G., and Swmy, K. N., "Switched Bias Proportional Navigation for Homing Guidance Against Highly Maneuvering Target," Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 17, No. 6, 1994, pp. 1357-1363..
- [23] Innocenti, M., "Nonlinear guidance techniques for agile missiles," Control Engineering Practice 9, 2001, pp. 1131–1144
- [24] Lum, K. Y., Xu, J. X., Abidi, K., and Xu, J., "Sliding Mode Guidance Law for Delayed LOS Rate Measurement," AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit, Honolulu, Hawaii, 18 - 21 August, 2008.
- [25] Zhanxia, Z., Feng, X., Huai, G., "The Application of Sliding Mode Control on Terminal Guidance of

- [26] Harl, N., and Balakrishnan, S. N., “Impact Time and Angle Guidance with Sliding Mode Control,” IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011
- [27] Shtessel, Y.B., Shkolnikov, I.A., and Levant, A., “Smooth Second-Order Sliding Modes: Missile Guidance Application,” Automatica, Vol. 43, Issue 8, 2007, pp. 1470 – 1476.
- [28] Shuai, G. and Jin-Bao, H., “Adaptive Dynamic Terminal Sliding Mode Control Method”, IEEE, 2th International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, 2009.
- [29] Ansarifar, G.R., Talebi, H.A. and Davilu, H., “An Adaptive-Dynamic Sliding Mode Controller for Nonminimum Phase Systems,” Commun Nonlinear SciNumerSimulat, Vol. 17, Issue 1, 2012, pp. 414-425.
- [30] Roshanian, J., Ebrahimi, B., Esfahanian, M. and Bahrami, M., “Dynamic Sliding Mode Autopilot for an Aerospace Launch Vehicle,” The 7th Iranian Aerospace Society Conference, Sharif University of Technology, 2008.
- [31] Rahali, H., Zeghlache, S., Benalia, L. (2018). Sliding Mode Control based on Backstepping Approach for a Double Star Induction Motor (DSIM). Advances in Modeling and Analysis C, 73, 150–157.

Annexe

L'Annexe [PA]

Paramètre	symbole	valeur
Puissance nominale	P_w	4.5 kW
Tension nominale	V_n	220 V
Courant nominale	I_n	6.5 A
Vitesse nominale	ω_n	300 rad/s
Nombre de paire de pole	P	1
Resistance du premier enroulement statorique	R_{s1}	3.72 Ω
Resistance du deuxième enroulement statorique	R_{s2}	3.72 Ω
Résistance rotorique	R_r	2.12 Ω
Inductances du premier enroulement statorique	L_{s1}	0.22 H
Inductances du deuxième enroulement statorique	L_{s2}	0.22 H
Inductance rotorique	L_r	0.006 H
Inductance mutuelle	L_m	0.3672 H
Moment d'inertie	J	0.662 kg.m ²
Coefficient de frottement	K_f	0.001 Nms/rad
Fréquence nominale	f	50 Hz

Résumé :

Dans notre travail, nous nous proposons une amélioration sur la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant, cette amélioration s'appelle le mode glissant terminal. Après avoir présenté l'état de l'art, la modélisation de la MASDE et leurs applications. Nous avons étudié par simulation la commande de la machine par trois techniques (commande vectorielle, le mode glissant, le mode glissant terminal). Afin de tester la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la MASDE, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse, de couple résistant. Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement de la MASDE, les mêmes tests appliqués à la commande vectorielle sont effectués. De plus, on applique l'amélioration sur le mode glissant, on obtient une bonne performance dynamique et une robustesse vis-à-vis des perturbations.

Mots clés : MASDE, Mode glissant terminal, Commande vectorielle, mode glissant.

Abstract:

In our work, we propose an improvement on the control of a double star asynchronous machine by sliding mode, this improvement is called terminal sliding mode. After presenting the state of the art, the modeling of MASDE and their applications. We studied by simulation the control of the machine by three techniques (vector control, the sliding mode, the terminal sliding mode). In order to test the direct vector control by orientation of the rotor flux of the MASDE, we simulated the system under variable operating conditions namely the variation of the speed, of resistive torque. In order to test the robustness of the command by sliding mode of the MASDE, the same tests applied to the vector control are carried out. In addition, one applies the improvement on the sliding mode, one obtains a good dynamic performance and a robustness vis- vis-à-vis disturbances.

Keywords: DSIM, Terminal sliding mode, Vector control, Sliding mode.

ملخص :

في عملنا ، نقترح تحسين التحكم في آلة غير متزامنة ذات نجمة مزدوجة عن طريق وضع الانزلاق ، ويسمى هذا التحسين وضع الانزلاق الطرفي. بعد تقديم أحدث ما توصلت إليه التقنية ،نمذجة الماكينة وتطبيقاتها. درسنا عن طريق محاكاة التحكم في الآلة من خلال ثلاث تقنيات (التحكم في المتجهات ، الوضع المنزلق ، وضع الانزلاق الطرفي). من أجل اختبار التحكم المباشر في المتجه من خلال توجيه تدفق الجزء المتحرك للماكينة ، قمنا بمحاكاة النظام في ظل ظروف تشغيل متغيرة وهي تغيير السرعة وعزم الدوران المقاوم. من أجل اختبار مائة الأمر عن طريق الوضع الانزلاقي للماكينة ، يتم إجراء نفس الاختبارات المطبقة على التحكم في المتجهات بالإضافة إلى ذلك ، يتم تطبيق التحسين على الوضع الانزلاقي ، ويحصل المرء على أداء ديناميكي جيد وقوة مقابل - في مواجهة الاضطرابات.

كلمات مفتاحية : ماكينة لامتزامنة مزدوجة النجمة, الوضع الانزلاقي, التحكم في المتجهات