
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université A .Mira – BEJAIA
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique



Mémoire en vue de l'obtention du diplôme de :

Master en électrotechnique

Option

Automatisme Industriel

Thème

**Commande par Mode de Glissement d'un Moteur Asynchrone
Double Etoile**

Présenté par :

M^r BERKANI Larbi

M^r ABBACHE Larbi

Encadré par :

M^r H. AMIMEUR

Promotion 2012/2013

Remerciement

A l'issue de cette fin d'étude, nous adressons nos sincères remerciements premièrement à dieu tout puissant qui nous a donné la santé, la volonté et la patience, ensuite à notre promoteur monsieur H. Amimeur pour son dévouement incessant, ses orientations et surtout sa gentillesse afin de nous permettre l'accomplissement de ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation et à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

Et enfin, à tous ceux qui ont contribué d'une manière ou d'une autre à la réalisation de ce modeste travail de près ou de loin.

L.ABBACHE et L.BERKANI

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mes grandes mères,

*Ma très chère mère et mon très cher père pour leurs soutiens,
leurs patiences et leurs confiances.*

*Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour
tout ce qu'ils font pour moi « que Dieu vous garde et vous
bénisse ».*

Mon très cher frère Salah et sa femme,

Mes sœurs,

Toute ma grande famille,

A Tous mes amis (es)

*Sans oublier ABBACHE Larbi mon frère dans la réalisation de
ce travail.*

L-BERKANI

Dédicaces

Je tiens à dédier ce modeste travail à :

Ma grande mère,

*Mes très chers parents pour leurs soutiens, leurs patiences et
leurs confiances.*

Mon très cher frère Meziane,

Mes deux sœurs,

Mon oncle et sa famille

Mes deux tantes

Mon beau-frère et sa famille,

Toute ma grande famille,

A Tous mes amis (es)

*Sans oublier BERKANI Larbi mon frère dans la réalisation de
ce travail.*

Larbi- ABBACHE

Sommaire

Sommaire

	Introduction générale.....	1
Chapitre I: Généralités		
I.1	Introduction.....	4
I.2	Historique.....	4
I.3	Définition de la machine asynchrone.....	6
I.3.1	Constitution de la machine asynchrone.....	7
I.3.1.1	Stator.....	7
I.3.1.2	Rotor.....	8
I.3.1.3	Enroulements.....	9
I.3.1.4	Paliers.....	10
I.3.1.5	Carcasse et arbre mécanique.....	10
I.3.1.6	Flasques.....	10
I.3.1.7	Ventilateur.....	11
I.3.1.8	Boite à borne.....	11
I.3.2	Principe de fonctionnement du moteur asynchrone et glissement.....	11
I.3.3	Cheminement de la puissance active.....	12
I.3.3.1	Rendement.....	13
I.3.3.2	Pertes Joule dans le rotor.....	13
I.3.3.3	Puissance mécanique.....	13
I.3.3.4	Couple du moteur.....	14
I.4	Avantages et inconvénients d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil.....	15
I.5	Machines multiphasées.....	15
I.5.1	Premier type.....	16
I.5.2	Seconde type.....	16
I.6	Applications des machines multiphasées.....	19
I.7	Avantages des machines multiphasées.....	20
I.7.1	Segmentation de puissance.....	20
I.7.2	Fiabilité.....	20
I.7.3	Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	21
I.7.4	Elimination d'harmoniques d'espace.....	21
I.8	Inconvénient des machines multiphasées.....	22

I.9	Conclusion.....	22
-----	-----------------	----

Chapitre II: Modélisation de la machine-convertisseur

II.1	Introduction.....	24
II.2	Description de la machine asynchrone double étoile.....	24
II.3	Hypothèses simplificatrices	25
II.4	Modèle de la machine asynchrone double étoile.....	25
II.4.1	Représentation de la machine.....	25
II.4.2	Equations électriques.....	27
II.4.3	Equations magnétiques.....	29
II.4.4	Expression du couple électromagnétique.....	32
II.4.5	Equation mécanique.....	32
II.5	Modèle biphasé de la MASDE.....	33
II.5.1	Transformation de Park.....	33
II.5.2	Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q).....	34
II.5.2.1	Choix du référentiel.....	35
II.5.2.1.1	Référentiel lié au stator.....	35
II.5.2.1.2	Référentiel lié au rotor.....	35
II.5.2.1.3	Référentiel lié au champ tournant.....	36
II.5.3	Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant.....	36
II.5.4	Puissance absorbée et couple électromagnétique.....	39
II.6	Simulation et interprétation des résultats.....	40
II.7	Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI.....	46
II.7.1	Modélisation de l'onduleur de tension à MLI.....	46
II.7.2	Stratégie de commande sinus-triangle.....	48
II.7.3	Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande MLI...	51
II.8	Simulation et interprétation des résultats.....	51
II.9	Conclusion.....	55

Chapitre III: commande par mode de glissement d'un Moteur Asynchrone Double Etoile

III.1	Introduction	56
III.2	Principe de la commande par mode de glissement	56
III.3	Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement...	57
III.3.1	Choix des surfaces de glissement.....	58
III.3.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	59

III.3.3	Détermination de la loi de commande.....	60
III.4	Commande vectorielle par orientation du flux rotorique	64
III.5	détermination des différentes surfaces de régulation et application...	68
III.5.1	Surface de régulation de la vitesse	68
III.5.2	Surface de régulation de flux rotorique	70
III.5.3	Surface de régulation des courants statoriques.....	71
III.5.4	Application de la commande sur le MASDE.....	74
III.6	Simulation et interprétation des résultats.....	77
III.7	Conclusion.....	87
	Conclusion générale.....	88

Liste des figures

Listes des figures

I.1	Machine asynchrone de 4.7 MW, 45tr/mn.....	6
I.2	Constitution d'une machine asynchrone (vue générale).....	7
I.3	Photo du stator d'une machine asynchrone.....	8
I.4	Rotors d'une MAS.....	9
I.5	Cheminement de la puissance active dans un moteur asynchrone triphasé.....	12
I.6	Machines multiphasées avec le nombre de phases statoriques multiple de trois.....	17
I.7	Machine multiphasées dont le nombre de phases statoriques est impair.....	18
I.8	Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases.....	19
I.9	Exemple d'application d'une machine asynchrone double étoile.....	20
II.1	Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....	26
II.2	Représentation du modèle de la MASDE selon les axes (d, q).....	34
II.3	Evolution de la vitesse N (tr/min).....	43
II.4	Evolution du couple électromagnétique C_{em} (N.m).....	43
II.5	Evolution des Courants directs i_{ds1}, i_{ds2} (A).....	43
II.6	Evolution des courants quadratiques i_{qs1}, i_{qs2} (A).....	44
II.7	Allures des courants statoriques i_{as1} et i_{as2} (A).....	44
II.8	Tension et courant de la phase 1 étoile 1.....	45
II.9	Flux rotorique direct φ_{dr} (Wb).....	45
II.10	Flux rotorique quadratique φ_{qr} (Wb).....	46
II.11	Schéma de l'onduleur triphasé.....	47
II.12	Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle.....	50
II.13	Association MASDE-Onduleurs de tension à commande M.L.I.....	51

II.14	Evolution de la vitesse N (tr/min).....	52
II.15	Evolution du couple électromagnétique C_{em} (N.m).....	52
II.16	Evolution des courants i_{ds1}, i_{ds2} (A).....	52
II.17	Evolution des courants i_{qs1}, i_{qs2} (A).....	53
II.18	Allures des courants statoriques i_{as1} et i_{as2} (A).....	53
II.19	Tension et courant de la phase 1 étoile 1.....	54
II.20	Flux rotorique direct φ_{dr} (Wb).....	54
II.21	Flux rotorique quadratique φ_{qr} (Wb).....	55
III.1	Mode de fonctionnement dans le plan de phase.....	57
III.2	Fonction <i>sign</i> (non linéarité tout ou rien).....	62
III.3	Phénomène de broutement.....	62
III.4	Fonction de saturation ($\varepsilon > 0$ et <i>petit</i>).....	63
III.5	Fonction de classe C^1 ($\varepsilon > 0$ et <i>petit</i>).....	64
III.6	schéma du défluxage.....	67
III.7	Schéma bloc de commande par mode de glissement de la MASDE alimenté par deux onduleurs MLI.....	75
III.8	Représentation schématique du bloc FOC (MG).....	76
III.9	Evolution de la vitesse N (tr/min).....	78
III.10	Evolution du couple électromagnétique C_{em} (N.m).....	78
III.11	Evolution du courant i_{qs1} (A).....	79
III.12	Allures des courants statoriques i_{as1} et i_{as2} (A).....	79
III.13	Evolution du courant i_{ar} (A).....	80
III.14	Flux rotorique direct φ_{dr} (Wb).....	80
III.15	Flux rotorique quadratique φ_{qr} (Wb).....	80
III.16	Tension et courant de la phase 1 étoile 1.....	81
III.17	Inversion de la vitesse N (tr/min) (premier test).....	83
III.18	Allures des courants statoriques i_{as1} (A) (premier test).....	83
III.19	Evolution du couple électromagnétique C_{em} (N.m) (premier test).....	83

III.20	Evolution du courant en quadrature i_{qs1} (A) (premier test).....	84
III.21	Flux rotorique direct φ_{dr} (Wb) (premier test).....	84
III.22	Flux rotorique quadratique φ_{qr} (Wb) (premier test).....	84
III.23	Evolution du moment d'inertie.....	85
III.24	Evolution de la vitesse N (tr/min) (Deuxième test).....	85
III.25	Allure de courant statorique i_{as1} (A) (Deuxième test).....	85
III.26	Evolution du couple électromagnétique C_{em} (N.m) (Deuxième test)...	86
III.27	Flux rotorique direct φ_{dr} (Wb) (Deuxième test).....	86
III.28	Flux rotorique quadratique φ_{qr} (Wb) (Deuxième test).....	86

Liste des tableaux

Liste des Tableaux

A.1	Paramètres de la MASDE.....	90
B.1	Paramètres des régulateurs par mode de glissement.....	91

Liste des symboles

Liste des symboles

A.

a_r, a_{s1}, a_{s2} Phases (1) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement

B.

b_r, b_{s1}, b_{s2} Phases (2) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement

C.

C_{em} Couple électromagnétique (N.m)
 C_m Couple mécanique du moteur (N.m)
 C_r Couple résistant du moteur (N.m)
 c_r, c_{s1}, c_{s2} Phases (3) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement

E.

E Tension continue
 $e(x)$ Ecart de la variable à réguler

F.

f Fréquence du réseau (Hz)
 f_p Fréquence de modulation (Hz)

G.

g Glissement

I.

i_{abcr} Courants triphasés rotoriques (A)
 $i_{abcs1,s2}$ Courants triphasés statoriques (étoiles 1 et 2) (A)
 $i_{ds1,qs1}$ Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) (A)
 $i_{ds2,qs2}$ Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (A)
 $i_{deq,peq}$ Courants statoriques de commande équivalente suivant (d,q) (A)
 $i_{dn,qn}$ Courants statoriques de commande non linéaire suivant (d,q) (A)
 $i_{dr,qr}$ Courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) (A)

$[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$	Vecteur de courants de l'étoile 1, étoile 2 et du rotor	(A)
$[I]$	Vecteur d'état	
 <u>J.</u>		
J	Inertie totale des parties tournantes	(Kg.m ²)
 <u>K.</u>		
K_f	Coefficient de frottement	
K_x	Gain positif	
 <u>L.</u>		
L_m	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	(H)
L_{mr}	La valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques	(H)
L_{ms}	Représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques	(H)
L_r	Représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de fuite du rotor	(H)
L_{s1}, L_{s2}	Représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de fuite de l'étoile 1, l'étoile 2	(H)
 <u>M.</u>		
m	Indice de modulation	
 <u>N.</u>		
N_r	Vitesse asynchrone	(tr/min)
N_s	Vitesse synchrone	(tr/min)
 <u>P.</u>		
P	Nombre de paire de pôles du bobinage	
P_a	La puissance absorbée par la MASDE	(W)
p_e	Puissance active fournie au stator	(W)
p_f	Pertes dans le fer	(W)
p_{jr}	Pertes joule rotoriques	(W)
p_{js}	Pertes joule statoriques	(W)

p_m	Puissance mécanique	(W)
p_{mc}	Puissance mécanique fournie à la charge	(W)
p_r	Puissance active fournie au rotor	(W)
p_v	Pertes par frottement et aération	(W)
$[P(\theta_r)]$	Matrice de transformation d'enroulement rotorique	
$[P(\theta_{s1,s2})]$	Matrice de transformation du premier, deuxième enroulement statorique (étoile 1, étoile 2) respectivement	
p	Opérateur de la place	
<u>Q.</u>		
q	Nombre de phases statoriques	
q_α	Nombre équivalentes de phases	
<u>R.</u>		
r	Coefficient de réglage en tension	
R_{s1}	Résistance d'une phase de l'étoile 1	(Ω)
R_{s2}	Résistance d'une phase de l'étoile 2	(Ω)
R_r	Résistance d'une phase rotorique	(Ω)
r_{s1}, r_{s2}, r_r	Matrices des résistances statoriques et rotoriques	(Ω)
<u>S</u>		
$S(i_{ds1}), S(i_{qs1})$	Surface de glissement des courants de l'étoile 1 suivant (d,q)	
$S(i_{ds2}), S(i_{qs2})$	Surface de glissement des courants de l'étoile 2 suivant (d,q)	
$S(x)$	Surface de glissement de la variable x	
$S(\varphi_r)$	Surface de glissement du flux rotorique	
$S(\omega_r)$	Surface de glissement de la vitesse	
<u>U</u>		
$[U]$	Vecteur de commande	
U_{eq}	Commande équivalente (linéarisation exacte)	
U_n	Commande non linéaire (stabilisante)	
<u>V.</u>		
$V(x)$	Fonction candidate de Lyapunov	
$v_{a,b,cr}$	Tensions triphasées rotoriques	(V)
$v_{abcs1,2}$	Tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2)	(V)

Liste des symboles

$v_{ds1,qs1}$	Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)	(V)
$v_{ds2,qs2}$	Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)	(V)
v_{pm}	Valeur crête de l'onde de modulation	
$v_{ds1,2eq}, v_{qs1,2eq}$	Tensions statoriques de commande équivalente suivant (d,q)	
$v_{ds1,2n}, v_{qs1,2n}$	Tensions statoriques de commande non linéaire suivant (d,q)	(V)
v_{s1}, v_{s2}	Vecteur de tensions d'étoile 1et 2	(V)

W.

W	Energie électromagnétique	(Joule)
ω_{coord}	Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé	(rd/s)
ω_{gl}	Pulsation électrique fondamental du glissement	(rd/s)
ω_r	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotorique	(rd/s)
ω_s	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statorique	(rd/s)

τ .

τ_r	Constante de temps d'un système du premier ordre	(s)
----------	--	-----

X.

[X]	Vecteur d'état	
-----	----------------	--

α .

α	Angle électrique de décalage entre les deux étoiles	(rd)
----------	---	------

φ .

φ_{abcr}	Flux triphasés rotoriques	(Wb)
$\varphi_{abcs1,s2}$	Flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2)	(Wb)
$\varphi_{dr,qr}$	Flux rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)	(Wb)
$\varphi_{ds1,qs1}$	Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)	(Wb)
$\varphi_{ds2,qs2}$	Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)	(Wb)
$[\varphi_{s1}][\varphi_{s2}][\varphi_r]$	Vecteur de flux de l'étoile 1,de l'étoile 2et du rotor	(Wb)

λ .

λ	Gain positif	
-----------	--------------	--

Ω .

Ω_n	Vitesse mécanique de rotation du rotor nominale	(rd/s)
Ω_r	Vitesse de rotation du rotor	(rd/s)
Ω_s	Vitesse de rotation du champ statorique	(rd/s)

θ .

θ_{geo}	Angle géométrique de rotation du rotor	(rd)
θ_r	Angle entre le stator (1) et le rotor	(rd)

ε .

ε	Gain positif
---------------	--------------

η .

η	Rendement
--------	-----------

$*$.

* (exposant)	Grandeur de référence
--------------	-----------------------

Abréviations

Abréviations

FOC:	Field Oriented Control (Commande à flux orienté)
MAS:	Machine Asynchrone à cage
MASDE:	Machine (Moteur) ASynchrone Double Etoile
MCC:	Machine à Courant Continu
MG:	Mode Glissant
MLI:	Modulation par Largeur d'Impulsion
PI:	Proportionnel - Intégral

Introduction générale

Introduction générale

Parmi toutes les applications possibles de fonctions de base de l'électronique de puissance, la variation de vitesse du moteur électrique est souvent la plus importante application dans l'industrie, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable, alors la technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent les machines asynchrones pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse, etc.). Les gammes de puissances sont très variées et les applications sont très diverses. D'autre part à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier sa tension, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation du courant alternatif de fréquence variable. Afin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes, ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande des machines électriques est devenue un élément très important dans les différents cycles de formation [1].

L'étude de la commande de l'ensemble convertisseur - machine nécessite des connaissances de base en électrotechnique, électronique de puissance et en automatique. Les développements dans chaque domaine ont contribué à l'amélioration des performances du système. et avec les progrès de l'électronique de puissance, liés à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. On cite à titre d'exemple la commande

vectorielle, la commande floue adaptative, la commande par mode glissement etc., l'intérêt récent accordé à cette dernière est du essentiellement a la disponibilité des interrupteurs à fréquences de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [1].

Dans le cadre de notre travail, nous nous sommes plus particulièrement intéressées à la commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone double étoile et qui fera l'objet de trois chapitres.

Le premier chapitre sera consacré à la présentation de quelques généralités sur la machine asynchrone à cage, notamment sa constitution, le principe de fonctionnement, le cheminement de la puissance active, les avantages et les inconvénients, ensuite on passera à la présentation des différents types des machines multiphasées, leurs domaines d'applications, leurs avantages et leurs inconvénients tout en prenant l'exemple de la machine asynchrone double étoile.

Dans le deuxième chapitre, on présentera la modélisation de la MASDE et de son alimentation. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle réel de la MASDE, second lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Nous présentons ensuite l'alimentation de la machine par onduleurs de tension à commande M.L.I. et nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers.

Le dernier chapitre fera l'objet de l'application d'une commande occupant une importante place parmi les commandes robustes, connue par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité, nommée commande par mode de glissement. Dans ce cadre, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes, nous entamons par

suite l'application de la commande sur le moteur asynchrone double étoile et nous allons enfin montrer les performances de ce type de réglage tout en exposant les résultats de simulation.

Nous terminerons par une conclusion générale.

Chapitre I
Généralités

I.1 Introduction

Plus de la moitié de l'énergie électrique produite dans les pays industrialisés est transformée en énergie mécanique, par des moteurs. La plupart de ceux-ci appartiennent à l'un des types suivants : à courant continu, synchrone, à courant alternatif à collecteur ou asynchrone. On estime généralement que les moteurs asynchrones représentent 70 % de la puissance installée, et qu'ils absorbent 40 à 50 % de l'énergie totale consommée. Même si ces chiffres sont imprécis, ils montrent l'importance de ce type d'équipement car la robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence du découplage naturelle entre le stator et le rotor donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure [2].

Dans ce chapitre on va présenter quelques généralités sur les machines asynchrone, et plus particulièrement les machines multiphasées.

I.2 Historique

- 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 ;

- En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles ;
- En 1860 la compagnie “l’Alliance” fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes ;
- En 1865 l’Italien Antonio Paccinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré ;
- En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, machines synchrones et asynchrones, etc.) [2].

Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l’utilisation et donc la consommation de l’énergie électrique.

On remarque sur ce brève historique que les chercheurs ainsi que les ingénieurs n’ont pas cessé d’améliorer, de développer et d’inventer d’autres machines, qui ont satisfait les besoins de plusieurs applications industrielles et domestiques, ce qui a donné lieu à de nombreuses machines allant de “micro machines” aux “giga machines”.

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

Ces machines peuvent être classées de plusieurs manières, par exemple :

- Par la façon d’alimenter ou de délivrer le courant/tension ;
- Par la construction [2].

I.3 Définition de la machine asynchrone

La machine asynchrone est la machine électrique la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car elle offre le meilleur rapport qualité prix. Surtout depuis l'apparition des variateurs dans les années 1980 qui permettent de faire varier la fréquence de rotation du moteur dans une large gamme. Bien que réversible, la machine asynchrone est principalement utilisée en moteur.

La machine se compose de deux pièces principales :

- Le stator (la partie fixe) est relié au réseau électrique ;
- Le rotor est constitué de conducteurs en court circuit qui sont parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques.

Cette machine peut, selon sa construction, être reliée à un réseau monophasé ou polyphasé (généralement triphasé car c'est celui de la distribution).

La figure I.1 représente une machine asynchrone de puissance 4.7MW et de vitesse 45tr/min.



Figure I.1 : Machine asynchrone de 4.7 MW, 45tr/mn [3]

I.3.1 Constitution de la machine asynchrone

La figure I.2 illustre la vue générale d'une MAS tout en spécifiant ses différentes parties constitutives.

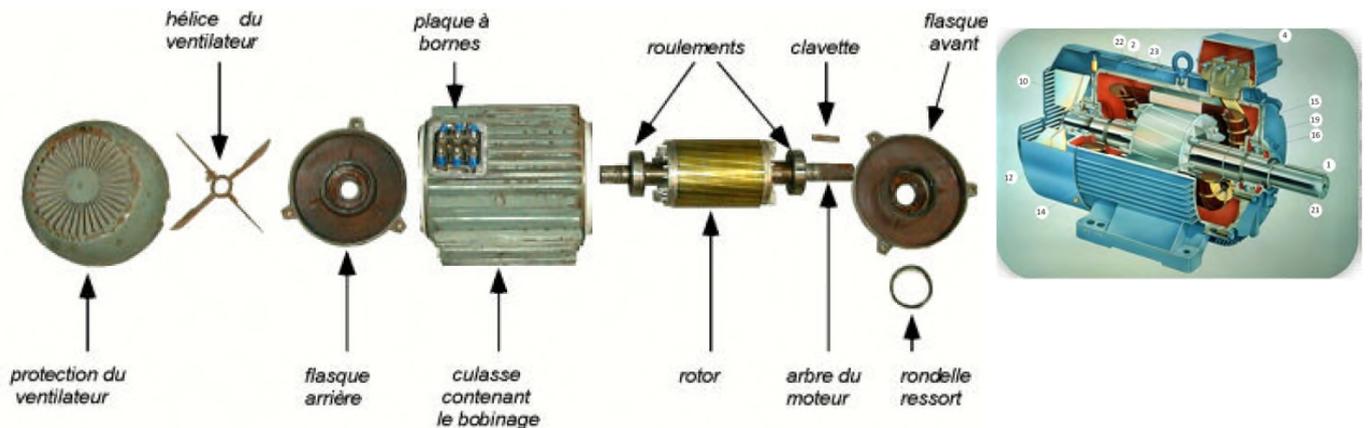


Figure I.2 : Constitution d'une machine asynchrone (vue générale) [4]

La machine asynchrone à cage d'écureuil est constituée des principaux éléments suivants :

1. Stator ;
2. Rotor ;
3. Enroulements ;
4. Paliers ;
5. Carcasse et arbre mécanique ;
6. Flasques ;
7. Ventilateur ;
8. Boîte à borne.

I.3.1.1 Stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure I.3). Le bobinage

statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer, le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [5].

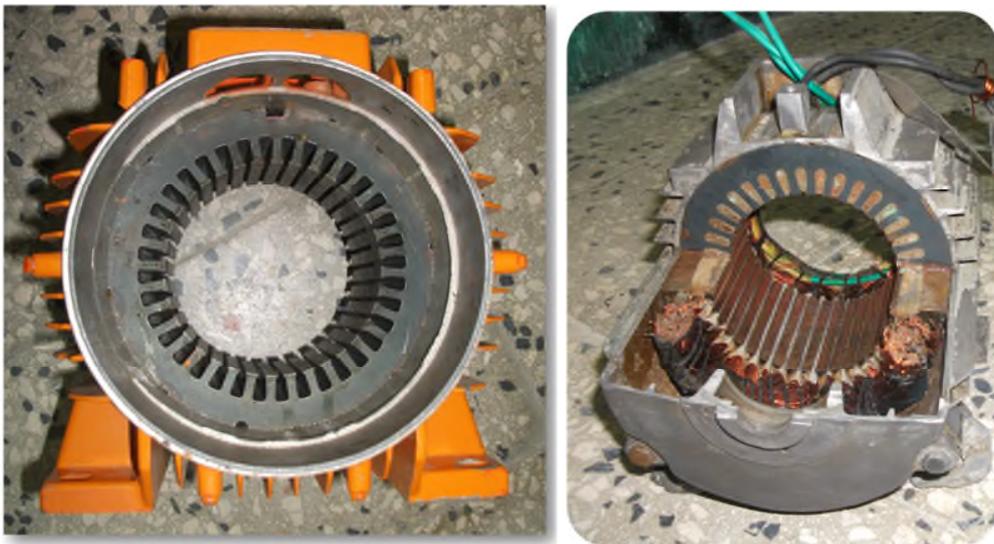
(a) *Stator sans bobinage*(b) *Coupe d'un stator*

Figure I.3 : Photo du stator d'une machine asynchrone [6]

I.3.1.2 Rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure I.4). La cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Dans le cas du rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou

par des barres massives de cuivre préformées et frettés dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [7].

Les encoches rotoriques sont inclinées par rapport à l'axe longitudinal pour diminuer les harmoniques supérieurs d'espace et réduire la réactance liée à la position de la variation angulaire rotor / stator.



(a) Coupe d'un rotor à cage d'écureuil en aluminium [6]

(b) Cage d'écureuil [8]

Figure I.4 : Rotors d'une MAS

I.3.1.3 Enroulements

Les trois bobines (un enroulement par phase) sont identiques, décalées l'une par rapport à l'autre de 120° et sont alimentées par des tensions triphasées. Elles produisent un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation.

La vitesse au synchronisme s'exprime par la relation suivante :

$$N_s = \frac{60 \times f}{P}$$

Avec :

N_s : Vitesse synchrone (tr/min) ;

P : Nombre de paire de pôles ;

f : Fréquence du réseau (Hz).

I.3.1.4 Paliers

Les paliers permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écurueil [9].

I.3.1.5 Carcasse et arbre mécanique

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc.), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation [10].

I.3.1.6 Flasques

Elles servent à positionner les paliers par rapport à la carcasse et protègent les organes internes de la machine.

I.3.1.7 Ventilateur

Il facilite le refroidissement de la machine.

I.3.1.8 Boite à borne

Le stator porte à l'intérieur des encoches un bobinage formant P paires de pôles dont l'une des extrémités aboutie à la source et l'autre à une plaque à bornes avec laquelle on choisit le type de couplage : étoile ou triangle.

I.3.2 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone et glissement

Le rotor du MAS est constitué de conducteurs (des bobinages ou carrément des barres métalliques) disposés le long du rotor et court-circuités. Lorsque le champ tournant balaye ces conducteurs, il induit des courants qui entrent en interaction avec le champ et permettent à un couple moteur de se créer. Le rotor se met alors à tourner et se stabilise à une vitesse toujours légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme. Il est impossible pour le rotor de tourner à la vitesse de synchronisme puisqu'il serait alors baigné dans un champ fixe, et donc parcouru par un courant nul. En l'absence de courant, le couple serait nul, et la machine décélérerait. La légère différence de vitesse justifie le terme de *glissement* du rotor par rapport au champ tournant.

Le *glissement* : grandeur caractéristique du fonctionnement du moteur asynchrone.

Lorsqu'on étudie le fonctionnement d'une machine asynchrone, on distingue deux vitesses de rotations :

- Vitesse de rotation du champ statorique, dite vitesse de synchronisme : N_s (tr/min) ou Ω_s (rad/s) ;
- Vitesse de rotation du rotor : N_r (tr/min) ou Ω_r (rad/s).

Le glissement (g), décrit l'écart relatif entre les deux vitesses. On retiendra :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$$

C'est une grandeur sans dimension qui rentre en compte dans quasiment toutes les formules importantes du fonctionnement de la machine [11].

I.3.3 Cheminement de la puissance active

Les tensions et les courants d'un moteur asynchrone permettent de comprendre son fonctionnement détaillé. Cependant, on comprend mieux la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique en suivant le cheminement de la puissance active qu'il absorbe (voir figure I.5). Ainsi, lorsqu'on alimente un moteur asynchrone, une partie P_{js} , de la puissance active P_e qu'il reçoit est dissipée par effet Joule dans les enroulements du stator, et une autre partie P_f est perdue dans le fer. Le reste de la puissance, P_r , est transporté au rotor, par induction, à travers l'entrefer. Une troisième tranche P_{jr} se dissipe par effet Joule dans les enroulements du rotor, et le reste P_m est enfin disponible sous forme de puissance mécanique. Si l'on en soustrait les pertes par ventilation et friction P_v , on obtient la puissance mécanique P_{mc} fournie à la charge.

Afin d'exploiter ce diagramme de répartition des puissances actives pour les calculs, on donne ci-après trois relations importantes associées à ces diverses puissances [12].

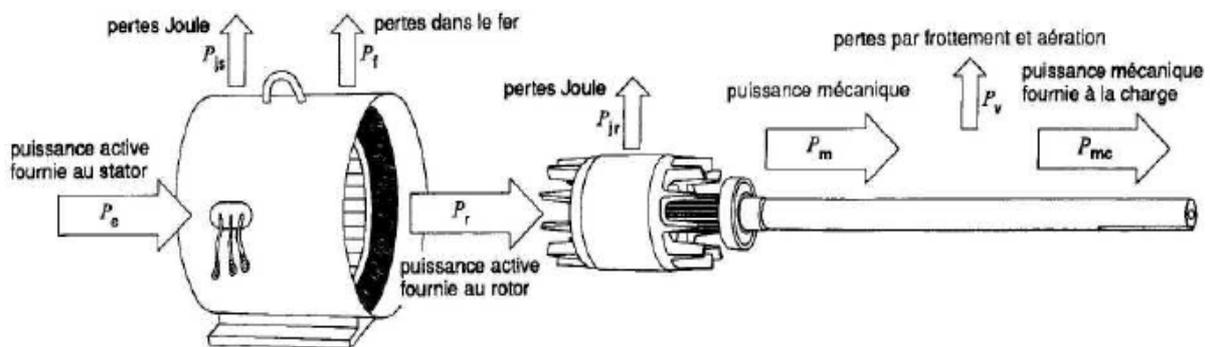


Figure I.5 : Cheminement de la puissance active dans un moteur asynchrone triphasé [12]

I.3.3.1 Rendement

Le rendement du moteur est, par définition, le rapport entre la puissance mécanique P_{mc} fournie à la charge et la puissance électrique P_e fournie au moteur, soit :

$$\eta = \frac{P_{mc}}{P_e} \quad (\text{I.1})$$

Avec,

η : Rendement ;

P_{mc} : Puissance mécanique fournie à la charge ;

P_e : Puissance active fournie au stator.

I.3.3.2 Pertes Joule dans le rotor

La relation entre les pertes Joule P_{jr} dans le rotor et la puissance P_r qu'il reçoit est donnée par la formule :

$$P_{jr} = g \times P_r \quad (\text{I.2})$$

I.3.3.3 Puissance mécanique

La puissance mécanique P_m , développée par le moteur est égale à la puissance transmise au rotor moins les pertes Joule dans celui-ci. Ainsi [8] :

$$P_m = P_r - P_{jr} \quad (\text{I.3})$$

$$P_m = P_r - g \times P_r \quad (\text{I.4})$$

$$P_m = P_r (1 - g) \quad (\text{I.5})$$

En raison des pertes (P_v) par frottement et aération, la puissance mécanique (P_{mc}) disponible pour entraîner la charge est légèrement inférieure à P_m .

Dans la plupart des calculs pratiques, on incorpore les pertes P_v avec les pertes dans le fer (P_f). Dans ces circonstances, la puissance P_{mc} se confond avec la puissance P_m .

I.3.3.4 Couple du moteur

Le couple développé par le moteur est donné par l'expression :

$$C_m = \frac{9.55 \times P_m}{N_r} \quad (\text{I.6})$$

Si on substitue dans cette équation les expressions du glissement et de la puissance mécanique, on obtient :

$$C_m = \frac{9.55 \times P_r (1-g)}{N_s (1-g)} = \frac{9.55 \times P_r}{N_s} \quad (\text{I.7})$$

Donc,

$$C_m = \frac{9.55 \times P_r}{N_s} \quad (\text{I.8})$$

Les équations (I.1 à I.8) sont valables pour toutes les vitesses, positives et négatives, y compris la vitesse nulle au moment du démarrage.

L'équation (I.2) nous indique que les pertes Joule dans le rotor croissent lorsque le glissement augmente. Ainsi, un rotor tournant à la moitié de la vitesse synchrone ($g = 0,5$) dissipe sous forme de chaleur 50 % de la puissance qu'il reçoit. Au moment du démarrage ($g = 1$), toute la puissance est dissipée en chaleur dans le rotor.

L'équation (I.8) nous révèle que le couple est d'autant plus grand que la puissance P_r fournie au rotor est plus élevée. Donc, pour obtenir un fort couple de démarrage, il faut fournir une grande puissance active au rotor. Toutefois, comme celle-ci est alors entièrement dissipée en chaleur, la température du rotor monte très rapidement.

I.4 Avantages et inconvénients d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil

Le moteur à cage d'écureuil présente de nombreux avantages :

- Faible cout de construction ;
- Entretien réduit ;
- Robustesse.

Les performances obtenues pour les moteurs reliés directement au secteur sont souvent suffisantes grâce à quelques artifices de construction.

L'inconvénient de ne pas pouvoir agir sur les grandeurs rotoriques peut être pallié si nécessaire par les performances des convertisseurs électroniques produisant l'alimentation du stator. Le rendement des moteurs asynchrones est toutefois moins élevé que celui des moteurs synchrones [13].

I.5 Machines multiphasées

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà, on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées".

Une machine multiphasées est composée de q bobinages déphasés spatialement de π/q alimentés par des tensions déphasées temporellement de π/q , avec q est le nombre de phases. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre les phases. On distingue deux types de machines multiphasées selon que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois.

I.5.1 Premier type

Le premier type (figure I.6) comporte les machines dont le nombre de phases statoriques “q” est un multiple entier de trois, de sorte que l’on puisse les grouper en plusieurs étoiles. On appelle aussi ce genre de machines “machines multi-étoiles”.

Parmi les machines les plus connues de cette configuration, la machine asynchrone double étoile (MASDE). Elle est robuste, fiable et répond à de meilleurs critères de performances par rapport à la machine ordinaire (simple étoile) avec un rendement très élevé [6].

I.5.2 Second type

Les machines multiphasées de type 2 (figure I.7) sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair, si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$, on a donc toujours $q = \frac{\pi}{\alpha}$ [14].

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

Figure I.6 : Machines multiphasées avec le nombre de phases statoriques multiple de trois [14]

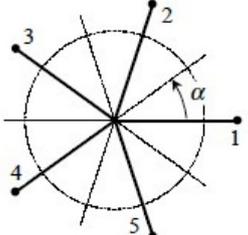
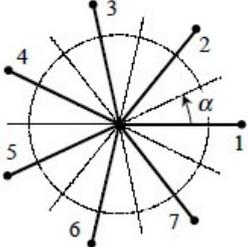
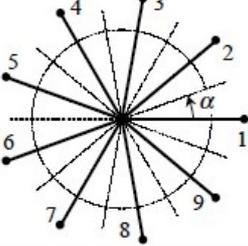
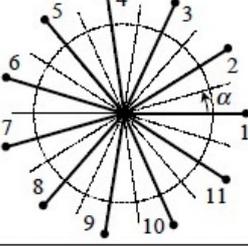
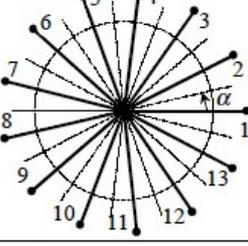
Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	
13	13	$\pi/13$	

Figure I.7 : Machine multiphasées dont le nombre de phases statoriques est impair [14]

I.6 Applications des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc.. La figure I.8 illustre un exemple d'application de ces machines.

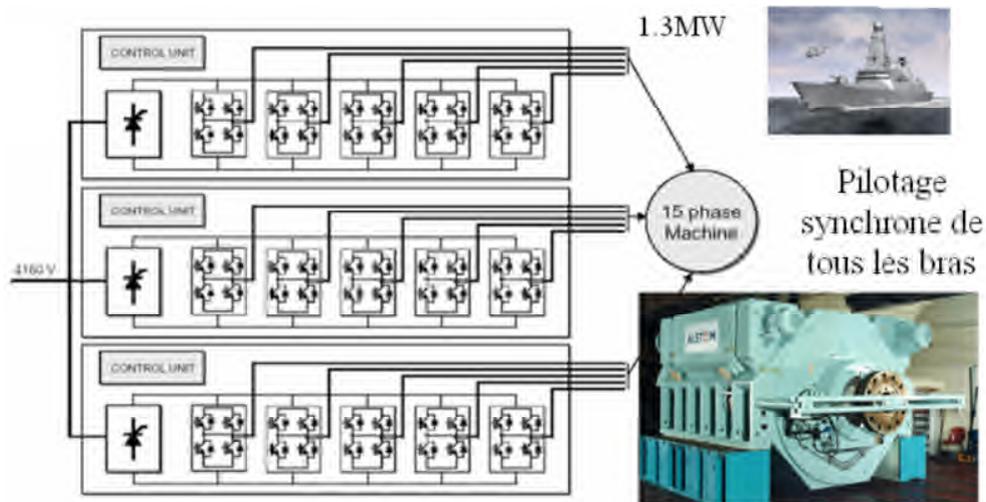


Figure I.8 : Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases [15]

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine asynchrone 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.9).

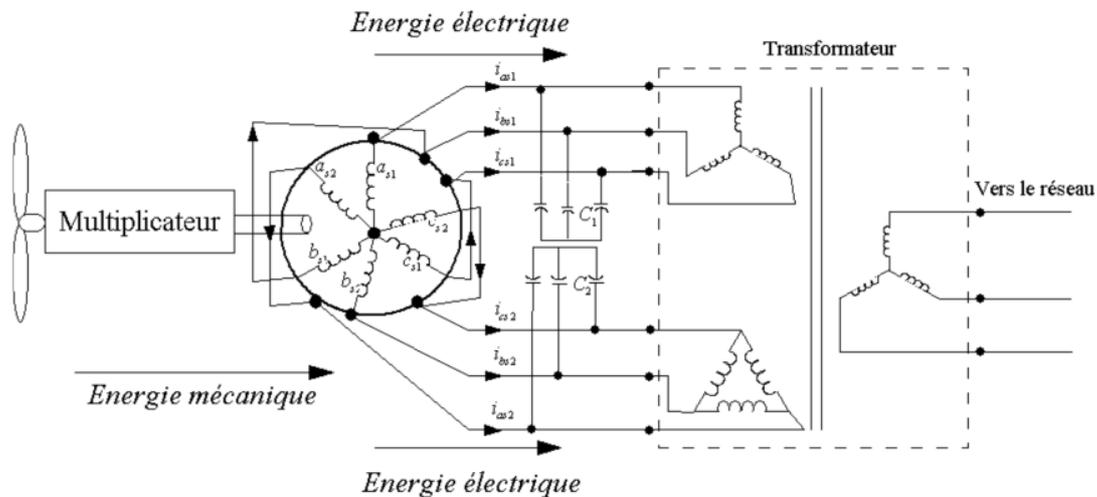


Figure I.9 : Exemple d'application d'une machine asynchrone double étoile [2]

I.7 Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées ont de bien mieux avantages que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

I.7.1 Segmentation de puissance

A puissance donnée, lorsque l'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter la tension (ou vis-versa). La puissance totale est donc répartie sur un nombre de phases plus important, ce qui réduit la puissance demandée par chacune d'elles. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, pouvant fonctionner à des fréquences de commutation élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courants et de couple [6].

I.7.2 Fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes.

L'une des solutions pour pouvoir commander la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue. Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(q - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue.

Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine [2].

I.7.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Dans une machine triphasée, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamental est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps. Dans une machine double étoile, par exemple, ces harmoniques ne créent pas de f.m.m., l'harmonique de couple de rang six est donc éliminé. Cette propriété des machines multiphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain. On remarque de plus que, puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent pas de f.m.m., les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques. Par conséquent, une machine multiphasée aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée.

I.7.4 Elimination d'harmoniques d'espace

Plus la valeur de q_α (nombre équivalent de phase dont $(q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha})$) est grande, plus les rangs des premiers harmoniques d'espace existants sont élevés. Ces derniers sont ceux de rang dix-sept et dix-neuf pour la machine à neuf phases par exemple. On peut ainsi éliminer les harmoniques cinq et sept, responsables d'un creux au voisinage du septième de la vitesse synchrone, dans la caractéristique couple/vitesse de certaines machines triphasées.

Remarquons également que, à nombre d'encoches donné, plus le nombre des phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. A courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la f.m.m, comparé au cas de la machine triphasée [14].

I.8 Inconvénient des machines multiphasées

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

Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprocher pour les convertisseurs statiques spécifiés et adaptés pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.).

I.9 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de recueillir des connaissances concernant les machines asynchrone à cage, à savoir la constitution, le principe de fonctionnement, le cheminement de la puissance active, les avantages et les inconvénients. On a vu que ces machines sont très utilisées, car la robustesse, le meilleur rapport qualité / prix et la facilité d'entretien font l'intérêt de ces machines.

En suite, on a présenté les différents types des machines multiphasées, leurs domaines d'applications, leurs avantages et leurs inconvénients, tout en prenant l'exemple des machines asynchrones double étoile. Ces machines sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées et elles présentent plusieurs avantages ou l'avantage le plus important est « segmentation de puissance ».

Le chapitre suivant sera consacré pour la modélisation et la simulation de l'ensemble convertisseurs - machine asynchrone double étoile.

Chapitre II
Modélisation
d'ensemble
machine-onduleurs

II.1 Introduction

Dans les applications de fortes puissance, les actionneurs multiphasés sont très utilisés, en effet les machines à grand nombre de phases présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, et avec le progrès de l'électronique de puissance liée à l'apparition des composants rapides ainsi que le développement des techniques de commandes câblées ou programmées, il est possible de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée à partir d'un ensemble convertisseurs.

L'objectif du deuxième chapitre est d'étudier la machine asynchrone double étoile, mais en grande partie on va s'intéresser à l'étude de l'ensemble convertisseurs-machine qui fait appel à des équations en générale très complexe. En effet la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre, cependant l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

II.2 Description de la machine asynchrone double étoile

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$ et d'un rotor à cage d'écureuil.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r , différente de Ω_s , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes des courants induits rotoriques qui se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Les grandeurs relatives aux deux étoiles seront notées respectivement par l'indice 1 et 2 [16].

II.3 Hypothèses simplificatrices

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes :

- Le circuit magnétique est non saturé ;
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées ;
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre leurs axes magnétiques ;
- Les résistances ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de Peau [17] ;
- La machine est de constitution symétrique.

II.4 Modèle de la machine asynchrone double étoile

II.4.1 Représentation de la machine

La représentation schématique de la machine asynchrone double étoile est donnée par la figure II.1.

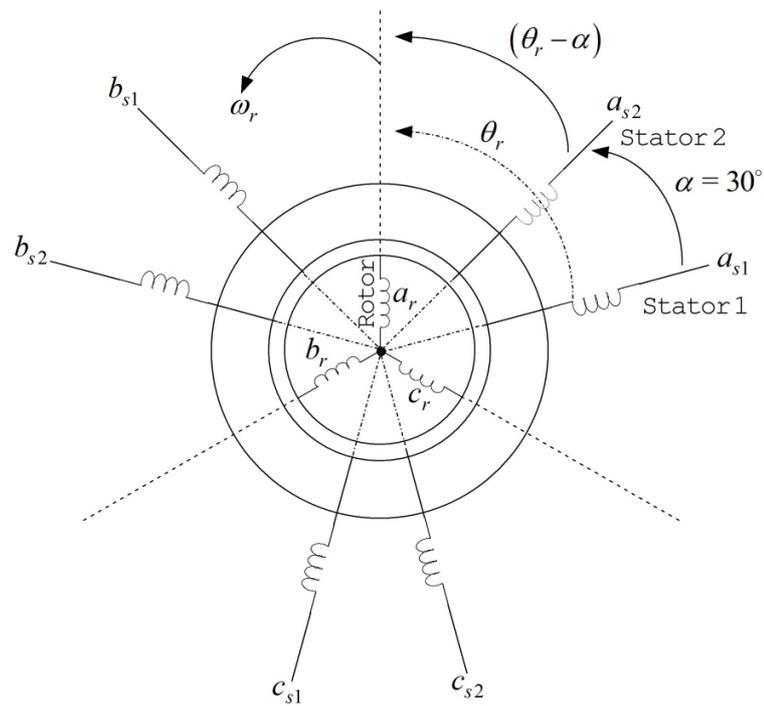


Figure II.1 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE [9]

Avec :

a_r, a_{s1}, a_{s2} : Phases (1) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement;

b_r, b_{s1}, b_{s2} : Phases (2) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement;

c_r, c_{s1}, c_{s2} : Phases (3) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement;

α : Angle électrique de décalage entre les deux étoiles ;

θ_r : Angle entre l'étoile (1) et le rotor.

II.4.2 Equations électriques

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

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{as1} = R_{as1}i_{as1} + \frac{d\varphi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = R_{bs1}i_{bs1} + \frac{d\varphi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = R_{cs1}i_{cs1} + \frac{d\varphi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour l'étoile 2 : 'est

$$\begin{cases} v_{as2} = R_{as2}i_{as2} + \frac{d\varphi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = R_{bs2}i_{bs2} + \frac{d\varphi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = R_{cs2}i_{cs2} + \frac{d\varphi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{ar} = R_{ar}i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} = 0 \\ v_{br} = R_{br}i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} = 0 \\ v_{cr} = R_{cr}i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La forme matricielle est la suivante :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s1}];$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } [v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s2}];$$

$$\text{Pour le rotor : } [0] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r].$$

Avec :

$$[v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; [v_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}$$

$[v_{s1}]$: Vecteur de tensions de l'étoile 1 ;

$[v_{s2}]$: Vecteur de tensions de l'étoile 2.

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$[i_{s1}]$: Vecteur de courants de l'étoile 1 ;

$[i_{s2}]$: Vecteur de courants de l'étoile 2 ;

$[i_r]$: Vecteur de courants rotorique.

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

$$[r_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

Où :

$$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}; R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}; R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

Avec :

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1 ;

R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2 ;

R_r : Résistance d'une phase rotorique ;

$[r_{s1}], [r_{s2}], [r_r]$: Matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix}; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\varphi_{s1}]$: Vecteur de flux de l'étoile 1 ;

$[\varphi_{s2}]$: Vecteur de flux de l'étoile 2 ;

$[\varphi_r]$: Vecteur de flux rotorique.

II.4.3 Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques (étoiles 1 et 2) et rotoriques en fonction des courants sous forme matricielle sont données par :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

Les sous matrices $[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t$, $[L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t$ et $[L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t$.

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

L_{s1}, L_{s2}, L_r : représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de fuite de l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor ;

L_{ms} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques ;

L_{mr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques ;

L_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor ;

L_m : Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

II.4.4 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle d'énergie électromagnétique stockée par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor.

$$C_{em} = \frac{\partial W}{\partial \theta_{geo}} = P \frac{\partial W}{\partial \theta_{ele}} \quad (\text{II. 5})$$

Avec :

$$W = \frac{1}{2} ([i_{s1}]^t [\varphi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\varphi_{s2}] + [i_r]^t [\varphi_r]) \quad (\text{II. 6})$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left([i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]^t \right) \quad (\text{II. 7})$$

II.4.5 Equation mécanique

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \quad (\text{II. 8})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (\text{II. 9})$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II. 10})$$

J : Moment d'inertie et K_f : Coefficient de frottement.

II.5 Modèle biphasé de la MASDE

II.5.1 Transformation de Park

Le principe de la transformation de Park consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a, b, c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park $[P(\theta)]$.

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant.

La matrice de Park pour l'étoile 1 est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La matrice de Park pour le rotor est définie comme suit :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.5.2.1 Choix du référentiel

Trois types de référentiels existant dans la pratique, le choix se fait selon le problème à étudier, et des objectifs à atteindre.

II.5.2.1.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{or} \quad \theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt}$$

D'où :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -P\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

II.5.2.1.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée constante.

II.5.2.1.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans celui-ci, on a :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - P\Omega$$

Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques. [9]

Dans notre étude le modèle sera exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant.

II.5.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant

L'écriture du modèle de la machine asynchrone double étoile dans un repère biphasé lié au champ tournant est obtenu en utilisant les transformations normées Park permettant la conservation de la puissance. En appliquant ces transformations aux tensions ainsi qu'aux flux statoriques, nous obtenons le modèle électrique classique suivant :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + \omega_{gl}\varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Où : $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$.

Les composantes des flux statoriques et rotoriques s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta}{dt}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$P\Omega = \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$$

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: Inductance propre cyclique des étoiles 1 et 2 ;

$(L_r + L_m)$: Inductance propre cyclique du rotor ;

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1 et 2 et le rotor.

En introduisant le système d'équations (II.15) dans (II.14) et en mettant tout sous forme compacte, on aura :

$$[B][U] = [L][\dot{I}] + \omega_{gl}[C][I] + [D][I] \quad (\text{II.16})$$

Où :

$[U] = [v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}, v_{dr}, v_{qr}]^t$: Vecteur de commande ;

$[I] = [i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}, i_{dr}, i_{qr}]^t$: Vecteur d'état, et $[\dot{I}] = \frac{d}{dt} [I]$;

$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$;

$$[L] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s(L_{s1} + L_m) & 0 & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s(L_{s1} + L_m) & R_{s1} & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & R_{s2} & -\omega_s(L_{s2} + L_m) & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s(L_{s2} + L_m) & R_{s2} & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

En mettant le système (II.16) sous forme d'état, on trouve :

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}([B][U] - \omega_{gl}[C][I] - [D][I]) \quad (\text{II.17})$$

II.5.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique

La puissance absorbée par la MASDE dans le système d'axes (d, q) , tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par :

$$P_a = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (\text{II.18})$$

En remplaçant les tensions $(v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}$ et $v_{qs2})$ par leurs expressions dans (II.14), on trouve :

$$P_a = \left[R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2 \right] + \left[p\varphi_{ds1}i_{ds1} + p\varphi_{qs1}i_{qs1} + p\varphi_{ds2}i_{ds2} + p\varphi_{qs2}i_{qs2} \right] + \omega_s \left[\varphi_{ds1}i_{qs1} - \varphi_{qs1}i_{ds1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs2}i_{ds2} \right] \quad (\text{II.19})$$

Cette expression se compose de trois termes, le premier terme correspond aux pertes par effet Joule, le second terme représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie), le dernier terme est la puissance électromagnétique (P_{em}).

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (\text{II.20})$$

L'expression du couple électromagnétique est égale à :

$$C_{em} = P(\varphi_{ds1}i_{qs1} - \varphi_{qs1}i_{ds1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs2}i_{ds2}) \quad (\text{II.21})$$

En remplaçant les flux $(\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs2})$ donnés par (II.15) dans (II.21), on obtient :

$$C_{em} = PL_m[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (\text{II.22})$$

A partir des équations des flux rotoriques (φ_{dr} et φ_{qr}) exprimées par (II.15), on tire :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{II.23})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \quad (\text{II.24})$$

En remplaçant (II.23) et (II.24) dans l'équation (II.22), on aura la relation du couple électromagnétique exprimé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park (d, q) suivante :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\varphi_{qr}] \quad (\text{II.25})$$

II.6 Simulation et interprétation des résultats

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink

Les paramètres de la machine utilisée sont indiqués dans l'annexe (A.1). L'étude des performances de la MASDE a été faite pour le cas de l'application de la charge.

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

- Pour la première étoile :

$$\begin{cases} v_{as1} = V_m \sin(\omega_s t) \\ v_{bs1} = V_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs1} = V_m \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

$$\text{Avec : } V_m = \sqrt{2} V_{eff}$$

- Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (II.26) $(\omega_s t)$ par $(\omega_s t - \alpha)$ et l'indice 1 par 2 ;
- Pour le rotor, les tensions $v_{ar} v_{br} v_{cr}$ sont nulles (rotor à cage d'écureuil).

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application de la charge $C_r=14\text{N.m}$ entre l'intervalle de temps $t = [2.75, 4.75]$ s.

Et ces figures montrent que :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 2995.79 tr/min (très proche de celle du synchronisme) à $t=1\text{s}$ (début du régime permanent) (figure II.3). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 62.34 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.43s ou il rejoint 32.27 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.3137 N.m, qui est due aux frottements (figure II.4). Les courants statoriques suivant les axes direct et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse; néanmoins, on remarque de faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.41s (figure II.5) et la (figure II.6). Les courants statoriques (étoile 1 et étoile 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante (figure II.7). La tension d'alimentation ($v_{as1}(V)$) et le courant statorique $i_{as1}(A)$ sont presque en phase et de même signe ; toutefois, le déphasage en arrière du courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine, les deux grandeurs sont de même signe (figure II.8) veut dire que le sens de transition de la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive (nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation) de la source (réseau électrique). L'évolution des flux

rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique ; enfin du régime transitoire, les flux selon les deux axes (d,q) se stabilisent respectivement à -1.229Wb et à -0.015Wb (figure II.9 et la figure II.10 respectivement).

En appliquant la charge $C_r = 14\text{N.m}$ à partir de l'instant $t = 2.75\text{s}$, on constate que la vitesse et les courants selon (d,q) diminuent et se stabilisent respectivement à $N = 2778.68\text{ tr/min}$, $i_{ds1}=i_{ds2} = - 2.52\text{ A}$ (figure II.5) et $i_{qs1}=i_{qs2} = - 6.03\text{ A}$ (figure II.6) par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique, les courants statoriques (étoiles 1 et 2) et par les flux rotoriques selon (d,q), qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 14.29\text{ N.m}$ (légèrement supérieur au couple de charge) (figure II.4), $i_{as1}=i_{as2} = 5.33\text{ A}$ (figure II.7) $\varphi_{dr} = -1.129\text{ Wb}$ et $\varphi_{qr} = 0.177\text{ Wb}$ (figure II.9 et figure II.10 respectivement). Cependant, en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide.

Par contre, après l'enlèvement de la charge au delà de l'instant $t = 4.75\text{s}$, les performances de la machine asynchrone double étoile sont les mêmes que les performances en fonctionnement à vide (avant de l'application de la charge).

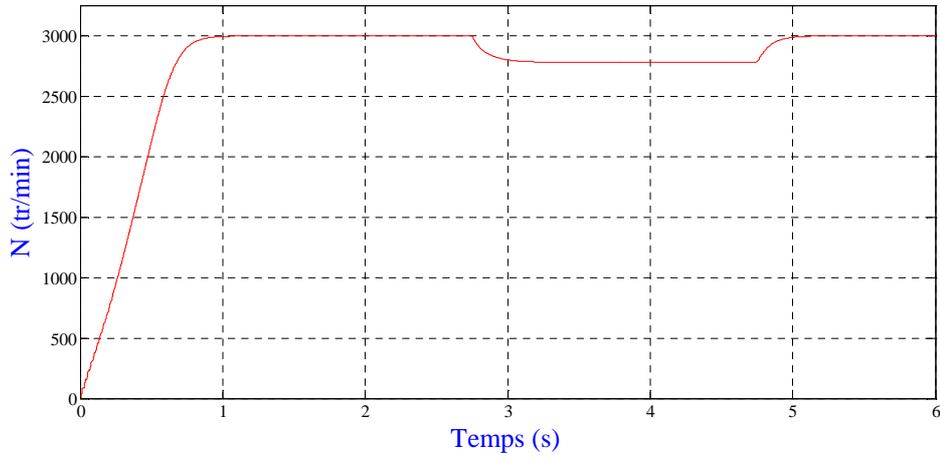


Figure II.3 : Evolution de la vitesse N (tr/min)

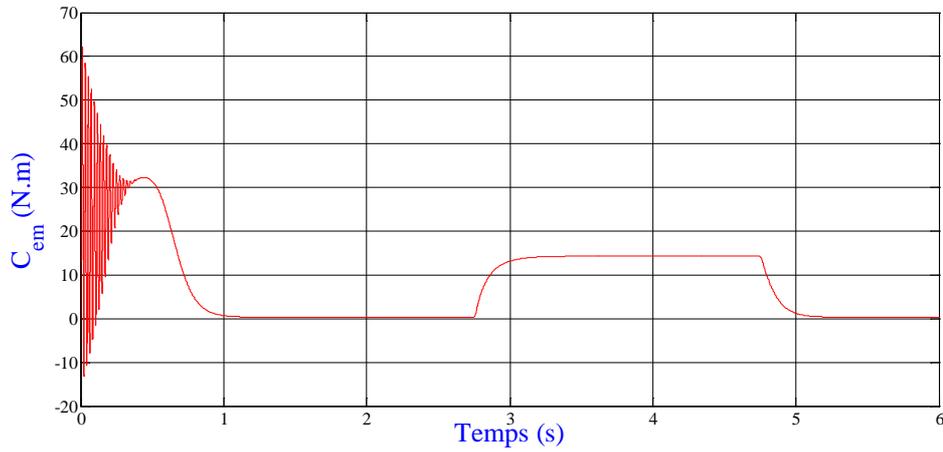


Figure II.4 : Evolution du couple électromagnétique C_{em} (N.m)

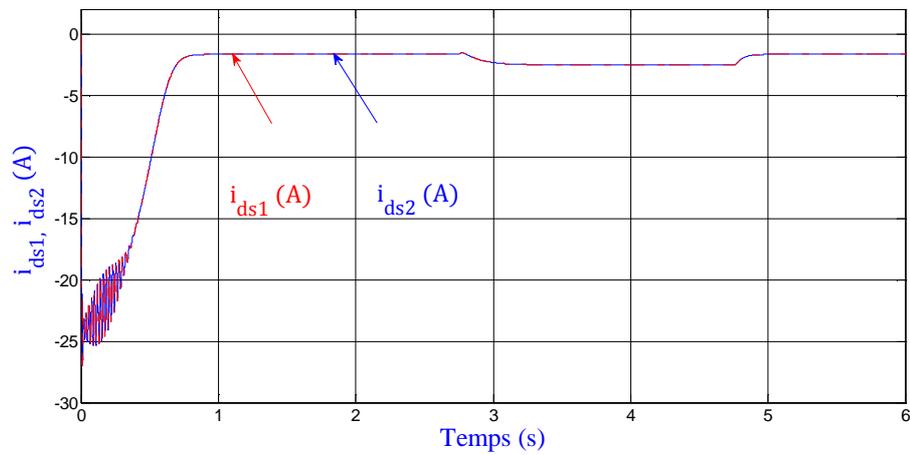


Figure II.5 : Evolution des courants directs i_{ds1}, i_{ds2} (A)

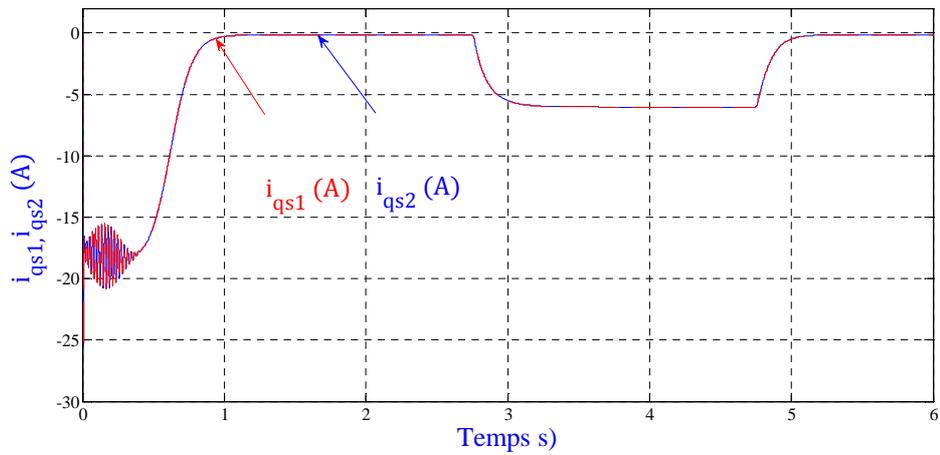


Figure II.6 : Evolution des courants quadratique i_{qs1}, i_{qs2} (A)

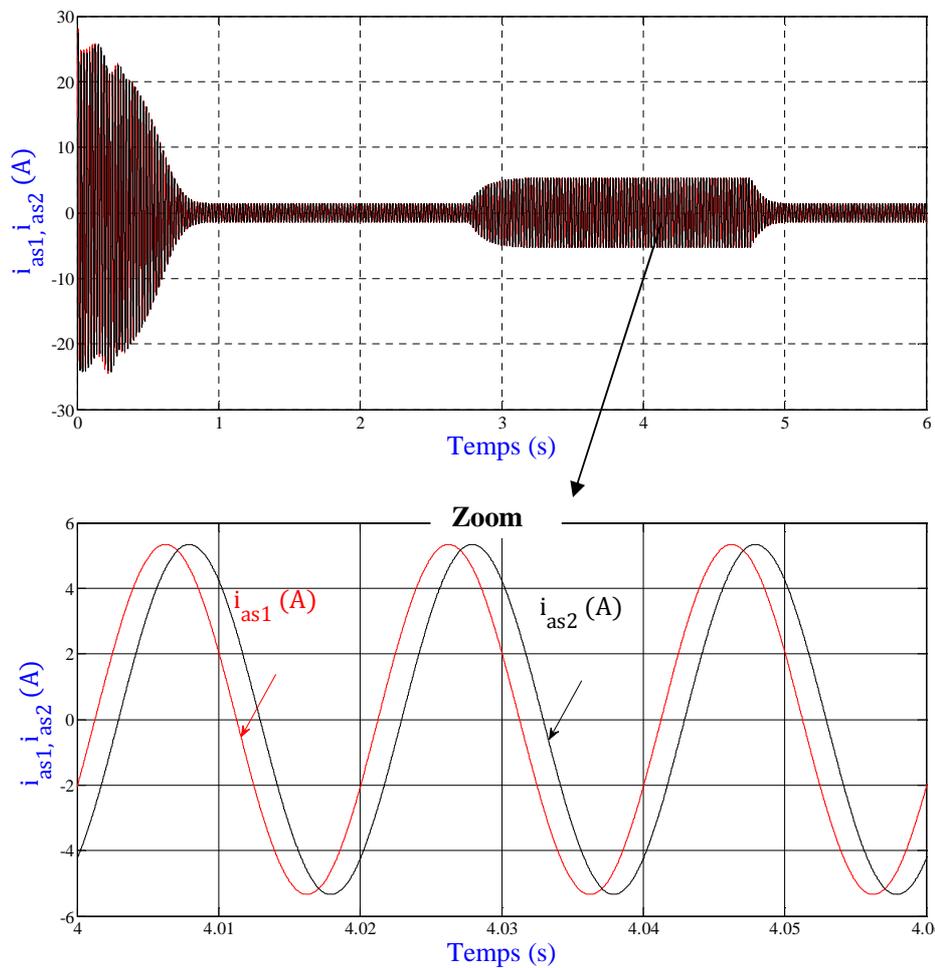


Figure II.7 : Allures des courants statoriques i_{as1} et i_{as2} (A)

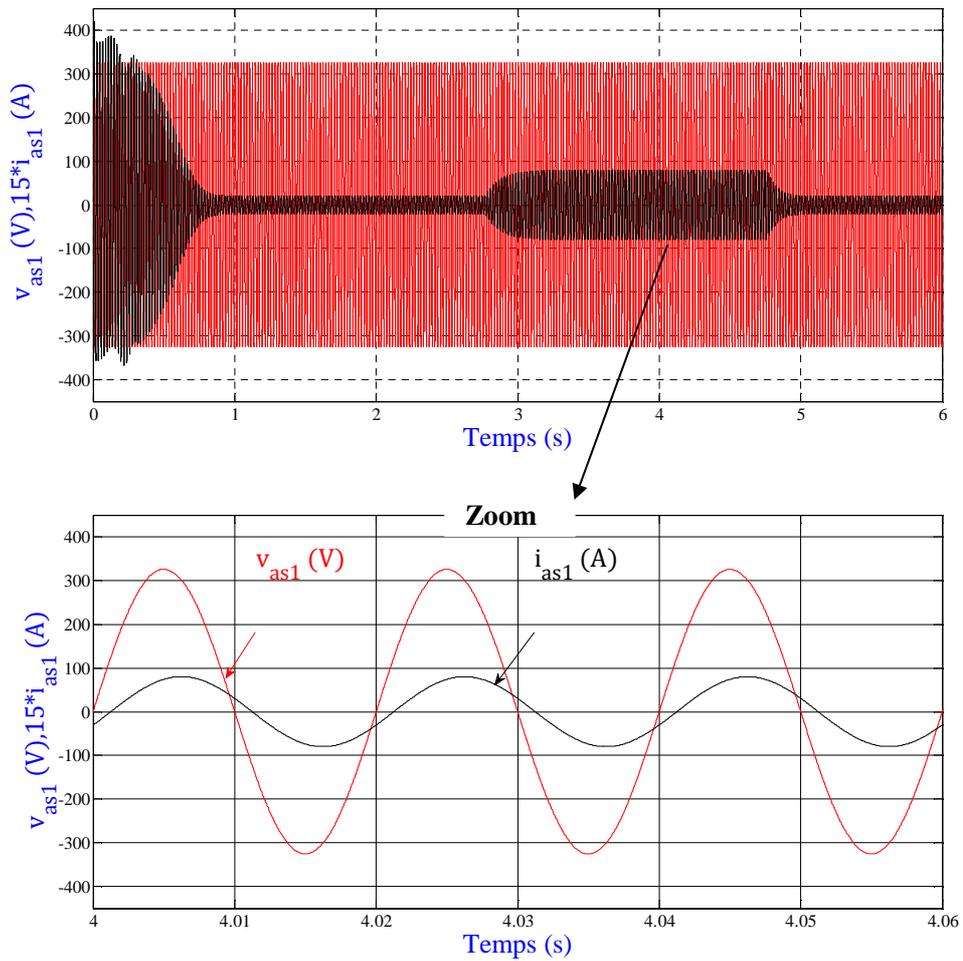


Figure II.8 : Tension et courant de la phase 1 étoile 1

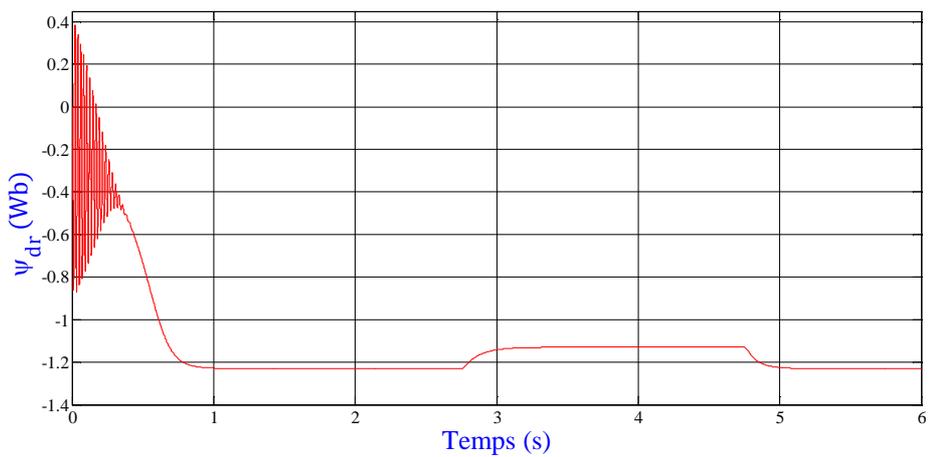
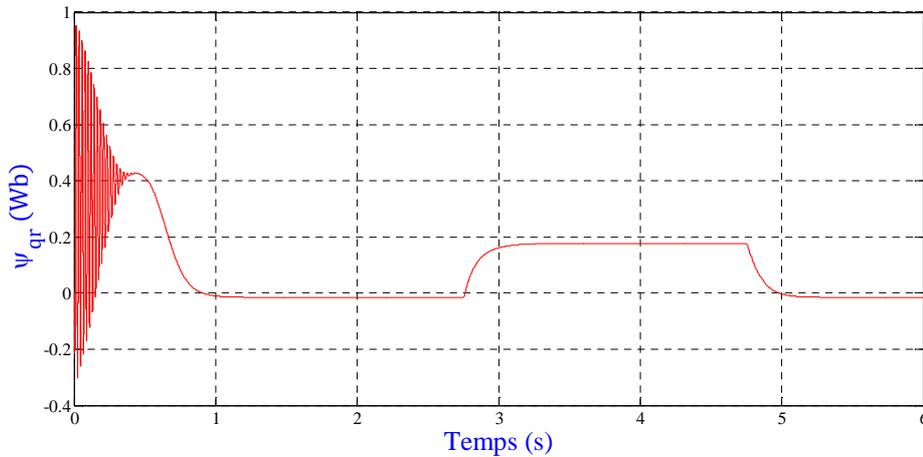


Figure II.9 : Flux rotorique direct φ_{dr} (Wb)

Figure II.10 : Flux rotorique quadratique φ_{qr} (Wb)

II.7 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI

II.7.1 Modélisation de l'ondeur de tension à MLI

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou à M.L.I) est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [18].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable. Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interepteur } i \text{ est fermé } (K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interepteur } i \text{ est ouvert } (K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit)} \end{cases}$$

Avec :

$$f_i + \bar{f}_i = 1 \text{ et } i = 1 \dots 3.$$

La figure II.11 représente le schéma de l'onduleur triphasé.

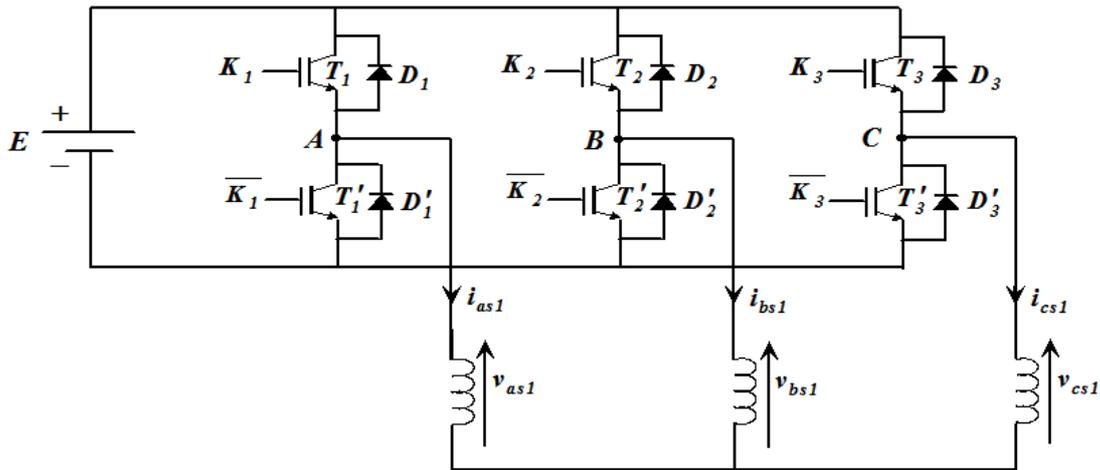


Figure II.11 : Schéma de l'onduleur triphasé [9]

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad (\text{II. 27})$$

$$V_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad (\text{II. 28})$$

$$V_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad (\text{II. 29})$$

Les tensions simples $v_{as1}, v_{bs1}, v_{cs1}$ forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (\text{II. 30})$$

La résolution des équations (II.27), (II.28), (II.29) et (II.30) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 31})$$

Pour le second onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 32})$$

II.7.2 Stratégie de commande sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [18].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

Pour la première étoile :

$$\begin{cases} v_{refa1} = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb1} = v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{refc1} = v_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 33})$$

Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (II.33), $(2\pi ft)$ par $(2\pi ft - \alpha)$ et l'indice 1 par 2.

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} v_{pm}[4(t/T_p) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{pm}[-4(t/T_p) + 3] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. l'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f) ;
2. Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (v_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (v_{pm}).

La figure II.12 représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m=63$.

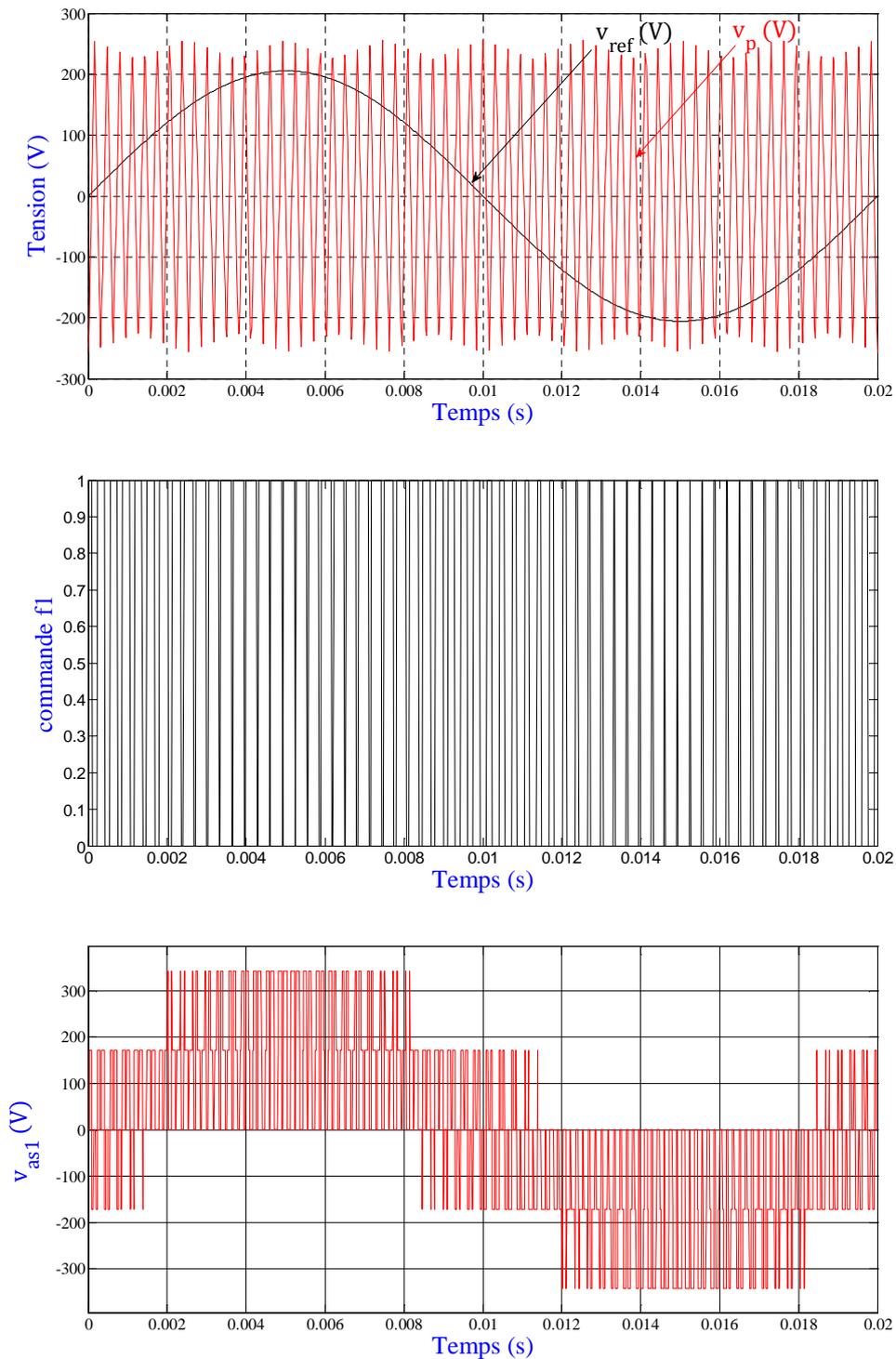


Figure II.12 : Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

II.7.3 Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande MLI

La figure II.13 représente l'association de la MASDE-onduleurs de tensions de références sinusoïdales.

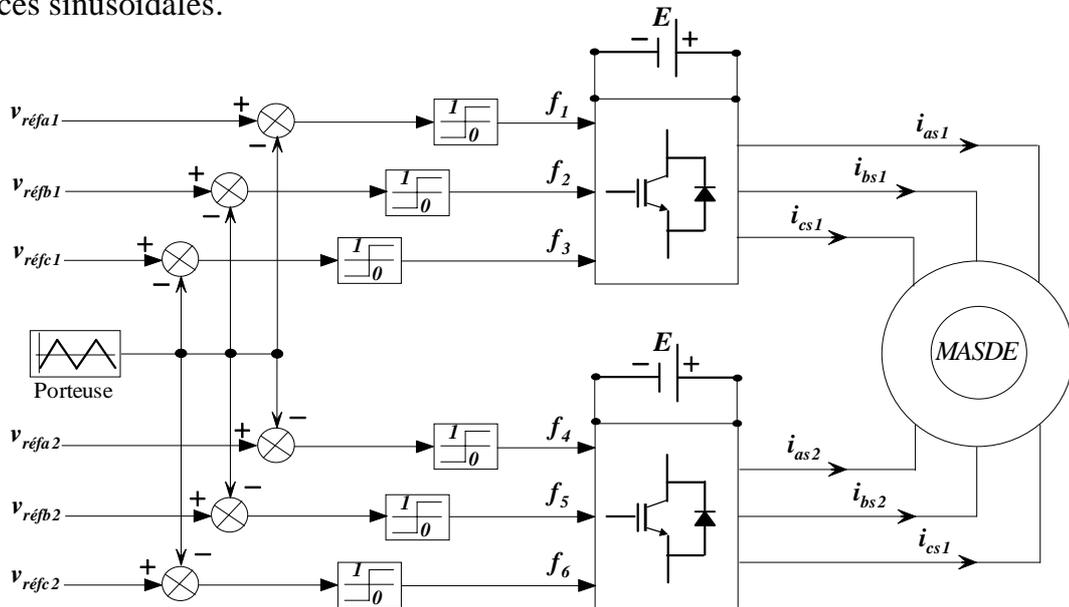


Figure II.13 : Association MASDE-Onduleurs de tension à commande M.L.I [9]

II.8 Simulation et interprétation des résultats

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire $\alpha = 30^\circ$. Les figures ci-dessus représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande M.L.I. sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 63$, suivi de l'application de la charge $C_r=14$ entre l'intervalle de temps $t = [2.75, 4.75]$ s.

Cette dernière montre que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe. Cependant, ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (étoiles 1 et 2), montrent que cette technique engendre une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.

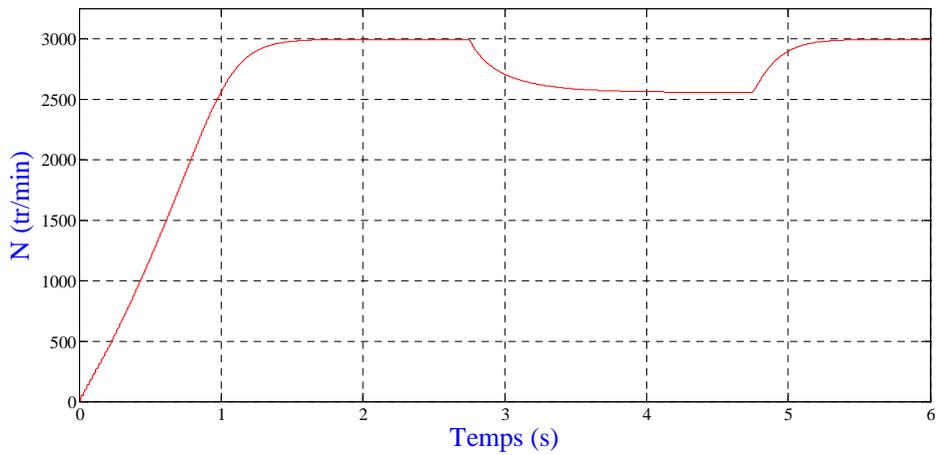


Figure II.14 : Evolution de la vitesse N (tr/min)

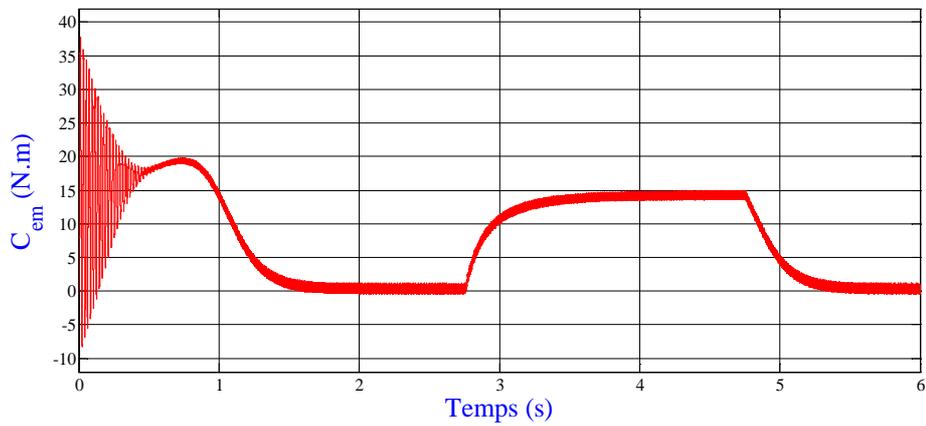


Figure II.15 : Evolution du couple électromagnétique C_{em} (N.m)

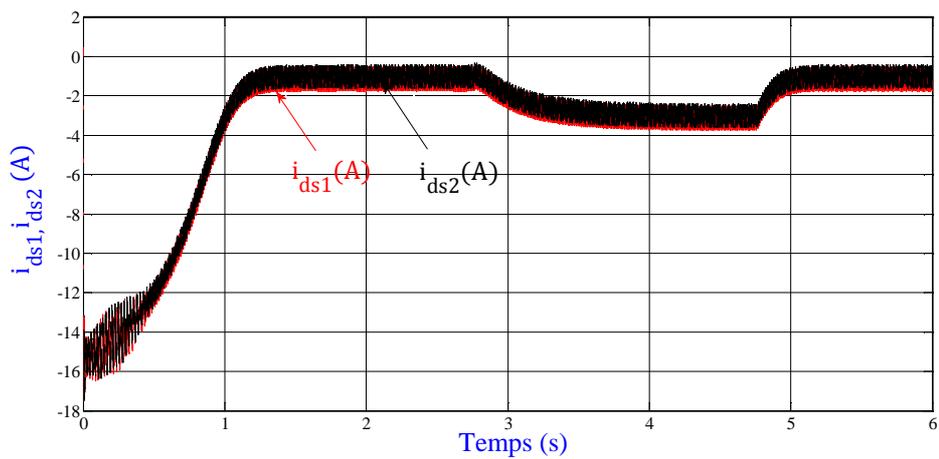


Figure II.16 : Evolution des courants $i_{ds1}, i_{ds2}(A)$

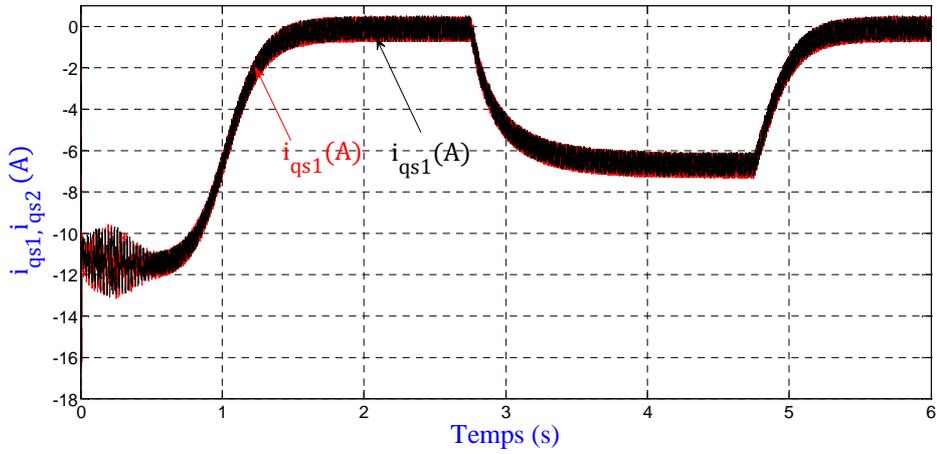


Figure II.17 : Evolution des courants i_{qs1}, i_{qs2} (A)

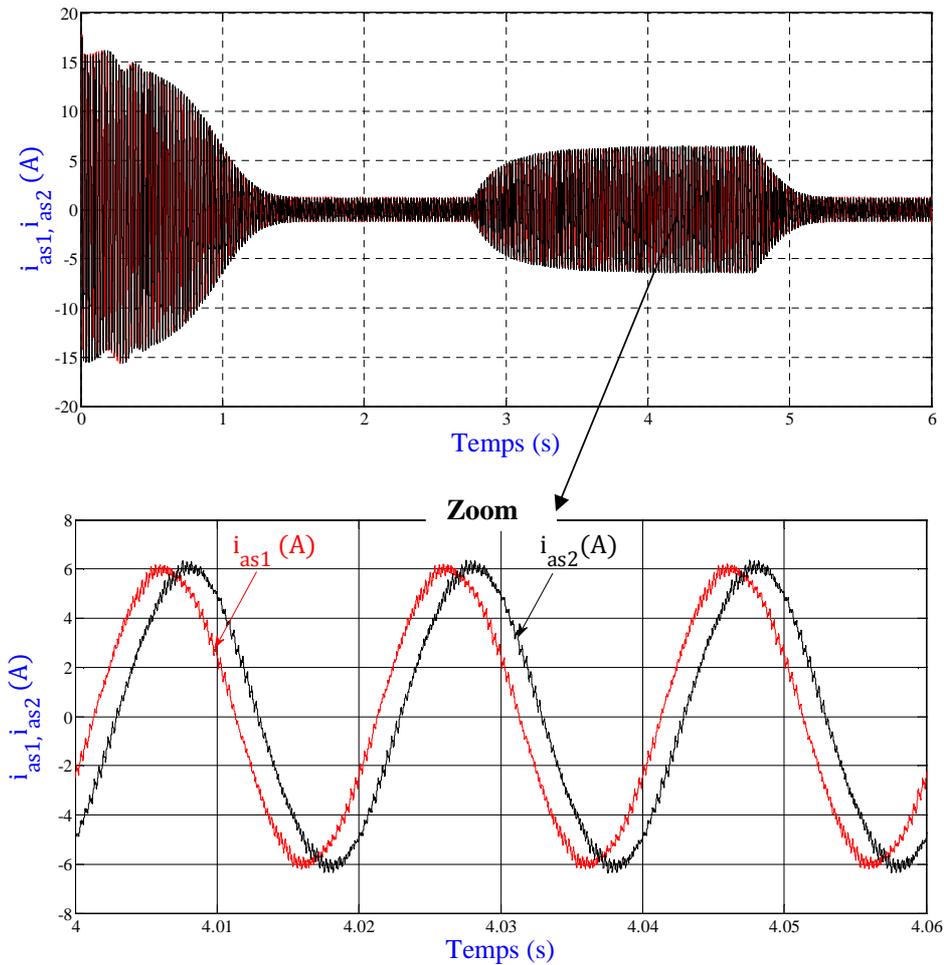


Figure II.18 : Allures des courants statoriques i_{as1} et i_{as2} (A)

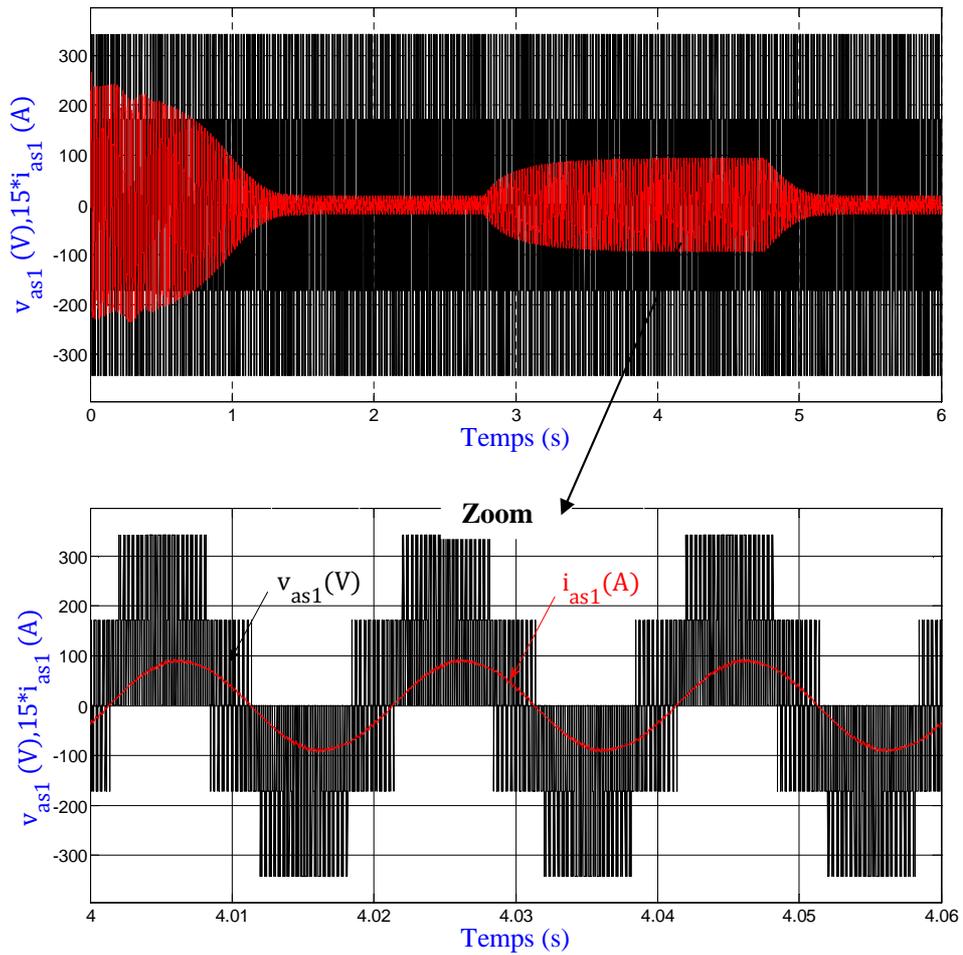


Figure II.19 : Tension et courant de la phase 1 étoile 1

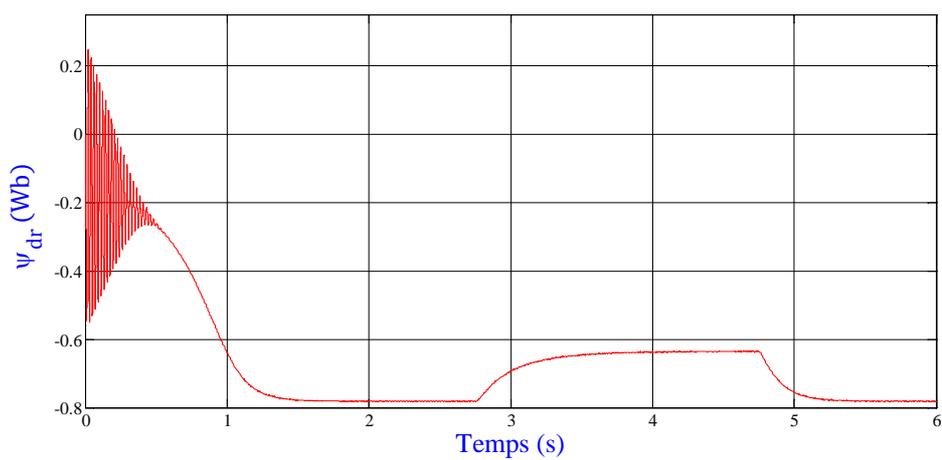


Figure II.20 : Flux rotorique direct φ_{dr} (Wb)

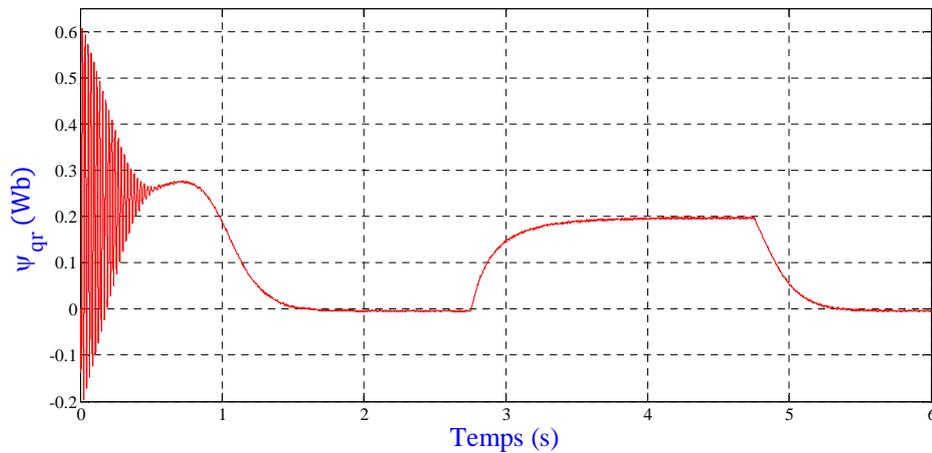


Figure II.21 : Flux rotorique quadratique ψ_{qr} (Wb)

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile en utilisant la transformation de Park, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commander par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée.

L'objectif du chapitre suivant, est application de la technique de réglage par mode de glissement.

Chapitre III

*Commande par mode
de glissement d'un
moteur asynchrone
double étoile*

III.1 Introduction

La commande vectorielle avec les algorithmes de réglage classiques, tels que les régulateurs PI, peut s'avérer suffisante si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de forte non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. Dans ce contexte, ce chapitre traite l'application d'une commande occupant une importante place parmi les commandes robustes, connue par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité, nommée commande par mode de glissement, sur le moteur asynchrone double étoile.

III.2 Principe de la commande par mode de glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement [16]. La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement (figure III.1) :

- ❖ Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).
- ❖ Le mode glissant (sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [17][19].

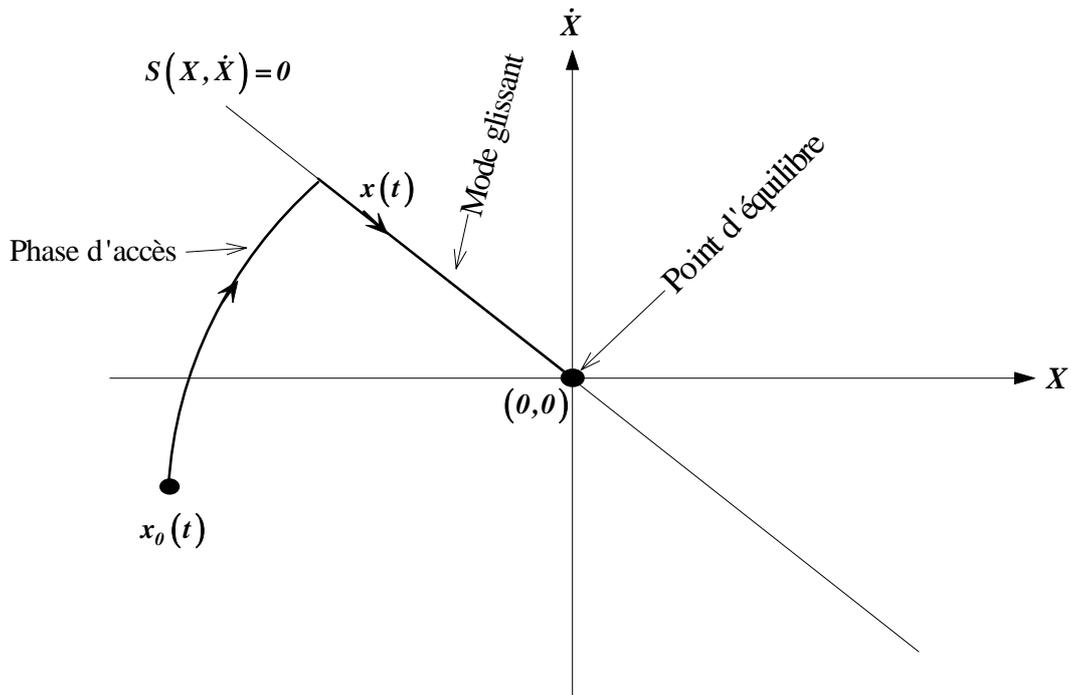


Figure III.1 : Mode de fonctionnement dans le plan de phase [9]

III.3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [16][20]:

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

III.3.1 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{III.1})$$

Où $[X] \in R^n$ est le vecteur d'état, $[U] \in R^m$ le vecteur de commande, avec $n > m$.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x^* , plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [20][21][22][23]:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

λ : gain positif;

$e(x) = x^* - x$: écart de la variable à réguler ;

r : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que : $\frac{\partial \dot{s}}{\partial x} \neq 0$ assurant la contrôlabilité ;

$S(x)$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

III.3.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

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 [24]. On présente deux types d'approches qui sont:

- **Approche directe**

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [17][25] :

$$S(x) pS(x) < 0 \quad (\text{III. 3})$$

- **Approche de Lyapunov**

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $pV(x) < 0$.

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III. 4})$$

En dérivant cette dernière on obtient :

$$pV(x) = S(x)p S(x) \quad (\text{III. 5})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x)p S(x) < 0 \quad (\text{III. 6})$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [26].

III.3.3 Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que 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 peut 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 la stabilité (U_n).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III. 7})$$

U_{eq} Correspond 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 dérivée de la surface est nulle $pS(x) = 0$.

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [26].

Afin de mettre en évidence le développement précédant, on considère le système d'état (III.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$pS(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (\text{III. 8})$$

En remplaçant (III.1) et (III.7) dans (III.8), on trouve:

$$pS(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (\text{III. 9})$$

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, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (\text{III. 10})$$

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

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (\text{III. 11})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.9), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$pS(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (\text{III. 12})$$

Et la condition d'attractivité $S(x) pS(x) < 0$ devient :

$$pS(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n < 0 \quad (\text{III. 13})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign* (figure III.2).

$$U_n = K_x \text{sign } S(x) \quad (\text{III. 14})$$

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x}$ [B].

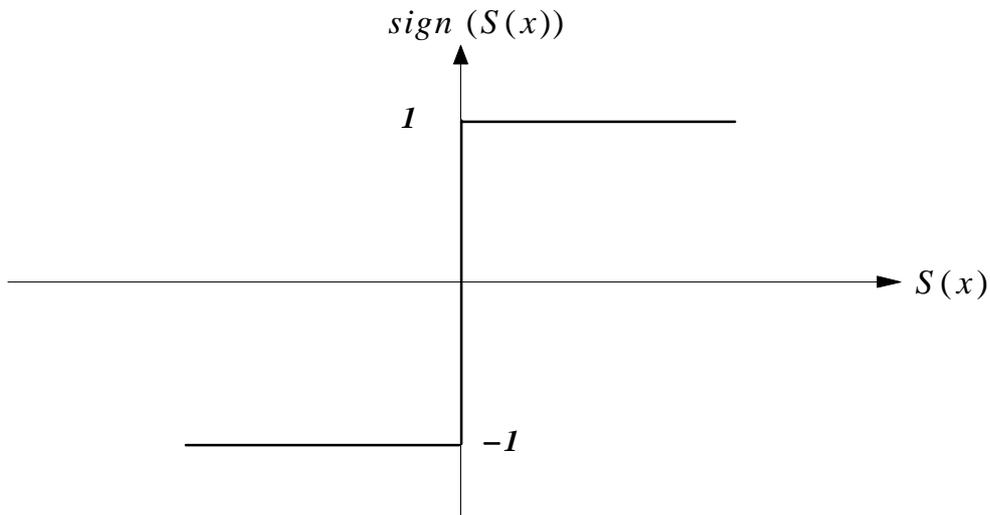


Figure III.2 : Fonction *sign* (non linéarité tout ou rien) [9]

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes de hautes fréquences. La figure III.3 représente le phénomène broutement [27] [28].

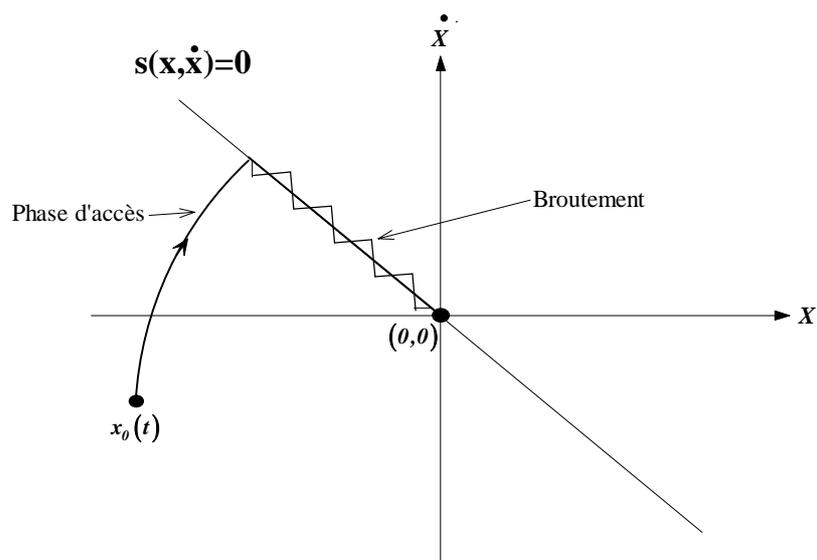


Figure III.3 : Phénomène de broutement [9]

Néanmoins, le broutement peut être réduit (ou éliminé) en remplaçant la fonction $sign$ par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (figure III.4).

$$sat(S(x)) = 1 \quad \text{si } S(x) > \varepsilon$$

$$sat(S(x)) = -1 \quad \text{si } S(x) < -\varepsilon$$

$$sat(S(x)) = \frac{S(x)}{\varepsilon} \quad \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon$$

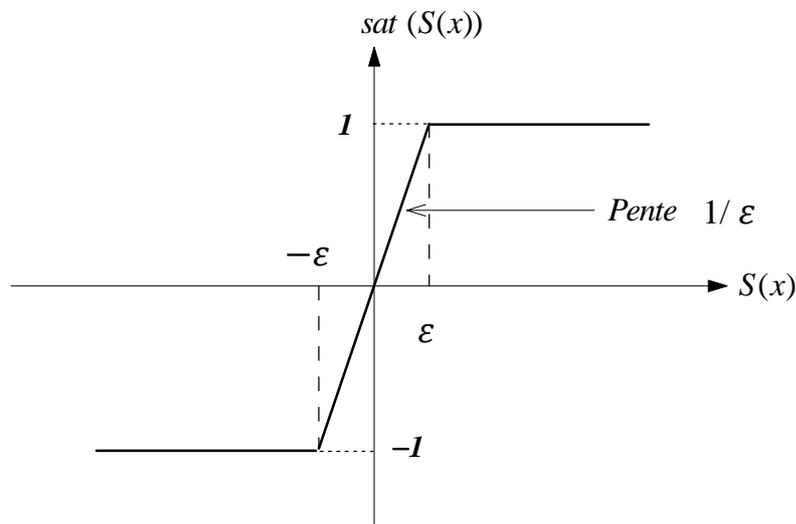


Figure III.4 : Fonction de saturation ($\varepsilon > 0$ et petit) [9]

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (figure III.5).

$$\text{smooth } S(x) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III. 16})$$

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III. 17})$$

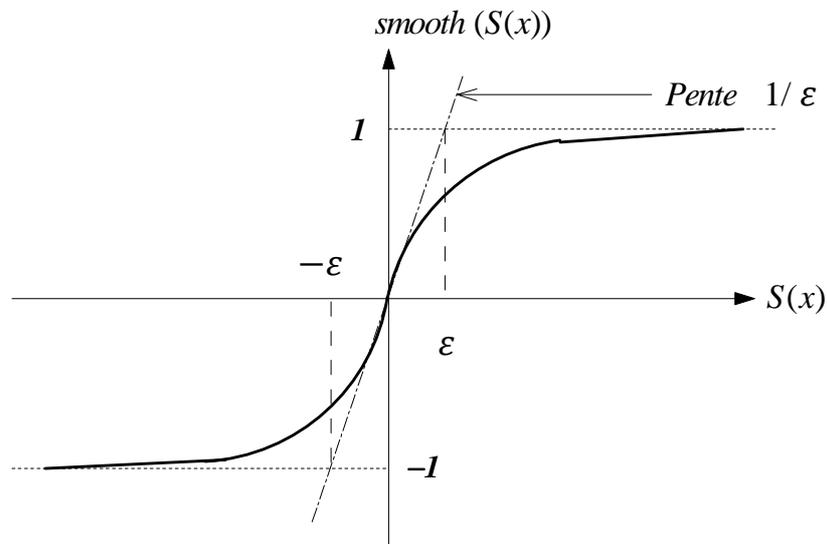


Figure III.5 : Fonction de classe C^1 ($\varepsilon > 0$ et petit) [9]

III.4 Orientation du flux rotorique

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE selon la transformation de Park liée au champ tournant (d,q) et par orientation du flux rotorique. En considérant comme grandeur de référence le flux rotorique φ_r^* et en exprimant que :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r^* \quad (\text{III. 18})$$

$$\varphi_{qr} = 0 \quad (\text{III. 19})$$

$$p\varphi_r^* = 0 \quad (\text{III. 20})$$

En remplaçant (III.18) – (III.20) dans les équations des tensions rotoriques (II.14), on obtient :

$$R_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad (\text{III. 21})$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \varphi_r^* = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \quad (\text{III. 22})$$

Et à partir des équations (II.23) et (II.24), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_r^* - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{III. 23})$$

$$i_{qr} = -\frac{1}{L_m + L_r} [L_m (i_{qs1} + i_{qs2})] \quad (\text{III. 24})$$

En introduisant (III. 23) et (III. 24) dans le système d'équations des flux statoriques (II.15), on aura:

$$\begin{aligned} \varphi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{aligned} \quad (\text{III. 25})$$

Avec:

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

En substituant (III. 21) dans (III. 23), on tire :

$$\varphi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{III. 26})$$

A partir de l'équation (III. 24), on trouve :

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_r + L_m) i_{qr} \quad (\text{III. 27})$$

En remplaçant (III. 25) – (III. 26) dans le système d'équations des tensions statoriques (II.14), on obtient :

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} p i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1} &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} p i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2} &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} p i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2} &= R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} p i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{aligned} \quad (\text{III. 28})$$

Avec :

p : opérateur de la place.

Où :

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

En introduisant l'équation (III. 24) dans (III. 22), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m (i_{qs1} + i_{qs2})}{(L_r + L_m) \varphi_r^*} \quad (\text{III. 29})$$

En substituant (III. 18) – (III. 19) dans l'expression du couple électromagnétique (II.25), on aura :

$$C_{em}^* = P \frac{L_m}{(L_r + L_m)} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^*] \quad (\text{III. 30})$$

A partir de la relation (III. 30), on trouve :

$$(i_{qs1} + i_{qs2}) = \frac{(L_r + L_m)}{PL_m} \frac{C_{em}}{\varphi_r^*} \quad (\text{III. 31})$$

Le principe de la commande vectorielle avec la régulation de la vitesse, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela est réalisable par un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} \varphi_r^* &= \varphi_n \quad \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* &= \frac{\varphi_n \Omega_n}{|\Omega|} \quad \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{aligned} \quad (\text{III. 32})$$

Schématisé par la figure III. 6.

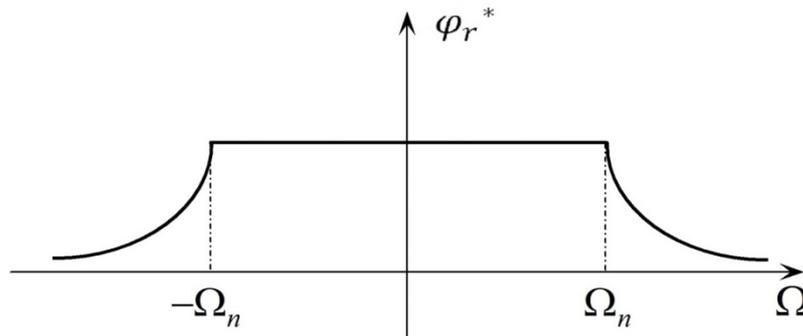


Figure III. 6: schéma du défluxage

A partir de l'équation de la tension rotorique v_{dr} du système d'équations (II.14) et de l'équation du flux rotorique φ_{dr} du système d'équations (II.15), on obtient :

$$0 = \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) + p \varphi_r \quad (\text{III. 33})$$

Des équations (II.8) et (III.30), on tire :

$$Jp\Omega = P \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_r^* - C_r - K_f\Omega \quad (\text{III.34})$$

III.5 Détermination des différentes surfaces de régulation et application

En mettant le système d'équations (III.28) et les équations (III.33) et (III.34) sous forme d'état, on aura le système d'équations d'états suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} pi_{ds1} = \frac{1}{L_{s1}} \{v_{ds1} - R_{as1}i_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*)\} \\ pi_{qs1} = \frac{1}{L_{s1}} \{v_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*)\} \\ pi_{ds2} = \frac{1}{L_{s2}} \{v_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*)\} \\ pi_{qs2} = \frac{1}{L_{s2}} \{v_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*)\} \\ p\varphi_r = -\frac{R_r}{L_r + L_m}\varphi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m}(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ p\Omega_r = \frac{1}{J} \left\{ P \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_r^* - K_f\Omega_r - C_r \right\} \end{array} \right. \quad (\text{III.35})$$

III.5.1 Surface de régulation de la vitesse

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

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (\text{III.36})$$

Avec : $\Omega = \frac{\omega_r}{P}$ d'où :

$$p\omega_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} ((i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_r^*) - \frac{K_f}{J}\omega_r - \frac{P}{J}C_r \quad (\text{III.37})$$

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

$$pS(\omega_r) = p\omega_r^* - p\omega_r \quad (\text{III. 38})$$

En posant : $i_{qs1} + i_{qs2} = i_{qs}$ et en introduisant l'équation (III.37) dans (III.38), on aura:

$$pS(\omega_r) = p\omega_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs} \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (\text{III. 39})$$

A présent, en remplaçant le courant i_{qs} par le courant de commande $i_{qs}^* = i_{qeq} + i_{qn}$ dans l'équation (III.39), on trouve :

$$pS(\omega_r) = p\omega_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \varphi_r^* i_{qeq} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \varphi_r^* i_{qn} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (\text{III. 40})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\omega_r) = 0$ et par conséquent $pS(\omega_r) = 0$ et $i_{qn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (III.40) :

$$i_{qeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \varphi_r^*} \left[p\omega_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (\text{III. 41})$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\omega_r) pS(\omega_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (III.41) dans (III.40), on obtient

$$pS(\omega_r) = - \frac{P^2}{J} \frac{L_m \varphi_r^*}{L_r + L_m} i_{qn} \quad (\text{III. 42})$$

On prend la commande douce suivante:

$$i_{qn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \varepsilon_{\omega_r}} \quad (\text{III. 43})$$

III.5.2 Surface de régulation de flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (\text{III. 44})$$

D'où :

$$pS(\omega_r) = p\varphi_r^* - p\varphi_r \quad (\text{III. 45})$$

On posant $i_{ds1} + i_{ds2} = I_{ds}$ et en substituant l'équation de $p\varphi_r$ (système d'équation (III. 35) dans (III. 45)), on trouve :

$$pS(\omega_r) = p\varphi_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds} \quad (\text{III. 46})$$

On introduisant le courant de commande $i_{ds}^* = i_{deq} + i_{dn}$ dans l'équation (III. 46), on aura :

$$pS(\varphi_r) = p\varphi_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{deq} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{dn} \quad (\text{III. 47})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\varphi_r) = 0$ et par conséquent $pS(\varphi_r) = 0$ et $i_{dn} = 0$, d'où on tire i_{deq} de la relation (III.47) :

$$i_{deq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left(p\varphi_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r \right) \quad (\text{III. 48})$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\varphi_r) pS(\varphi_r) < 0$ doit être vérifiée. En substituant (III.48) dans (III.47), on obtient :

$$pS(\varphi_r) = - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{dn} \quad (\text{III. 49})$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$i_{dn} = K_{\varphi_r} \frac{S(\varphi_r)}{|S(\varphi_r)| + \varepsilon_{\varphi_r}} \quad (\text{III. 50})$$

III.5.3 Surface de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$S(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \quad (\text{III. 51})$$

$$S(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - i_{qs1} \quad (\text{III. 52})$$

$$S(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - i_{ds2} \quad (\text{III. 53})$$

$$S(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - i_{qs2} \quad (\text{III. 54})$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$pS(i_{ds1}) = pi_{ds1}^* - pi_{ds1} \quad (\text{III. 55})$$

$$pS(i_{qs1}) = pi_{qs1}^* - pi_{qs1} \quad (\text{III. 56})$$

$$pS(i_{ds2}) = pi_{ds2}^* - pi_{ds2} \quad (\text{III. 57})$$

$$pS(i_{qs2}) = pi_{qs2}^* - pi_{qs2} \quad (\text{III. 58})$$

En substituant les expressions des dérivées des courants statoriques pi_{ds1} , pi_{qs1} , pi_{ds2} et pi_{qs2} données par le système d'équations (III.35) dans les équations précédentes, on obtient :

$$pS(i_{ds1}) = pi_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \left(-R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{ds1} \right) \quad (\text{III. 59})$$

$$pS(i_{qs1}) = pi_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \left(-R_{s1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) + v_{qs1} \right) \quad (\text{III. 60})$$

$$pS(i_{ds2}) = pi_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \left(-R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{ds2} \right) \quad (\text{III. 61})$$

$$pS(i_{qs2}) = pi_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \left(-R_{s2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) + v_{qs2} \right) \quad (\text{III. 62})$$

En remplaçant les tensions $v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}$ et v_{qs2} par les tensions de commande respectivement, on aura : $v_{ds1}^* = v_{d1eq} + v_{d1n}$, $v_{qs1}^* = v_{q1eq} + v_{q1n}$, $v_{ds2}^* = v_{d2eq} + v_{d2n}$, $v_{qs2}^* = v_{q2eq} + v_{q2n}$.

$$pS(i_{ds1}) = pi_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \left(-R_{s1}i_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) + v_{d1eq} + v_{d1n} \right) \quad (\text{III.63})$$

$$pS(i_{qs1}) = pi_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \left(-R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) + v_{q1eq} + v_{q1n} \right) \quad (\text{III.64})$$

$$pS(i_{ds2}) = pi_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \left(-R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) + v_{d2eq} + v_{d2n} \right) \quad (\text{III.65})$$

$$pS(i_{qs2}) = pi_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \left(-R_{s2}i_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) + v_{q2eq} + v_{q2n} \right) \quad (\text{III.66})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(i_{ds1}) = 0$, $S(i_{qs1}) = 0$, $S(i_{ds2}) = 0$ et $S(i_{qs2}) = 0$ et par la suite $pS(i_{ds1}) = 0$, $pS(i_{qs1}) = 0$, $v_{q1n} = 0$ et $v_{d1n} = 0$. Alors, on tire à partir les équations (III.63) - (III.66), les expressions des commandes équivalentes v_{d1eq} , v_{q1eq} , v_{d2eq} et v_{q2eq} respectivement :

$$v_{d1eq} = L_{s1}pi_{ds1}^* + R_{s1}i_{ds1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \quad (\text{III.67})$$

$$v_{q1eq} = L_{s1}pi_{qs1}^* + R_{s1}i_{qs1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \quad (\text{III.68})$$

$$v_{d2eq} = L_{s2}pi_{ds2}^* + R_{s2}i_{ds2} - \omega_s^*(\varphi_r^*\tau_r\omega_{gl}^* + L_{s2}i_{qs2}) \quad (\text{III.69})$$

$$v_{q2eq} = L_{s2}pi_{qs2}^* + R_{s2}i_{qs2} + \omega_s^*(\varphi_r^* + L_{s2}i_{ds2}) \quad (\text{III.70})$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(i_{ds1}) pS(i_{ds1}) < 0$, $S(i_{qs1}) pS(i_{qs1}) < 0$, $S(i_{ds2}) pS(i_{ds2}) < 0$ et $S(i_{qs2}) pS(i_{qs2}) < 0$ doivent être vérifiées. En substituant les équations (III.67) - (III.70) dans (III.63) - (III.66) respectivement

$$pS(i_{ds1}) = -\frac{1}{L_1} v_{d1n} \quad (\text{III. 71})$$

$$pS(i_{qs1}) = -\frac{1}{L_1} v_{q1n} \quad (\text{III. 72})$$

$$pS(i_{ds2}) = -\frac{1}{L_2} v_{d2n} \quad (\text{III. 73})$$

$$pS(i_{qs2}) = -\frac{1}{L_2} v_{q2n} \quad (\text{III. 74})$$

On prend respectivement :

$$v_{d1n} = K_{ds1} \frac{S(i_{ds1})}{|S(i_{ds1})| + \varepsilon_{ds1}} \quad (\text{III. 75})$$

$$v_{q1n} = K_{qs1} \frac{S(i_{qs1})}{|S(i_{qs1})| + \varepsilon_{qs1}} \quad (\text{III. 76})$$

$$v_{d2n} = K_{ds2} \frac{S(i_{ds2})}{|S(i_{ds2})| + \varepsilon_{ds2}} \quad (\text{III. 77})$$

$$v_{q2n} = K_{qs2} \frac{S(i_{qs2})}{|S(i_{qs2})| + \varepsilon_{qs2}} \quad (\text{III. 78})$$

III.5.4 Application de la commande sur le MASDE

L'application de réglage en cascade de la vitesse et de flux rotorique par mode glissant sur le MASDE associé à deux onduleurs MLI est illustrée par la figure III.7.

Le schéma bloc de découplage FOC est représenté par la figure III.8.

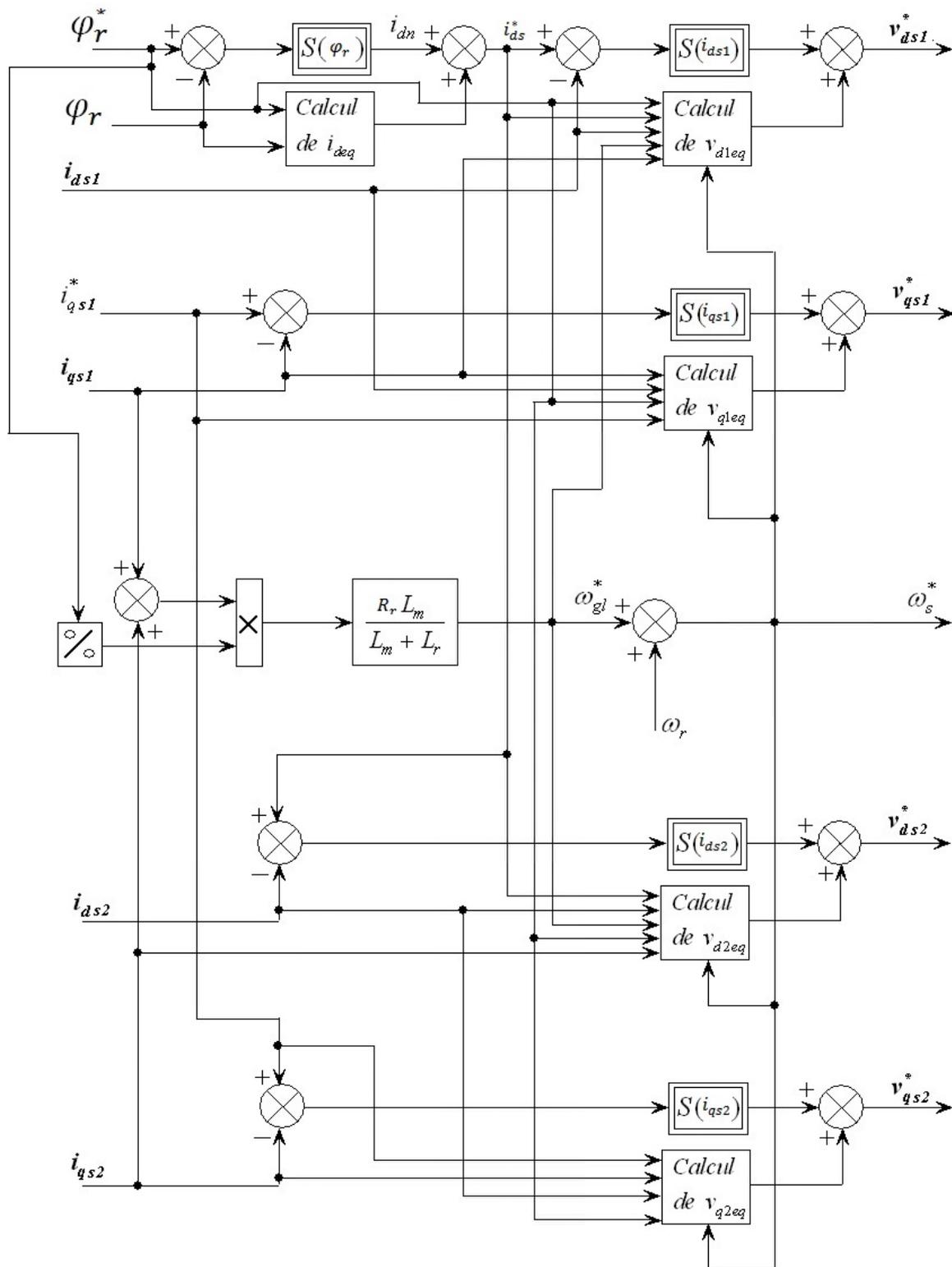


Figure III.8 : Représentation schématique du bloc FOC (MG)

Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissement sont donnés par le tableau B.1 (voir l'annexe B)

III.6 Simulation et interprétation des résultats

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à $t = 0.52s$ sans dépassement (figure III.9). Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de $57.94N.m$ à $t = 0.041s$, puis il rejoint le régime permanent (à $t = 0.52s$) sans dépassement (figure III.10). Le courant en quadrature, initialement atteint $18A$ (figure III.11), après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Au début, les courants statoriques $i_{as1} = i_{as2} \approx 15A$, c'est-à-dire ils présentent un courant d'appel d'environ 2.3 fois le courant nominal, par suite à partir de $t = 0.31s$ ils diminuent d'une manière presque linéaire jusqu'à $t = 0.52s$ où il stabilise à une valeur $i_{as1} = i_{as2} = 1.5A$ en valeur absolue (figure III.12). Le courant rotorique est approximativement de $29.18 A$ pendant $0.28 s$, puis il diminue pour se stabiliser à $0A$ à $t = 0.52s$ (figure III.13). Les flux rotoriques selon (d,q) présentent au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes, ensuite ils se stabilisent à $t = 0.30s$ et poursuivent leurs parcours selon leurs références (figure III.14).

L'application de la charge $C_r=14N.m$ pendant l'intervalle de temps $t = [1.5, 2.5] s$, engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique, des courants statoriques et du courant rotorique, qui se stabilisent respectivement à $C_{em}=14N.m$, $i_{as1} = i_{as2} = 6A$, $i_{qs1} = 7A$ et $i_{ar} = 12.06A$. La vitesse et les flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes. La tension ($v_{as1}(V)$) et le courant $i_{as1}(A)$ sont presque en phase et de même signe, ce qui veut dire que la puissance est de signe positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive de la source, nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation, ce qui se traduit encore par le déphasage en arrière (effet inductif) du courant par rapport à la tension (figure III.16).

Par contre, après l'enlèvement de la charge au delà de l'instant $t = 2.5$ s, les performances de la machine asynchrone double étoile sont les mêmes que les performances en fonctionnement à vide (avant de l'application de la charge).

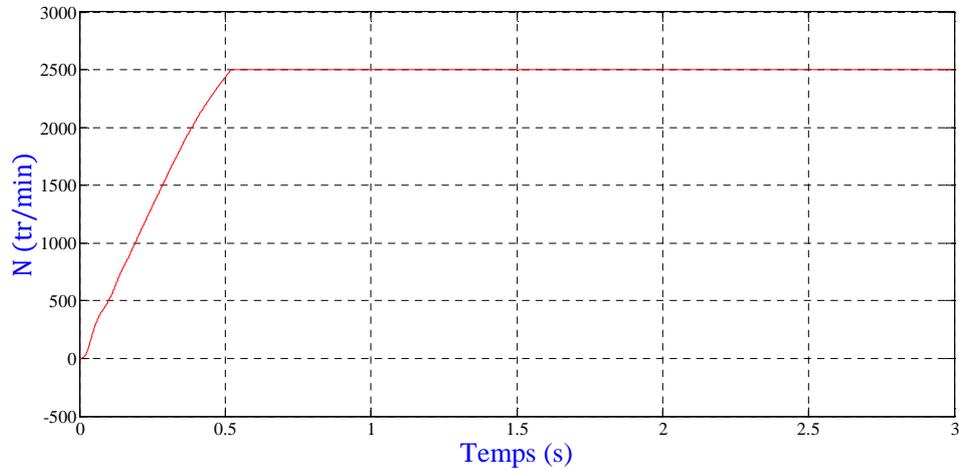


Figure III.9 : Evolution de la vitesse N (tr/min)

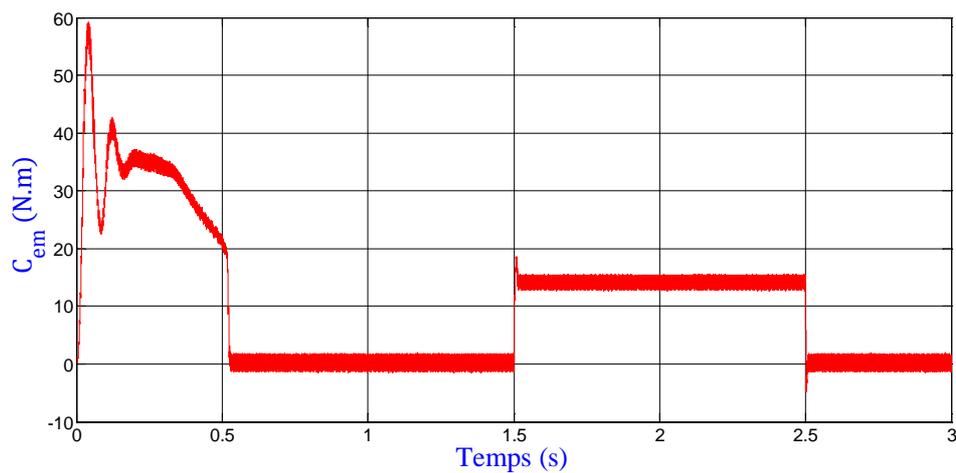


Figure III.10 : Evolution du couple électromagnétique C_{em} (N.m)

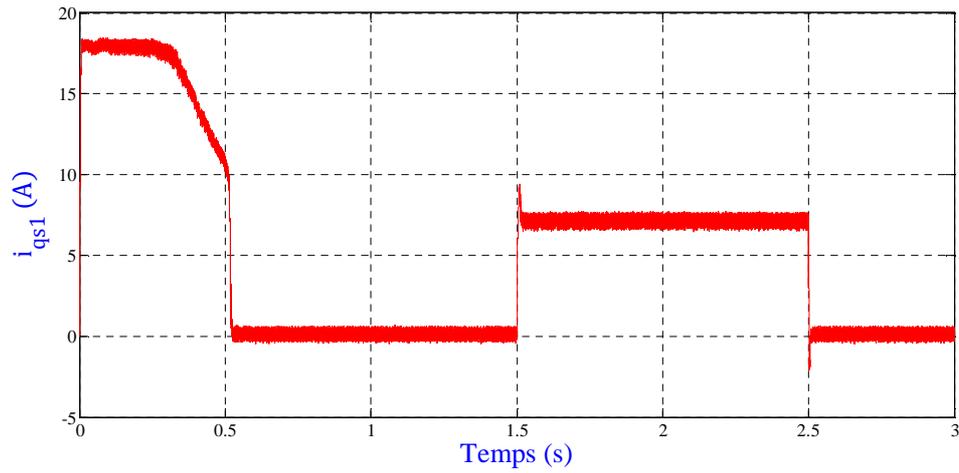


Figure III.11 : Evolution du courant i_{qs1} (A)

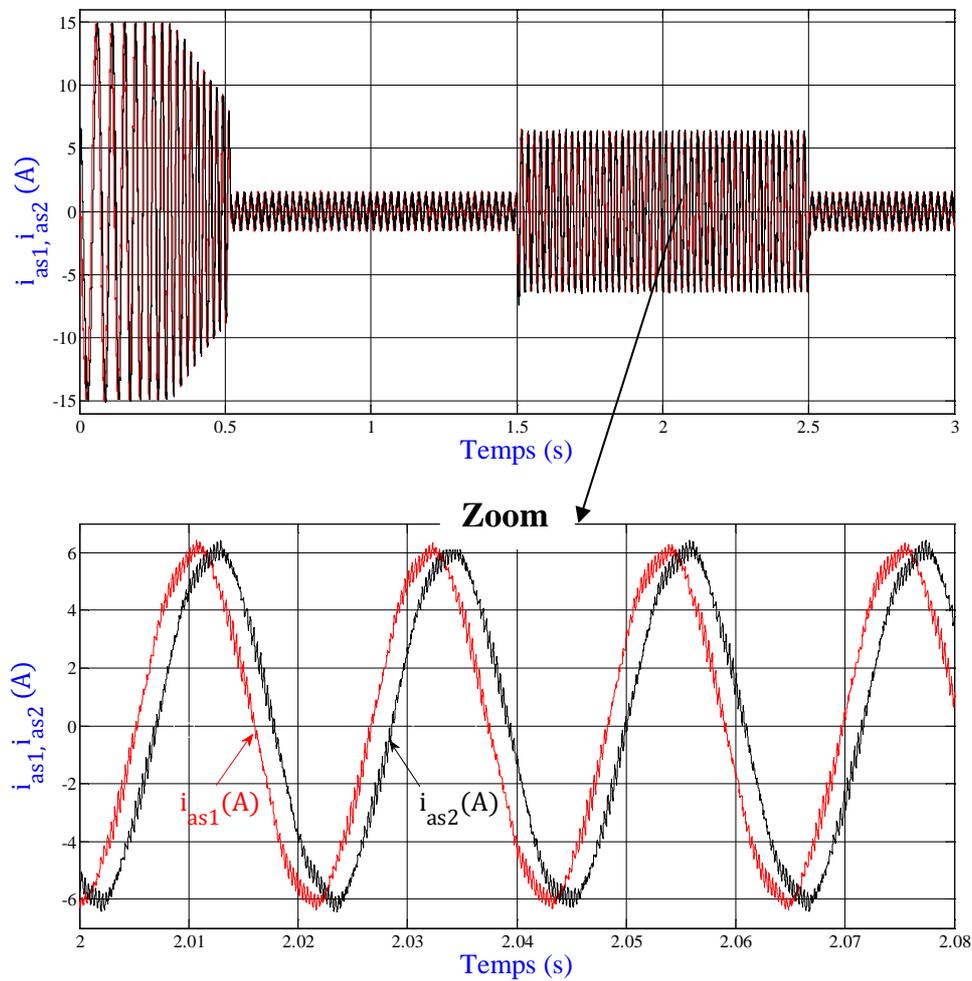
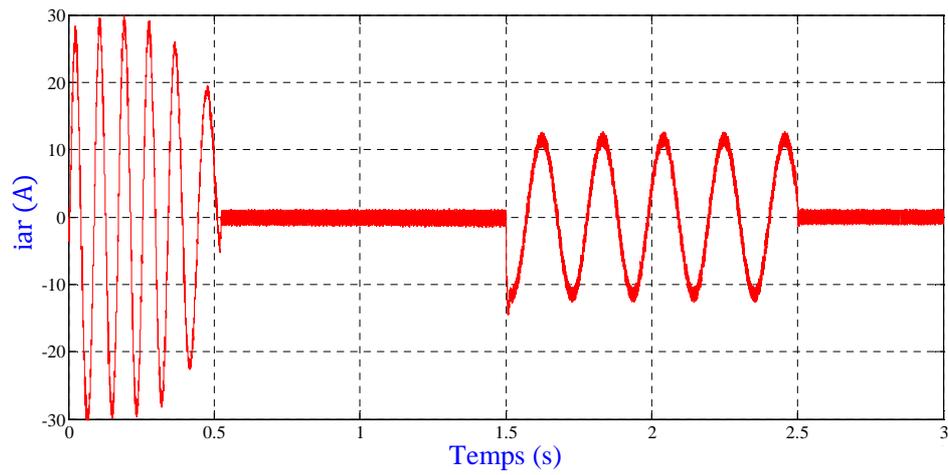
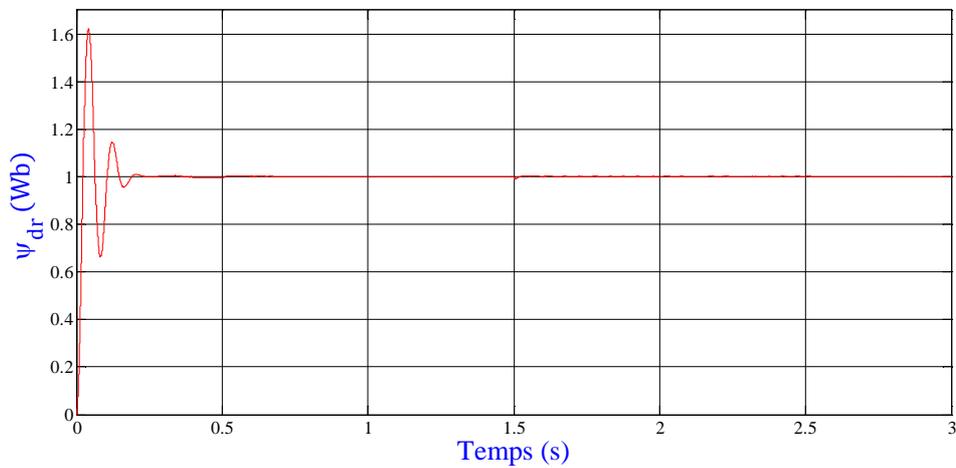
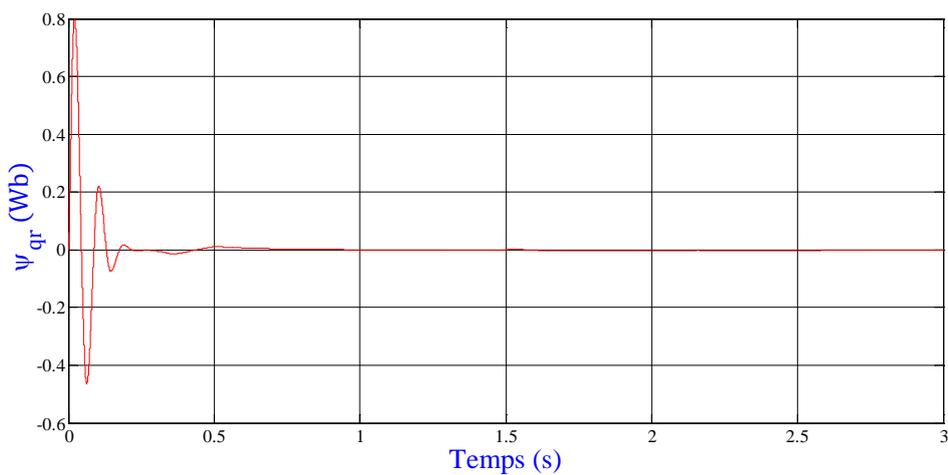


Figure III.12 : Allures des courants statoriques i_{as1} et i_{as2} (A)

Figure III.13 : Evolution du courant i_{ar} (A)Figure III.14 : Flux rotorique direct φ_{dr} (Wb)Figure III.15 : Flux rotorique quadratique φ_{qr} (Wb)

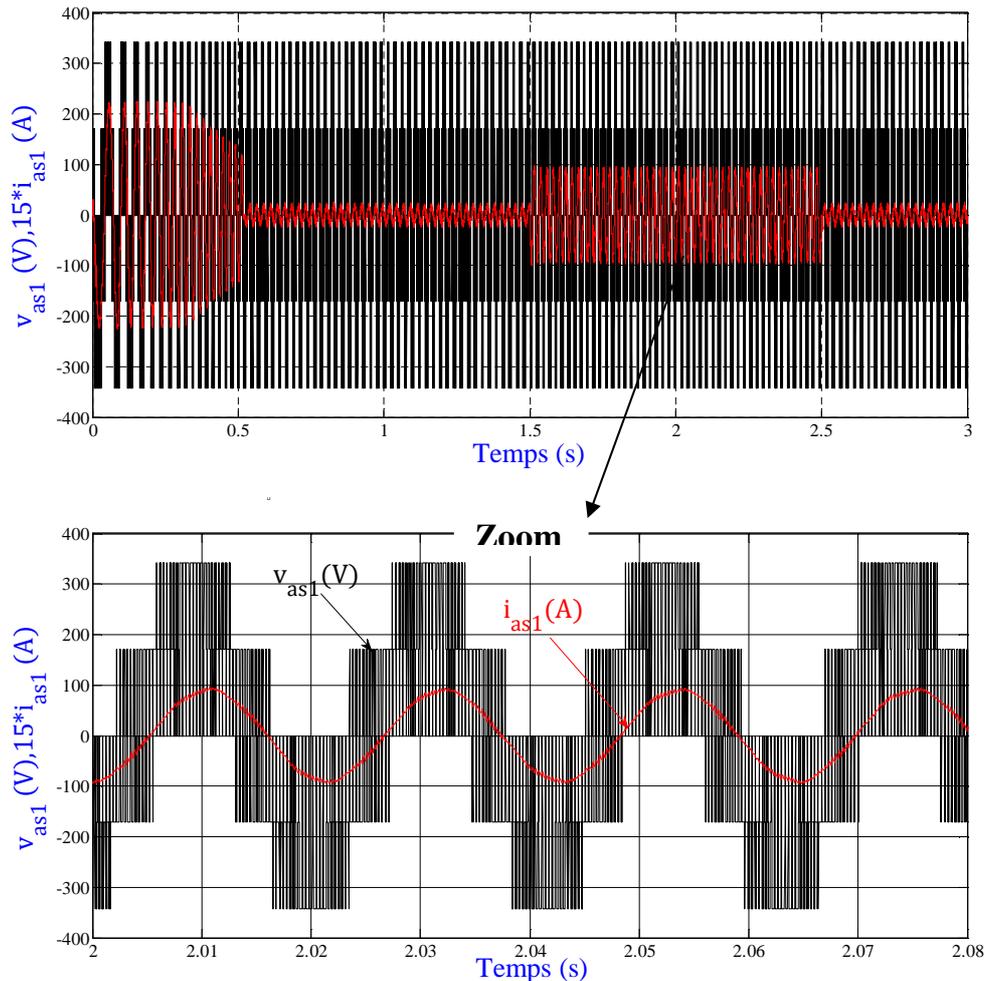


Figure III.16 : Tension et courant de la phase 1 étoile 1

Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement de la MASDE, deux tests sont effectués. Le premier test s'agit de l'inversion de la vitesse et le deuxième test repose sur la variation du moment d'inertie.

• Premier test

Les figures en dessous représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 2500 à -2500 tr/min à partir de $t = 1.5s$.

Ces figures montre clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de $t = 0\text{s}$ à 1.5s), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment.

Au delà de $t = 1.5\text{s}$, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de $t = 0.97\text{s}$ sans aucun dépassement (figure III.17). Cela engendre, une augmentation au niveau du courant $i_{as1}(A)$ (figure III.18) d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, qui se stabilise au bout de 0.97s , pour redonner lieu à la forme du régime permanent; le couple électromagnétique atteint approximativement -37 N.m au moment de l'inversion de la vitesse (figure III.19), qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative (-2500tr/mn); le courant en quadrature $i_{qs1}(A)$ progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique (figure III.20); les courbes des flux rotoriques observent une légère variation pendant l'inversion de la vitesse (figure III.21 et figure III.22).

• *Second test*

Les figures (III.23) jusqu'à (III.28) représentent les caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'augmentation du moment d'inertie J de 50% à partir de $t = 1.5\text{s}$ figures (III.23), avec l'application de la charge $Cr = 14\text{ N.m}$ entre $t = [1.5, 2.5]\text{ s}$, ces dernières montrent:

Premièrement, une légère diminution de la vitesse (0.12% par rapport à la vitesse de consigne) au moment de l'insertion de la charge $Cr = 14\text{N.m}$ et de l'augmentation du moment d'inertie à $t = 1.5\text{s}$ qui se stabilise après 0.01s (figure III.24).

Deuxièmement, la stabilité de l'évolution du courant statorique $i_{as1}(A)$ (figure III.25) et du couple électromagnétique $C_{em}(\text{N.m})$ (figure III.26).

Finalement, une légère perturbation est observée par les flux rotoriques (figures III.27 et III.28), qui est due à l'effet simultané de la variation du moment d'inertie et de la charge ($Cr = 14\text{N.m}$), car à partir de $t = 2.5\text{s}$ ils reprennent leurs progressions selon leurs consignes sans perturbation.

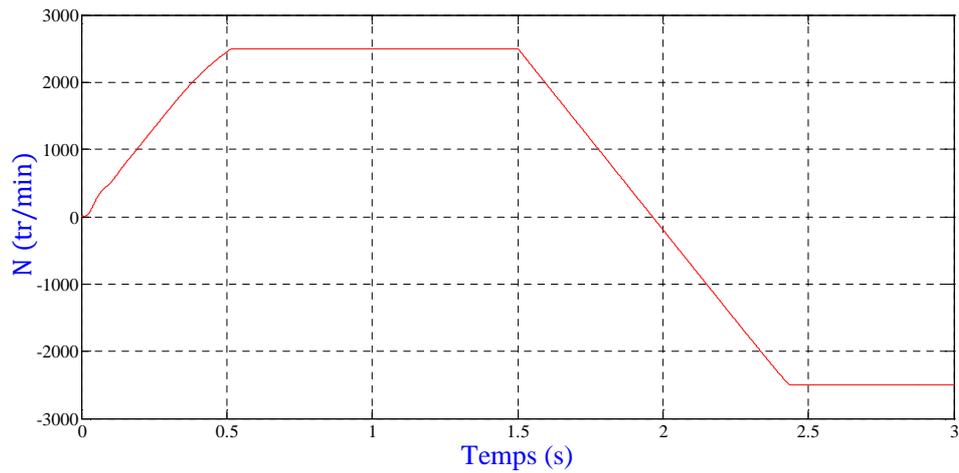


Figure III.17 : Inversion de la vitesse N (tr/min) (premier test)

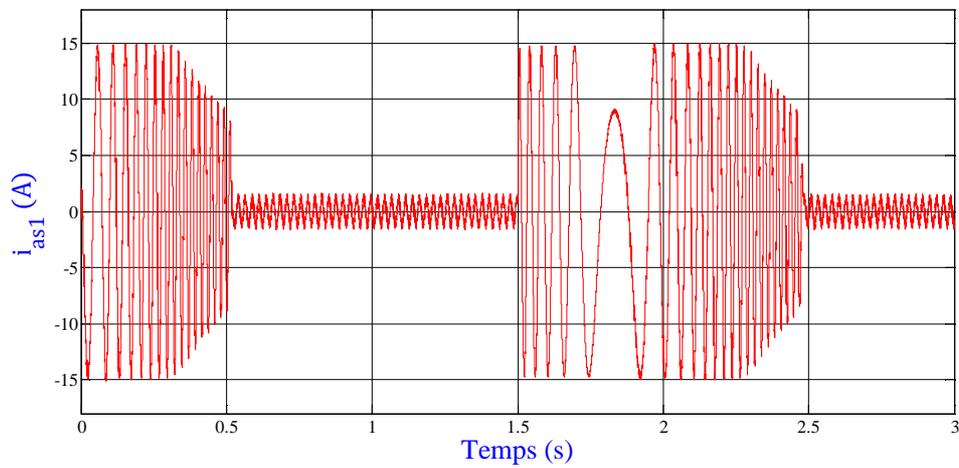


Figure III.18 : Allures des courants statoriques i_{as1} (A) (premier test)

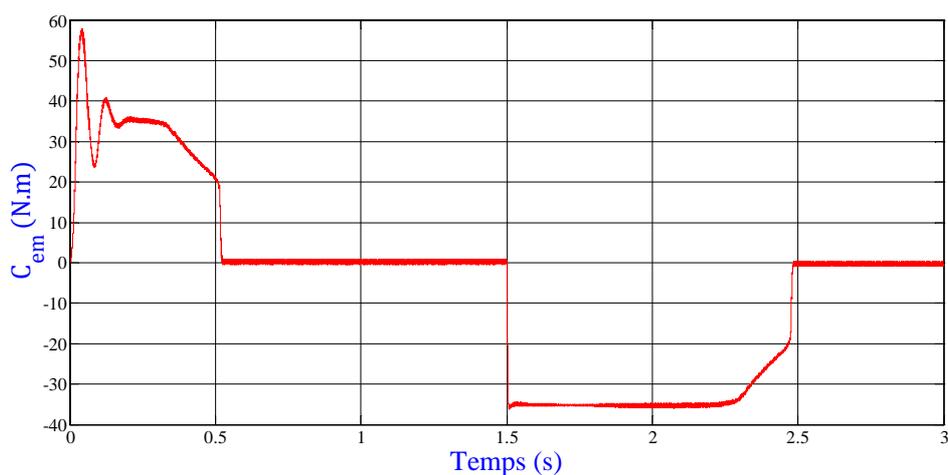
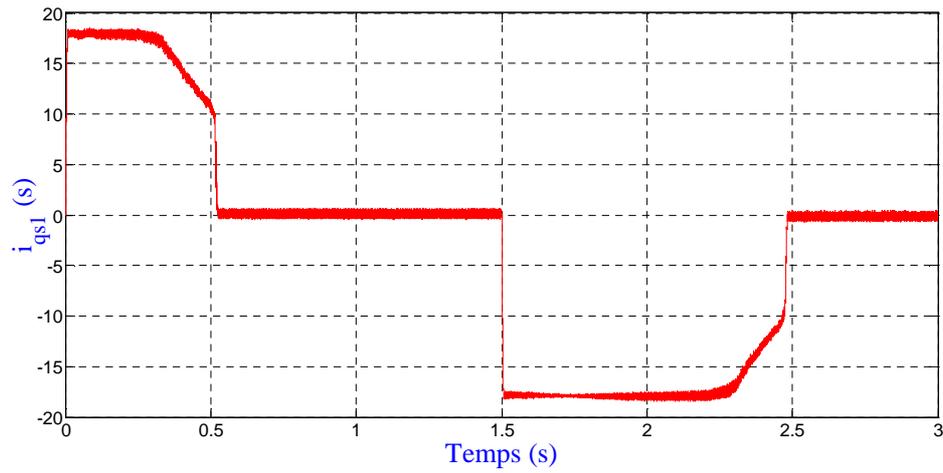
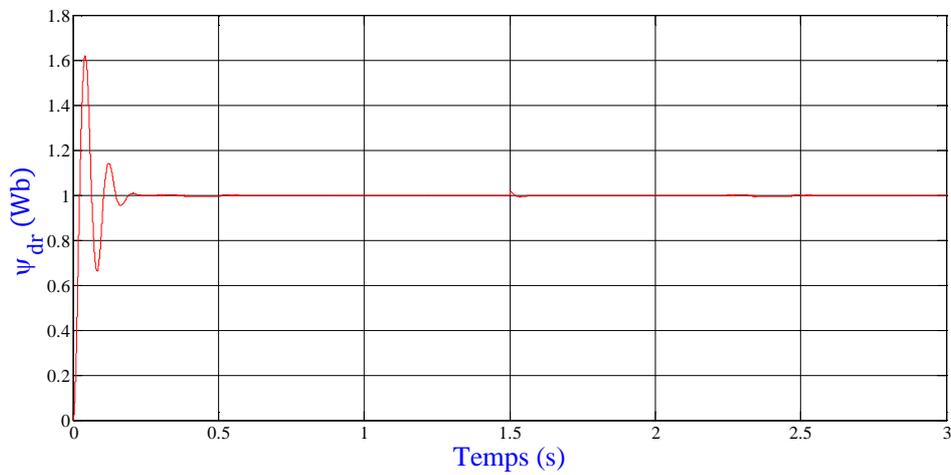
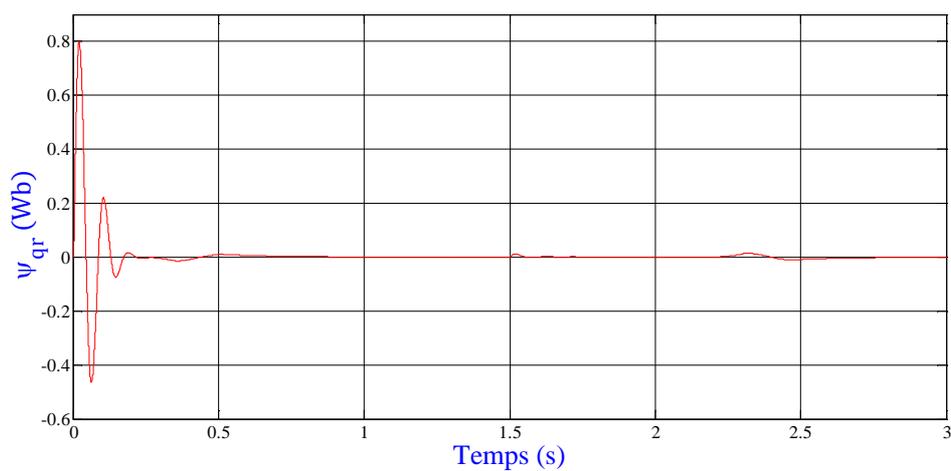


Figure III.19 : Evolution du couple électromagnétique C_{em} (N.m) (premier test)

Figure III.20 : Evolution du courant quadrature i_{qs1} (A) (premier test)Figure III.21 : Flux rotorique direct φ_{dr} (Wb) (premier test)Figure III.22 : Flux rotorique quadratique φ_{qr} (Wb) (premier test)

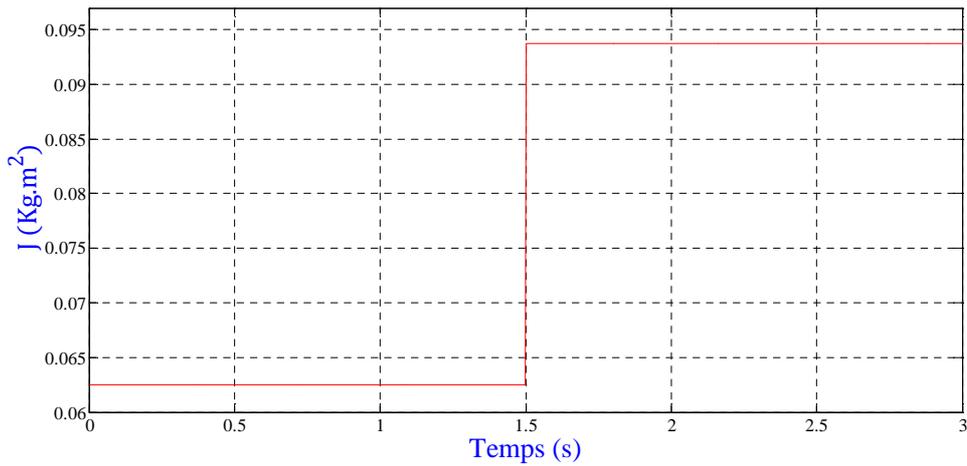
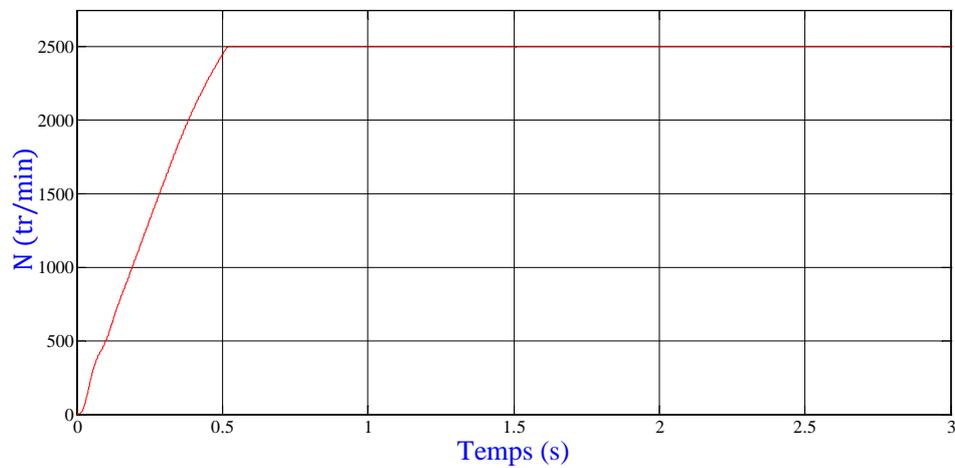
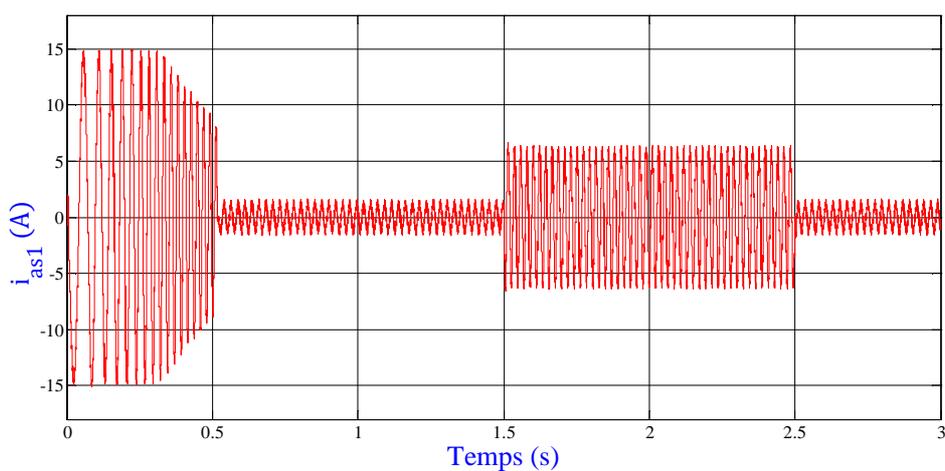
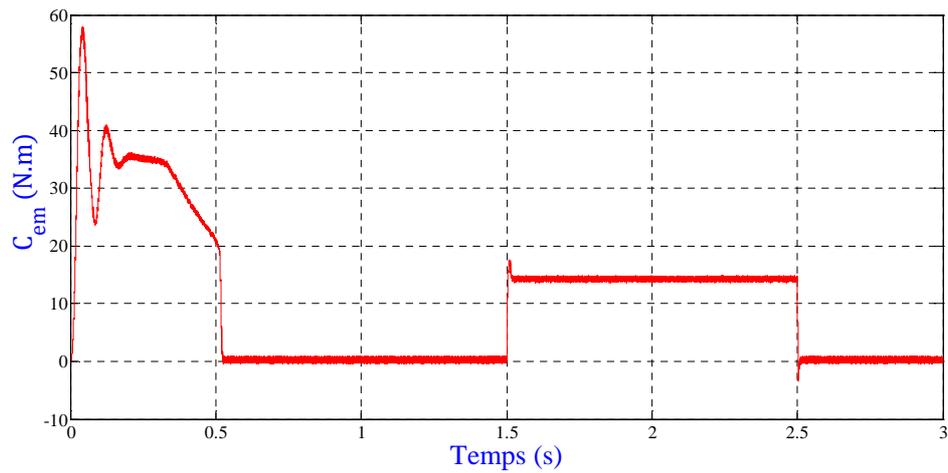
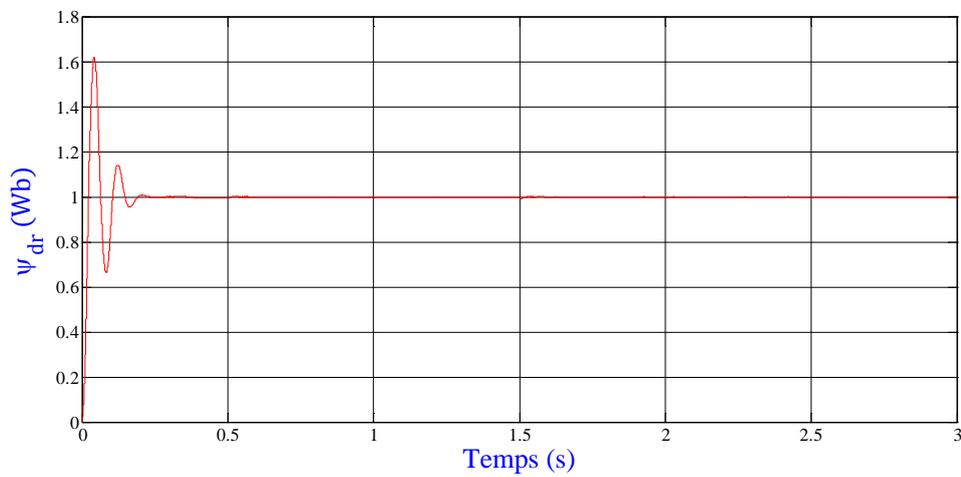
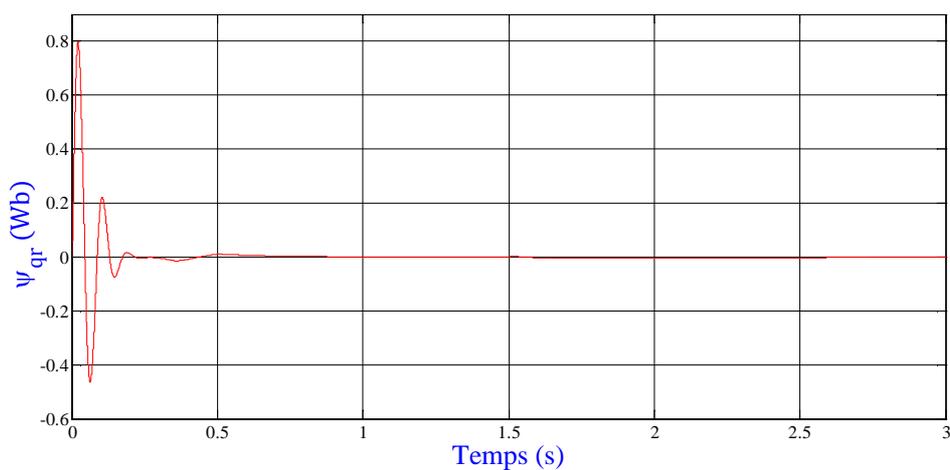


Figure III.23 : Evolution du moment d'inertie

Figure III.24 : Evolution de la vitesse N (tr/min) (Deuxième test)Figure III.25 : Allure de courant statorique i_{as1} (A) (Deuxième test)

Figure III.26 : Evolution du couple électromagnétique C_{em} (N.m) (Deuxième test)Figure III.27 : Flux rotorique direct φ_{dr} (Wb) (Deuxième test)Figure III.28 : Flux rotorique quadratique φ_{qr} (Wb) (Deuxième test)

III.7 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur le MASDE, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous avons ensuite abordé la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur le MASDE, et enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

La régulation de la vitesse par le mode de glissement, quoi qu'elle soit les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont rapides à vide et robustes lors de la variation de la charge. Les tests effectués par l'inversion de la vitesse et par la variation du moment d'inertie sur le MASDE, montrent clairement que, le système est insensible au premier test et très peu sensible vis-à-vis de l'action simultanée de la variation du moment d'inertie et de l'application de la charge.

De cet état de fait, on conclut que les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse court et sans dépassement, et ils accordent aussi une bonne poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de notre travail était la commande du MASDE par mode de glissement alimentée par deux onduleurs de tension contrôlés par la technique M.L.I, et commandée par orientation du flux rotorique.

Afin d'aborder cette étude, nous avons consacré le premier chapitre pour la description des différents éléments constituant une machine asynchrone à cage puis nous sommes intéressés aux machines multiphasées afin de présenter sommairement leurs principes fondamentaux et leurs caractéristiques. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile.

Dans le second chapitre, nous avons présenté la modélisation de la MASDE en utilisant la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE. de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commander par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

Pour cela, on a commencé par la simulation de la machine directement alimentée par deux sources triphasées et équilibrées, puis par deux onduleurs de tension à commande M.L.I.

Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de réglage de la vitesse indépendamment de la charge appliquée.

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite.

D'après les résultats obtenus et des observations enregistrées, des perspectives de recherche et de réalisations pratiques intéressantes pouvant contribuer à mieux exploiter la machine sont envisageables :

- Utilisation des onduleurs multi-niveaux ;
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la logique floue, la commande adaptative, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques ;
- Combinaisons entre les différentes techniques associées à la commande par mode de glissement, à titre d'exemples : la commande par mode de glissement adaptative, le flou glissant, le flou adaptatif glissant, optimisation par les algorithmes génétiques des différents gains du mode de glissement, etc;
- Etude de la MASDE en régime dégradé.

Annexes

Annexe A

A.1 Paramètres de la MASDE

Paramètres

Les paramètres de la MASDE sont donnés par le tableau (A.1) [6].

Puissance nominale	$P_n=4.5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n=220 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n=6.5 \text{ A}$
Fréquence	$f_s=50\text{Hz}$
Résistance d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$R_{s1} = R_{s2} = 3.72 \Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
Inductance de fuite d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$L_{s1} = L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
Inductance de fuite d'une phase rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \Omega$
Nombre de paires de pôles	$P=1$
Moment d'inertie	$J=0.0625 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f=0.001 \text{ N.m.s/rd}$

Tableau A.1 : Paramètre de la MASDE

Annexe B

B.1 Paramètres des régulateurs par mode de glissement

Paramètres

surfaces	$S(\omega_r)$	$S(\varphi_r)$	$S(i_{ds1})$	$S(i_{qs1})$	$S(i_{ds2})$	$S(i_{qs2})$
	$K_{\omega_r}=18$	$K_{\varphi_r}=3.5$	$K_{ds1}=45$	$K_{qs1}=65$	$K_{ds2}=45$	$K_{qs2}=65$
	$\varepsilon_{\omega_r}=0.95$	$\varepsilon_{\varphi_r}=0.2$	$\varepsilon_{ds1}=0.1$	$\varepsilon_{qs1}=0.12$	$\varepsilon_{ds2}=0.1$	$\varepsilon_{qs2}=0.12$

Tableau B.1 : Paramètres des régulateurs par mode de glissement.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] R. Achouri, M. Hidouche, *Commande vectorielle d'une machine asynchrone*, mémoire d'ingénieur, école nationale polytechnique, 2007.
- [2] E. Merabet, *Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile*, mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2008.
- [3] R. Lateb, *Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps, application à la propulsion marine par POD*, thèse de doctorat, l'Institut national polytechnique, Lorraine, 2006.
- [4] R. Dominique, *Guide pratique du rebobinage des moteurs asynchrones*, 1999.
- [5] E. Schaeffer, *Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection des défauts*, thèse de doctorat, université de Nantes, 1999.
- [6] H. Amimeur, *Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile*, thèse de doctorat, université de Batna, Algérie, 2012.
- [7] T. Boumegoura, *Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic*, thèse de doctorat, école centrale de Lyon, 2001.
- [8] T. Achour, *Diagnostic des défauts électriques et mécaniques de la machine asynchrone à simple cage d'écureuil*, mémoire d'ingénieur, école nationale polytechnique, 2008.

- [9] M. Nezar, *Diagnostic des associations convertisseurs statiques-machines asynchrone en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle*, thèse de doctorat, université de Batna, 2006.
- [10] O. Ondel, *Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone*, thèse de doctorat, école centrale de Lyon, France, 2006.
- [11] L. Lasne, *Exercices et problèmes d'électrotechnique, notions de bases, réseaux et machines électriques*, 2^{ème} édition Dunod, Paris, France, 2011.
- [12] T. Wildi , G. Sybille, *Electrotechnique*, 4^{ème} édition de boeck, Paris, France, 2005.
- [13] P. Mayè, *Aide-mémoire Electrotechnique*, Dunod, Paris, France, 2006.
- [14] D. Hadiouche, *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure*, thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I, 2001.
- [15] E. Semail, *Machines polyphasées pour application maritime. modélisation et contrôle*, Journées d'été à Lille, 2005.
- [16] A. L. Nemmour, *Contribution à la commande vectorielle de la machine. asynchrone à double alimentation*, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Avril 2002.
- [17] D. Arzelier, D. Peaucelle, *Systèmes et asservissement non linéaires*, Notes de Cours, Version 4, CNAM–B2.

- [18] G. Crellet, G. Clerc, *Actionneurs électriques*, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [19] A. Dendouga, *Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double alimentation alimentée par onduleur de tension*, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2004.
- [20] A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli, *Commande par mode de glissement d'une machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs à MLI à trois niveaux*, 4th International Conference on Electrical Engineering, CEE'06, Batna University, pp. 215–220, 7–8 November 2006.
- [21] M. F. Benkhoris, A. Gayed, *Discrete sliding control technique of DC motor drive*, IEE Conference Publication No. 429 Power Electronics and Variable Speed drives, pp. 81–86, 23–25 September 1996.
- [22] A. Hazzab, I. K. Bousserhane, M. Kamli, *Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control*, International Journal of Emerging Electric Power Systems, Vol. 1, Iss. 2, Art. 1008, pp. 1–17, 2004.
- [23] S. J. Huang, H. Y. Chen, *Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy compensation for vehicle suspension control*, Science Direct, Mechatronics 16, pp. 607–622, 2006.
- [24] M. Kercha, *Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent*, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2005.
- [25] M. A. Fnaiech, F. Betin, F. Fnaiech, G. A. Capolino, *Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives*, IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, July 9–12 2006.

- [26] C. P. Coleman, D. Grodble, *A comparison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control*, IEEE, pp.1654-1659, 1994.

- [27] C. C. D. Wit, *Commande des moteurs asynchrones. 2 – Optimisation, discrétisation et observateurs*, Hermès Science Publication, Paris, 2000.

- [28] H. Amimeur, *Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement*, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2008.

*Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de master en
électrotechnique*

Option : *Automatisme industriel*

Proposé et dirigé par : *AMMIMEUR Hocine*

Présenté par : *ABBACHE Larbi & BERKANI Larbi*

Thème

***Commande par Mode de Glissement d'un Moteur Asynchrone
Double Etoile***

Résumé :

Dans les applications de fortes puissance, les actionneurs multiphasés sont très utilisés, en effet les machines à grand nombre de phases (machine asynchrone double étoile) présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, et avec le progrès de l'électronique de puissance liée à l'apparition des composants rapides ainsi que le développement des techniques de commandes câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée à partir d'un ensemble convertisseurs. Des stratégies de contrôle de vitesse tel que la commande par mode de glissement présente un aboutissement au suivi de consigne et de rejet de perturbation.

Ainsi le présent sujet s'inscrit dans cette problématique.

Mots clés :

Machine Asynchrone Double Etoile, Onduleur de Tension, Commande par Mode de Glissement.