



# MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

Pour l'obtention du diplôme de :

**MASTER EN ELECTROMECHANIQUE**

*Thème :*

*Contrôle flou-mode glissant d'un moteur  
asynchrone double étoile*

Présenté par :

- ▶ M<sup>r</sup> BORDJAH Daoud
- ▶ M<sup>r</sup> BENTARA Hicham

Encadré par :

- ▶ D<sup>r</sup> H.AMIMEUR (Promoteur)
- ▶ D<sup>r</sup> F.HAMOUDI (Co-promoteur)

Session juin 2018

## Résumé

*Les machines électriques ont acquis un intérêt énorme de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.*

*Les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons d'en étudier un exemple courant, la machine asynchrone double étoile.*

*Pour cela, nous avons présenté d'abord le modèle dynamique de la machine basé sur la transformation de Park. Ensuite, vu que ce modèle est non-linéaire, multivariable et fortement couplé, nous avons opté pour une commande vectorielle (indirecte) à flux orienté. Puis, afin d'améliorer la robustesse de la conduite d'une MASDE, la commande par mode glissant a été appliquée.*

*Pendant les vibrations résiduelles en hautes fréquences (broutements) inhérentes à la commande demeurent inconfortables considérables.*

*Contrôleur flou-mode glissant combine les avantages de deux techniques (logique floue et mode glissant).*

**Mots-clés :** *Machines multiphasées, Machine asynchrone double étoile, Commande vectorielle, Commande par mode glissant, Contrôleur flou-mode glissant.*

## Abstract

*The electric machines had a great interest by the researchers, because their advantages are seen in their aptitudes for adapting to any environments, and their efficiency, thus exceeding other non electric actuators.*

*Multiphase machines are increasingly used because of their advantages in better reliability and supply division. We propose to study a common example of these machines, the dual stator induction machine.*

*For this, we first presented the dynamic model of the machine based on Park transformation. Then, since this model is nonlinear, multivariable and highly coupled, we opted for a vector (indirect) field oriented control. Then, to improve the robustness of the conduct of a DSIM, sliding mode control has been applied.*

*However, the residual vibrations at high frequencies (chattering) inherent to the control remain considerable disadvantage.*

*Fuzzy-mode sliding controller combines the advantages of two techniques (fuzzy logic and sliding mode).*

**Keywords :** *Multiphase machine, Dual stator induction machine, Vector control, Sliding mode control, Fuzzy-sliding mode controller.*

# Table des matières

Résumé .....	i
Abstract .....	i
Table des matières .....	ii
Liste des tableaux .....	vi
Liste des figures .....	vii
Liste des symboles et abréviations .....	x
Dédicaces .....	xiii
Remerciements .....	xiv
Introduction générale.....	2
Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées .....	5
I.1 Introduction.....	5
I.2 Histoire des machines électriques.....	5
I.3 Machines multiphasées .....	9
I.3.1 Introduction.....	9
I.3.2 Caractéristiques des machines multiphasées .....	9
I.3.2.1 Machines multiphasées de <Type 1>.....	9
I.3.2.2 Machines multiphasées de <Type 2>.....	11
I.3.2.3 Interactions possibles entre harmoniques d'espace et de temps de la fmm .....	12
I.3.3 Applications des machines multiphasées.....	12
I.3.4 Avantages des machines multiphasées .....	13
I.3.4.1 Élimination d'harmoniques d'espace .....	13
I.3.4.2 Segmentation de puissance .....	13
I.3.4.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	14
I.3.4.4 Amélioration de la fiabilité .....	14
I.3.5 Inconvénient des machines multiphasées .....	14
I.4 Conclusion .....	15
Chapitre II : Modélisation et simulation d'ensemble machine-convertisseurs .....	17
II.1 Introduction .....	17

II.2. Description de la machine asynchrone à double étoile.....	17
II.3 Hypothèses simplificatrices.....	18
II.4. Modèle triphasé de la MASDE.....	18
II.4.1 Représentation de la machine .....	18
II.4.2 Équations électriques.....	18
II.4.3 Équations magnétiques.....	20
II.4.4 Expression du couple électromagnétique .....	21
II.4.5 Équation mécanique .....	21
II.5 Modèle biphasé de la MASDE .....	22
II.5.1 Transformation de Park .....	22
II.5.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes ( $d, q$ ).....	22
II.5.2.1 Choix du référentiel.....	23
II.5.2.1.1 Référentiel lié au stator.....	23
II.5.2.1.2 Référentiel lié au rotor.....	23
II.5.2.1.3 Référentiel lié au champ tournant.....	23
II.5.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes ( $d, q$ ) .....	24
II.5.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique .....	25
II.6 Simulation et interprétation des résultats.....	26
II.7 Alimentation de la MASDE par onduleurs à commande MLI.....	29
II.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI .....	29
II.7.2 Stratégie de commande sinus-triangle.....	30
II.7.3 Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande MLI.....	31
II.8 Simulation et interprétation des résultats.....	32
II.9 Conclusion.....	33
Chapitre III : Commande par mode de glissement de la MASDE .....	36
III.1. Introduction .....	36
III.2 Commande vectorielle de la MASDE à flux orienté.....	36
III.2.1 Introduction .....	36
III.2.2 Principe de la commande vectorielle .....	36
III.2.3 Commande vectorielle indirecte.....	38
III.2.4 Simulation et interprétation des résultats .....	40
III.3 Notions d'un système à structure variable .....	43
III.3.1 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable .....	43

III.3.2 Conception de la commande par mode de glissement .....	44
III.3.2.1 Choix des surfaces de glissement.....	45
III.3.2.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	45
III.3.2.3 Détermination de la loi de commande.....	46
III.3.3 Détermination des différentes surfaces de régulation et application.....	49
III.3.3.1 Surface de régulation de la vitesse .....	49
III.3.3.2 Surface de régulation de flux rotorique.....	50
III.3.3.3 Surface de régulation des courants statoriques .....	51
III.3.4 Application de la commande par mode glissant sur la MASDE.....	52
III.3.5 Simulation et interprétation des résultats de la commande par MG .....	54
III.3.6 Test de robustesse.....	56
III.4 Conclusion.....	57
Chapitre IV : Commande floue-mode glissant de la MASDE .....	60
IV.1 Introduction .....	60
IV.2 Domaines d'applications.....	60
IV.3 Principe de la logique floue .....	61
IV.4 Éléments de base de la logique floue .....	61
IV.4.1 Variables linguistique et ensembles flous.....	61
IV.4.2 Opérateurs de la logique floue .....	62
IV.4.2.1 Opérateur ET .....	62
IV.4.2.2 Opérateur OU .....	62
IV.4.2.3 Opérateur NON.....	63
IV.5 Commande floue .....	63
IV.5.1 Régulateur flou.....	64
IV.5.2 Structure de base d'un régulateur flou de vitesse .....	65
IV.5.2.1 Fuzzification.....	66
IV.5.2.2 Base des règles et inférence floue .....	67
IV.5.2.3 Défuzzification.....	68
IV.6 Avantages et inconvénients du réglage par la logique floue.....	69
IV.6.1 Avantages.....	69
IV.6.2 Inconvénients .....	70
IV.7 Description du régulateur flou-mode glissant.....	70
IV.8 Résultats de simulation et interprétations .....	71

IV.9 Test de robustesse .....	73
IV.10 Conclusion .....	74
Conclusion générale .....	76
Bibliographie .....	i
Annexe .....	i

## Liste des tableaux

Tableau I.1 Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois .....	10
(Machines multiphasées de Type 1).....	10
Tableau I.2 Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair.....	11
(Machines multiphasées de Type 2).....	11
Tableau III.1 Paramètres des régulateurs par mode de glissement .....	54
Tableau IV.1 Tableau de calcul de la variation de la commande $\Delta u$ .....	68

## Liste des figures

<b>Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées</b> .....	1
Figure I.1 Moteur électromagnétique de Joseph HENRY 1831 .....	6
Figure I.2 Moteur de GAIFFE (1840 environ).....	7
Figure I.3 Moteur à "pistons électromagnétiques" de Gustave FROMENT .....	7
Figure I.4 Moteur de DAVIDSON ou PATTERSON (1842).....	8
Figure I.5 Moteur pas à pas (32 dents rotoriques) breveté par C.L.WALKER en 1919.....	8
Figure I.6 Exemple d'application d'une machine asynchrone double étoile ( $\alpha=30^0$ ).....	13
<b>Chapitre II : Modélisation d'ensemble machine-convertisseurs</b> .....	16
Figure II.1 Représentation des enroulements de la MASDE .....	18
Figure II.2 La représentation schématique du modèle de Park de la MASDE. ....	23
Figure II.3 Schéma bloc de simulation de la MASDE.....	26
Figure II.4 Évolution de la vitesse $\omega_r$ (rad/s) .....	28
Figure II.5 Évolution des courants directs $i_{ds1,2}$ (A).....	28
Figure II.6 Évolution des courants quadratiques $i_{qs1,2}$ (A).....	28
Figure II.7 Allures des courants statoriques $i_{as1,2}$ (A).....	28
Figure II.9 Flux rotorique direct $\phi_{rd}$ (Wb).....	29
Figure II.10 Flux rotorique quadratique $\phi_{rq}$ (Wb) .....	29
Figure II.11 Allure du courant $i_{ar}$ (A).....	29
Figure II.12 Tension et courant de la phase 1 étoile 1 .....	29
Figure II.13 Schéma de l'onduleur triphasé.....	30
Figure II.14 Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle (étoile 1) .....	31
Figure II.16 Évolution de la vitesse $\omega_r$ (rad/s) .....	32
Figure II.17 Évolution du couple électromagnétique $C_{em}$ (N.m).....	32
Figure II.15 Association MASDE-Onduleurs de tension à commande M.L.I.....	32
Figure II.18 Évolution des courants $ids1, ids2$ (A).....	33
Figure II.19 Évolution des courants $iqs1, iqs2$ (A) .....	33
Figure II.20 Allures des courants statoriques $ias1$ et $ias2$ (A) .....	33
Figure II.21 Flux rotorique direct $\phi_{rd}$ (Wb) .....	33
Figure II.22 Flux rotorique quadratique $\phi_{rq}$ (Wb).....	33
<b>Chapitre III : Commande par mode de glissement de la MASDE</b> .....	35
Figure III.1 Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE .....	37



Figure III.2 schéma du défluxage.....	40
Figure III.3 Structure de la CVI à flux orienté avec régulateur de vitesse d'une MASDE.....	40
Figure III.4 Evolution du couple électromagnétique $C_{em}(N.m)$ .....	41
Figure III.5 Evolution de la vitesse $\omega_r (rad/s)$ .....	41
Figure III.6 Evolution du courant $i_{qs1}$ (A).....	42
Figure III.7 Evolution du courant $i_{ar}$ (A).....	42
Figure III.8 Allures des courants statoriques $i_{as1,2}$ (A).....	42
Figure III.9 Tension et courant de la phase 1 étoile 1 .....	42
Figure III.10 Flux rotorique directe $\varphi_{rd}$ (Wb) .....	43
Figure III.11 Flux rotorique quadratique $\varphi_{rq}$ (Wb) .....	43
Figure III.12 Modes de fonctionnement dans le plan de phase.....	44
Figure III.14 Phénomène de broutement.....	47
Figure III.13 Fonction <i>sign</i> (non linéarité tout ou rien) .....	47
Figure III.15 Fonction de saturation ( $\varepsilon > 0$ et petit) .....	48
Figure III.16 Fonction de classe $C1$ ( $\varepsilon > 0$ et petit).....	49
Figure III.17 Schéma bloc de commande par MG de la MASDE alimenté par deux onduleurs MLI... 53	53
Figure III.18 Représentation schématique du bloc FOC (MG).....	53
Figure III.19 Evolution du couple $C_{em}$ (N.m).....	55
Figure III.20 Evolution de la vitesse $\omega_r$ (rad/s).....	55
Figure III.21 Allures des courants statoriques $i_{as1,2}$ (A) .....	55
Figure III.22 Tension et courant de la phase 1 étoile 1 .....	55
Figure III.23 Evolution du courant $i_{qs1}$ (A).....	56
Figure III.24 Evolution du courant $i_{ar}$ (A).....	56
Figure III.25 Flux rotorique directe $\varphi_{rd}$ (Wb) .....	56
Figure III.26 Flux rotorique quadratique $\varphi_{rq}$ (Wb) .....	56
Figure III.27 Evolution du couple $C_{em}$ (N.m).....	57
Figure III.28 Evolution de la vitesse $\omega_r$ (rad/s).....	57
Figure III.29 Evolution du courant $i_{as1}$ (A).....	57
Figure III.30 Evolution du courant $i_{qs1}$ (A).....	57
Figure III.31 Flux rotorique directe $\varphi_{rd}$ (Wb) .....	57
Figure III.32 Flux rotorique quadratique $\varphi_{rq}$ (Wb) .....	57
<b>Chapitre IV : Commande par floue-mode glissant de la MASDE .....</b>	<b>59</b>
Figure IV.1 Représentation classique et logique floue .....	61

Figure IV.2 Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale.....	62
Figure IV.3 Opérateur OU et ET.....	63
Figure IV.4 Structure générale d'un système basé sur la logique floue.....	64
Figure IV.5 Schéma de principe de la régulation floue (FLC).....	65
Figure IV.6 Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).....	65
Figure IV.7 Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance .....	67
Figure IV.8 Principe des différentes méthodes de défuzzification .....	69
Figure IV.9.a Architecture d'une commande floue mode-glissant.....	70
Figure IV.9.b Schéma bloc du régulateur flou sous Matlab Simulink.....	71
Figure IV.10 Schéma bloc de la commande floue-mode glissant de la MASDE alimenté par deux onduleurs MLI.....	71
Figure IV.11 Evolution du couple $C_{em}$ (N.m) .....	72
Figure IV.12 Evolution de la vitesse $\omega_r$ (rad/s).....	72
Figure IV.13 Evolution du courant $i_{qs1}$ (A).....	73
Figure IV.14 Evolution du courant $i_{as1}$ (A) .....	73
Figure IV.15 Flux rotorique direct $\varphi_{rd}$ (Wb).....	73
Figure IV.16 Flux rotorique quadratique $\varphi_{rq}$ (Wb) .....	73
Figure IV.17 Evolution du couple $C_{em}$ (N.m).....	73
Figure IV.18 Evolution de la vitesse $\omega_r$ (rad/s).....	73
Figure IV.19 Evolution du courant $i_{as1}$ (A) .....	74
Figure IV.20 Evolution du courant $i_{qs1}$ (A).....	74
Figure IV.21 Flux rotorique directe $\varphi_{rd}$ (Wb) .....	74
Figure IV.22 Flux rotorique quadratique $\varphi_{rq}$ (Wb) .....	74

## Liste des symboles et abréviations

<b>A.</b>		
$a_r, a_{s1}, a_{s2}$	Phases (1) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement	
<b>B.</b>		
$b_r, b_{s1}, b_{s2}$	Phases (2) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement	
<b>C.</b>		
$C_{em}$	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	
CMG	Commande par mode glissant	
CVI	Commande vectorielle indirecte	
<b>E.</b>		
E	Tension continue	
$e(x)$	Ecart de la variable à réguler	
<b>F.</b>		
f	Fréquence du réseau	(Hz)
$f_p$	Fréquence de modulation	(Hz)
FLC	Commande par logique floue	
FOC	commande à flux orienté (Field Oriented Control)	
fmm	force magnétomotrice	
<b>G.</b>		
g	Glissement	
<b>H.</b>		
h	Rang des harmoniques de temps	
<b>I.</b>		
$i_{abcr}$	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 lineaire suivant (d,q)	(A)
$i_{dr,qr}$	Courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)	(A)
$[I_{s1}], [I_{s2}], [I_r]$	Vecteurs de courants de l'étoile 1, étoile 2 et du rotor	(A)
[I]	Vecteur d'état	
<b>J.</b>		
J	Inertie totale des parties tournantes	(Kg.m <sup>2</sup> )
<b>K.</b>		
$K_f$	Coefficient de frottement	
$K_x$	Gain positif	
<b>L.</b>		
$L_m$	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)
<b>M.</b>		

m	Indice de modulation	
MASDE	Machine ASynchrone Double Étoile	
MC	mode de convergence	
MG	mode de glissement	
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions	
MRP	mode de régime permanent	
<b>N.</b>		
n	rang des harmoniques d'espace	
$N_r$	Vitesse asynchrone	(tr/min)
$N_s$	Vitesse synchrone	(tr/min)
<b>P.</b>		
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 (étoile1, étoile 2) respectivement	
p	Opérateur de la place	
<b>Q.</b>		
q	Nombre de phases statoriques	
$q_\alpha$	Nombre équivalentes de phases	
<b>R.</b>		
r	Coefficient de réglage en tension	
$R_{s1}$	Résistance d'une phase de l'étoile 1	( $\Omega$ )
$R_{s2}$	Résistance d'une phase de l'étoile 2	( $\Omega$ )
$R_r$	Résistance d'une phase rotorique	( $\Omega$ )
$[R_1], [R_2], [R_r]$	Matrices des résistances statoriques et rotoriques	( $\Omega$ )
<b>S.</b>		
$S(i_{ds1}), S(i_{qs1})$	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	
<b>U.</b>		
[U]	Vecteur de commande	
$U_{eq}$	Commande équivalente (linéarisation exacte)	
$U_n$	Commande non linéaire (stabilisante)	
<b>V.</b>		
$V(x)$	Fonction candidate de Lyapunov	
$v_{a,b,cr}$	Tensions triphasées rotoriques	(V)
$v_{abcs1,2}$	Tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2)	(V)
$v_{ds1,qs1}$	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)
$[V_{s1}], [V_{s2}], [V_r]$	Vecteurs de tensions d'étoile 1 et 2 et du rotor	(V)
<b>W.</b>		
$W$	Energie électromagnétique	(Joule)
$\omega_{coor}$	Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé	(rd/s)
$\omega_{gl}$	Pulsation électrique fondamentale du glissement	(rd/s)
$\omega_r$	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotorique	(rd/s)
$\omega_s$	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statorique	(rd/s)
<b><math>\tau</math>.</b>		
$\tau_r$	Constante de temps d'un système du premier ordre	(s)
<b>X.</b>		
$[X]$	Vecteur d'état	
$\alpha$ .		
$\alpha$	Angle électrique de décalage entre les deux étoiles	(rd)
<b><math>\varphi</math>.</b>		
$\varphi_{abcr}$	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)
$[\psi_{s1}], [\psi_{s2}], [\psi_r]$	Vecteur de flux de l'étoile 1, étoile 2 et du rotor	(Wb)
<b><math>\lambda</math>.</b>		
$\Lambda$	Gain positif	
<b><math>\Omega</math>.</b>		
$\Omega_n$	Vitesse mécanique de rotation du rotor nominale	(rd/s)
$\Omega_r$	Vitesse de rotation du rotor	(rd/s)
$\Omega_s$	Vitesse de rotation du champ statorique	(rd/s)
<b><math>\theta</math>.</b>		
$\theta_{geo}$	Angle géométrique de rotation du rotor	(rd)
$\theta_{ele}$	Angle électrique de rotation du rotor	
$\theta_r$	Angle entre le stator (1) et le rotor	(rd)
<b><math>\varepsilon</math>.</b>		
$\varepsilon$	Gain positif	
<b><math>\eta</math>.</b>		
$\eta$	Rendement	
<b>*</b> .		
* (exposant)	Grandeur de référence	

## Dédicaces

*Nous dédions ce modeste travail à :*

*Nos chers parents : Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour dont ils ne cessent de me combler.*

*Nous vous remercions pour tout le soutien que vous nous portez depuis notre enfance et nous espérons que votre bénédiction nous accompagne toujours.*

*Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices.*

*Que Dieu leur procure, Bonne santé et longue vie.*

*A nos chers et adorables frères et sœurs : que nous aimons profondément : En témoignage de nos affections fraternelles, de notre profonde tendresse et reconnaissance, nous vous souhaitons une vie pleine de bonheur et de succès et que Dieu, le tout-puissant, vous protège et vous garde.*

*Aux personnes qui nous ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à nos côtés, et qui nous ont accompagnés durant notre chemin d'études supérieures, nos aimables amis, collègues d'étude.*

# Remerciements

*Au nom d'Allah, le Tout - Miséricordieux, le Très - Miséricordieux*

*La louange est à Allah l'Unique et la paix et le salut sur celui qui n'a point de messager après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.*

*En préambule à ce mémoire nous remerciant Allah le Tout-Puissant qui nous aide et nous donne la patience, la volonté, le courage et la santé durant ces longues années d'études.*

*Nous souhaitant adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.*

*Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif de l'université Abderrahmane Mira Bejaia faculté de technologie département de génie électrique. Nos remerciements s'étendent également à tous nos enseignants durant les années des études « Mr Bekka Hakim, Mr Ghedamessi Kaci, Mr Ouzellag Djamel et autre » pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.*

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à nos chères encadreurs monsieur AMIMEUR Hocine et HAMOUDI Farid pour leurs conseils précieux et l'aide qu'ils nous ont accordé pour mener ce travail à terme.*

*Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.*

*On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience de plus, on remercie nos frères et sœurs pour leurs généreux conseils.*

*Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis de loin ou de près, qui nous ont toujours encouragées au cours de la réalisation de ce mémoire.*

*Merci à tous et à toutes.*

# *Introduction générale*



## Introduction générale

Les actionneurs électriques sont de plus en plus présents tant dans notre quotidien en matière d'utilisation domestique que dans un très grand nombre de procédés industriels touchant la fabrication, mais également la manutention, les services... etc. De la traction électrique (trains, tramways, véhicules électriques aujourd'hui encore hybrides, navires), générateur d'énergie (les éoliennes), à tous les domaines de l'industrie et à la vie courante (les robots de cuisine, mais aussi les jouets). Les machines électriques sont très utilisées pour leurs caractéristiques de la souplesse et de confort. Le coût, la faible maintenance, la flexibilité de la commande et leur capacité d'évolution sont les atouts incontestables des actionneurs électriques. Par conséquent, ces machines doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès direct et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées. La machine à courant continu répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et exige une maintenance régulière.

Les machines asynchrones triphasées sont aujourd'hui un standard pour les entraînements électriques dans l'industrie, où elles offrent de bonnes performances tel que la fiabilité, la robustesse, une simplicité de construction, et le coût. Pour ces raisons ont remplacés les machines à courant continu. Depuis les années 20, et pour des applications de grande puissance, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur machine, en utilisant des machines multiphasées. Ce type des machines ont été utilisées dans plusieurs applications, pour leurs avantages, dont on peut citer, la segmentation de puissance, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, et l'amélioration de la fiabilité. En outre, ils ont un concept très intéressant, surtout pour des applications de forte puissance [1].

L'une des machines multiphasées que nous allons étudier dans ce travail, est la Machine ASynchrone Double Étoile 'MASDE'. Ce type de machine possède deux enroulements statoriques triphasés identiques où se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de  $30^\circ$ . La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, qui peut être soit à cage d'écureuil, soit à rotor bobiné.

Du point de vue commande, la difficulté de la commande de la machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée et de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. L'application de la commande vectorielle introduite par **Blaschke** en 1972 constitue une révolution pour le contrôle de la machine asynchrone. Cette technique consiste à ramener le comportement de la machine semblable à celui d'un moteur à courant continu en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique [2]. Dans ce domaine (commande), différentes approches sont utilisées. Ces techniques sont relativement nouvelles dans la communauté électrotechnique. Il est possible de choisir des structures de commande beaucoup plus évoluée afin d'avoir des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu en

utilisant la MASDE. Il s'agit des commandes par mode de glissement, hybride (floue- mode glissant), ainsi que la commande adaptative floue.

### **Organisation du mémoire :**

L'objectif principal de ce travail est l'application de deux techniques de commande sur la machine asynchrone double étoile, la première est la commande par mode de glissement, et la deuxième est la commande floue mode-glissant, la synthèse des lois de commande est basée sur le modèle obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle.

Pour ce fait, le contenu de ce travail est constitué de quatre chapitres articulés comme suit :

**Dans le premier chapitre**, et après une petite description sur l'histoire des machines électriques, nous présenterons quelques généralités concernant les machines multiphasées (les caractéristiques, l'application, les avantages et les inconvénients).

**Le second chapitre** sera consacré à la modélisation de la MASDE et de son alimentation. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, en 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. Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers.

**Dans le troisième chapitre**, nous commencerons par la commande vectorielle (indirecte) à orientation du flux rotorique de la MASDE, avec simulation et interprétation des résultats, ensuite on passe à la commande par mode de glissement de la MASDE, ou nous présenterons tout d'abord, le concept général des systèmes à structures variables ; Puis, nous abordons la commande de la MASDE par cette technique ; Nous entamons par suite l'application de la commande sur la machine, et nous allons enfin montrer les performances de ce type de réglage tout en exposant les résultats de simulation.

**Le dernier chapitre** sera dédié à la commande floue-mode glissant. On présentera une brève description de la logique floue, puis son application pour la régulation de la vitesse du moteur asynchrone double étoile par des régulateurs flous à gain fixe, puis le principe de la conception d'un régulateur flou-glissant, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile à flux orienté, et nous allons enfin montrer les performances de ce type de réglage tout en exposant les résultats de simulation.

Finalement, on terminera ce mémoire par une conclusion générale qui résumera les résultats obtenus.

*Chapitre I :*  
*Généralités sur les*  
*machines multiphasées*

# Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées

## I.1 Introduction

Une machine électrique est un dispositif électromécanique basé sur l'électromagnétisme permettant la production de l'énergie électrique à partir d'une énergie mécanique, communément appelée génératrice, dynamo ou alternateur suivant la technologie utilisée.

Les machines électriques produisant une énergie mécanique à partir d'une énergie électrique sont communément appelées des moteurs.

Cependant, toutes ces machines électriques étant réversibles et susceptibles de se comporter soit en moteur soit en générateur dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse, la distinction moteur/générateur se fait «communément» par rapport à l'usage final de la machine [3].

Les moteurs rotatifs produisent une énergie correspondant au produit d'un couple par un déplacement angulaire (rotation) tandis que les moteurs linéaires produisent une énergie correspondant au produit d'une force par un déplacement linéaire. En dehors des machines électriques fonctionnant grâce à l'électromagnétisme il existe aussi des machines électrostatiques et d'autres utilisant l'effet piézoélectrique. Les transformateurs sont aussi classifiés comme des machines électriques. Ils permettent de modifier les valeurs de tension et d'intensité du courant délivrées par une source d'énergie électrique alternative, en un système de tension et de courant de valeurs différentes, mais de même fréquence et de même forme [4].

Dans ce chapitre nous allons présenter l'histoire des machines électriques, les machines multiphasées compléter de ses caractéristiques, et quelques applications avec les avantages et inconvénient de ce dernier.

## I.2 Histoire des machines électriques

Pour certaines personnes toute à été commence par l'invention de l'induit en anneau de la machine à courant continu de **Zéno** **GRAMME** et pour d'autre les premiers moteurs électriques effectifs c'est le moteur électromagnétique de **JACOBI** inventé en 1834 utilisaient l'attraction de pièce en fer doux par des électroaimants. Après une longue période passé des études sur l'attraction des corps qu'a fais **THALES** en 585 AV.J.C, le français Pierre **DE MARICOURT** est influencé par ce savant et publie en 1269 sa "Lettre sur les aimants" [5], le médecin de la reine d'Angleterre William **GILBERT** publie, en 1600, un remarquable ouvrage sur les observations des propriétés des aimants et de l'électricité statique : "*De magnete*". Il considère alors que l'ambre électrisé est une variété d'aimant. Puis, en 1660, en Allemagne à Magdebourg, Otto **VON GUERICKE** "invente" la génératrice électrostatique ; il s'agit sans doute de la première machine électrique, dont toutefois la réversibilité ne semble pas avoir été imaginée. Jusque là, les travaux effectués ne concernaient que l'électrostatique. En 1733, Charles-François **DE CISTERNAY DU FAY** découvre la polarité de l'électricité statique. Citons deux autres acteurs importants de cette phase : l'abbé Jean-Antoine **NOLLET** et l'Américain Benjamin **FRANKLIN**. en 1745, la bouteille de Leyde son inventeur est **MUSSCHENBROEK** –premier condensateur–, la première pile de l'Italien Alexandre **VOLTA** en 1799. Cette dernière découverte sera

à l'origine des premières applications industrielles de l'électricité : l'électrolyse. Cependant les piles étaient très coûteuses et dégageaient des "vapeurs" désagréables et nocives.

Les premières machines électriques à vocation industrielle seront des génératrices vouées au remplacement des générateurs électrochimiques. Remarque importante, l'énergie électrique, au début du XIXe siècle, n'est disponible qu'en courant continu. Les machines électromagnétiques débute véritablement à la fin de 1819, à Copenhague, dès septembre 1820, le Français André-Marie **AMPÈRE** énonce la "règle du bonhomme d'Ampère" ; en novembre 1820, Dominique François **ARAGO** annonce qu'il a réussi à aimanter un morceau de fer avec un solénoïde ; c'est aussi à cette époque qu'en Angleterre, Humphrey **DAVY** fait la même découverte : le principe de l'électroaimant était établi. En 1821, l'Anglais Michael **FARADAY** réalise le premier moteur électromagnétique ; en 1822, Peter **BARLOW** lui adjoint une roue dentée. C'est sous le nom de "roue de BARLOW" les Anglo-Saxons la nomment "moteur de FARADAY". Rappelons toutefois que ce premier moteur était inapte à toute application industrielle et qu'il n'a jamais tourné que sur les tables de démonstration des laboratoires et des salles de cours. En 1831, tous les principes qui allaient permettre de réaliser les moteurs électromagnétiques se trouvaient donc établis. **HENRY** conçut alors, cette année là, un électro-aimant qui, alimenté par une pile, pouvait soulever 50 fois son propre poids. Il construisit aussi un "actionneur" de laboratoire qui peut être considéré comme l'ancêtre des moteurs à réluctance variable. Les oscillations verticales connectent alternativement les 2 bobinages aux bornes des 2 piles figure I.1 [6].

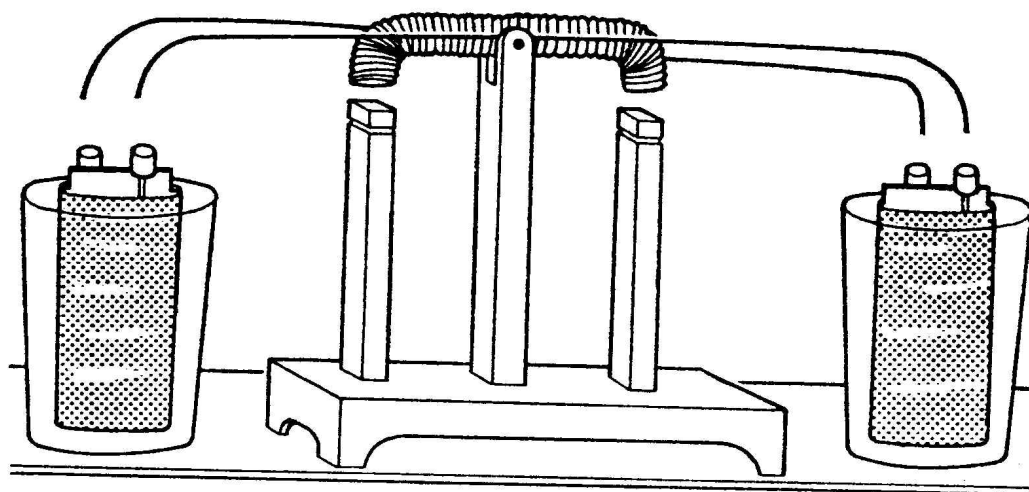


Figure I.1 Moteur électromagnétique de Joseph HENRY 1831

En 1832, **AMPÈRE** fait réaliser, par le constructeur français Hippolyte **PIXII**, la "première" génératrice à courant continu. De son côté, en 1836, l'Anglais Hyde **CLARKE** conçoit une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de **PIXII/AMPÈRE** ; ceci permet d'avoir un commutateur redresseur entraîné directement par l'arbre. En 1869 que le célèbre Belge Zénobe **GRAMME**, dépose un brevet sur l'induit en anneau que **PACCINOTTI** avait inventé auparavant. En

1840, l'ingénieur **GAIFFE** construit un moteur de démonstration (figure I.2), lui aussi autopiloté mécaniquement [6].

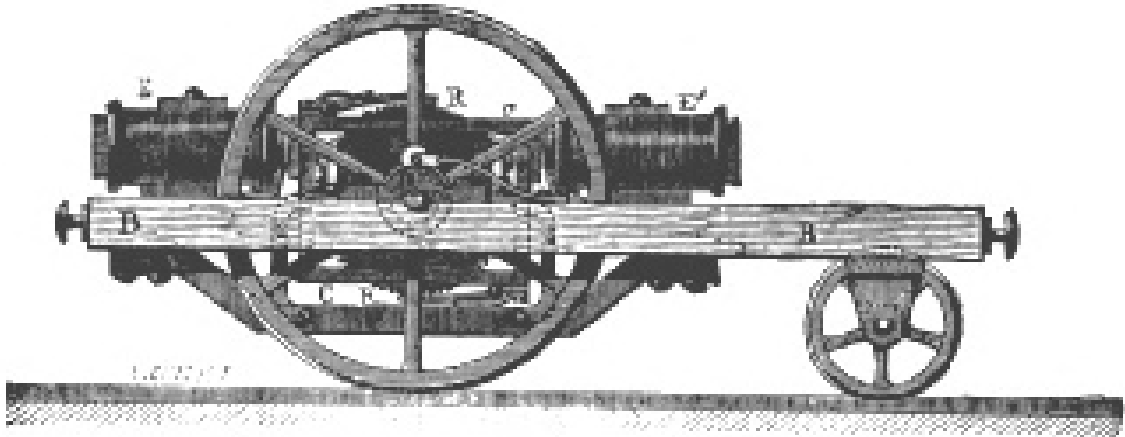


Figure I.2 Moteur de GAIFFE (1840 environ)

D'autres moteurs similaires furent conçus, en 1837, par L'Américain **DAVENPORT** et par l'Écossais Robert **DAVIDSON** en 1839 pour l'entraînement d'un tour. À cette époque, le Français Gustave **FROMENT**, réalise un moteur de grandes dimensions constitué de deux électro-aimants. Ce moteur reprenait la disposition des machines à vapeur. La figure I.3 représente un moteur à piston électromagnétiques.

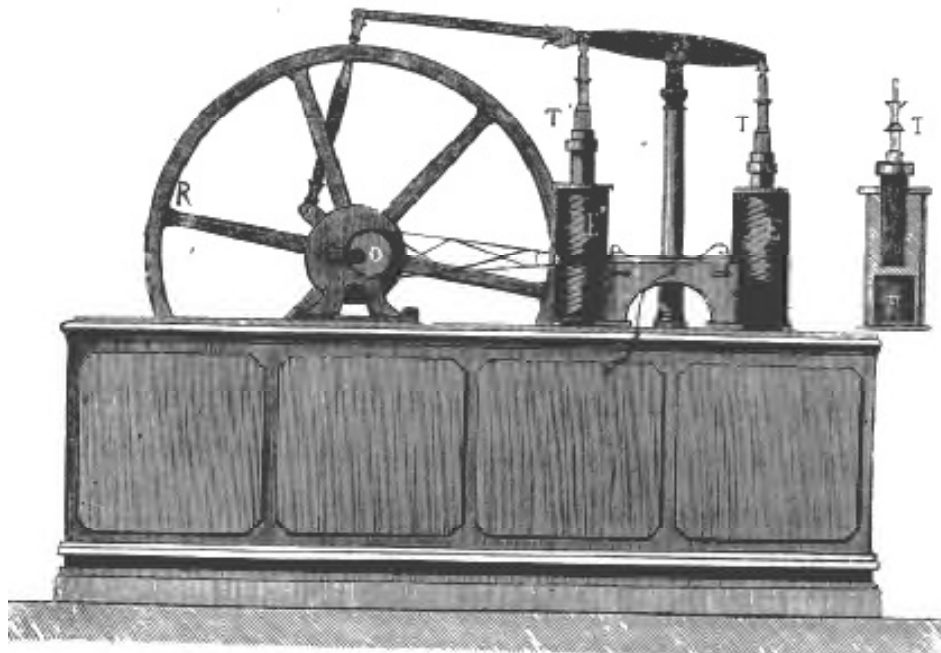


Figure I.3 Moteur à "pistons électromagnétiques" de Gustave FROMENT

En 1842 **DAVIDSON**, utilise un des premiers moteurs tournants (figure I.4) il s'agit sans doute de la première locomotive électrique.

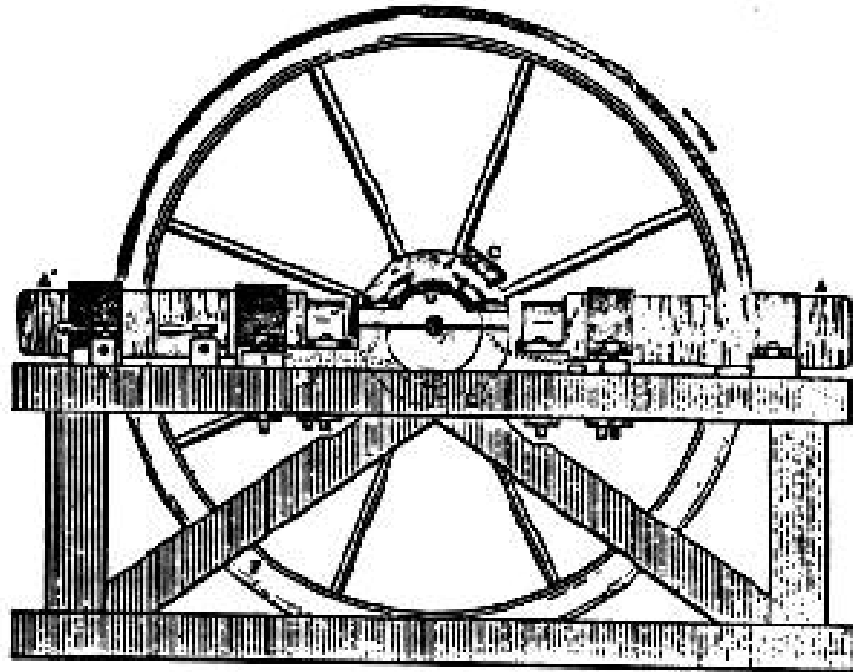


Figure I.4 Moteur de **DAVIDSON** ou **PATTERSON** (1842)

Les premiers moteurs pas à pas furent employés, naturellement, dans les systèmes d'horlogerie (années 1850), mais c'est seulement dans les années 1910 qu'ils furent appliqués à des entraînements différents. Une invention originale de l'ingénieur écossais **C.L. WALKER** fit l'objet d'un dépôt de brevet au Royaume-Uni en 1919. La structure proposée est présentée par la figure I.5.

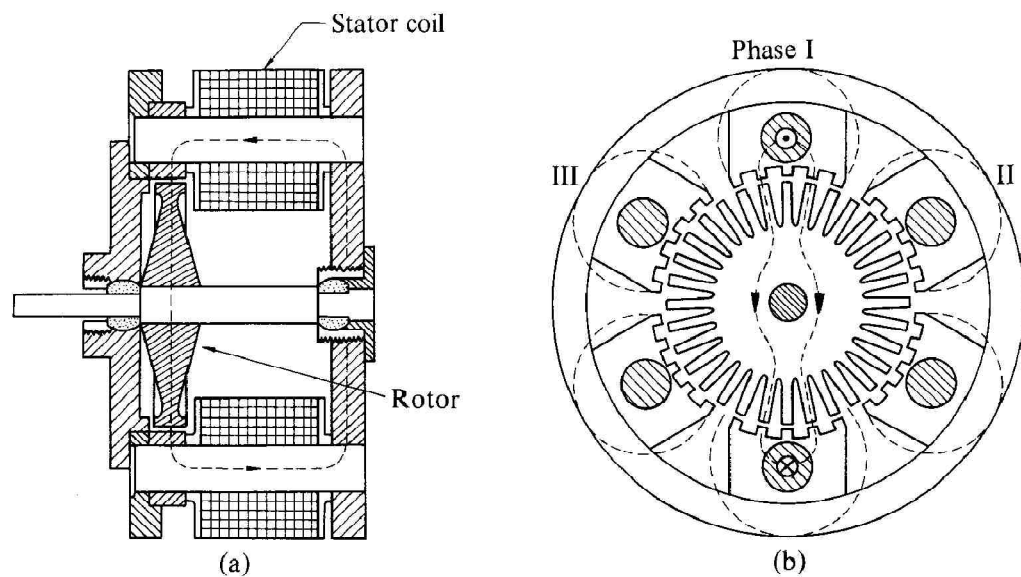


Figure I.5 Moteur pas à pas (32 dents rotoriques) breveté par **C.L. WALKER** en 1919

## I.3 Machines multiphasées

### I.3.1 Introduction

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".

Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance.

Les machines multiphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raisons :

- segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance avec des composants de calibre réduit (ceux existants à l'époque) ;
- améliorer les performances des machines alimentées par des tensions ou courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en pleine onde) ;
- diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques ;
- améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes) ;
- élargir les possibilités de commande par commutation de la vitesse synchrone, en changeant la séquence des tensions appliquées à la machine ;
- diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs [7].

Cette section permettra d'une part de présenter les caractéristiques intrinsèques de ces machines, avec quelques applications, leurs avantages et inconvénients, et d'autre part d'introduire la Machine ASynchrone Double Etoile (MASDE) et de la situer dans l'ensemble des machines multiphasées.

### I.3.2 Caractéristiques des machines multiphasées

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera "machines multiphasées de Type 1" et "machines multiphasées de Type 2". De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois [7].

#### I.3.2.1 Machines multiphasées de <Type 1>

Les machines multiphasées de <Type 1> sont des machines dont le nombre de phases statoriques  $q$  est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en  $\eta$  étoiles triphasées :  $q=3\eta$  avec  $\eta=(1, 2, 3, 4, \dots)$ . Ces machines sont aussi appelées "machines multi-étoile". Remarquons qu'il est en général préférable, en fonctionnement normal, d'avoir autant de neutres que d'étoiles, c'est à dire  $\eta$  neutres isolés.



Or pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles). En effet, une machine double étoile ( $q = 6$ ) dont les étoiles sont décalées de  $\alpha = \pi/6$  a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de  $\alpha = \pi/3$ . Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un "nombre équivalent de phases", noté  $q_\alpha$ , dont la définition est la suivante :  $q_\alpha = \pi/\alpha$

Une machine ayant six phases régulièrement décalées de  $\pi/3$  a en effet les mêmes caractéristiques de fonctionnement (en ce qui concerne les harmoniques d'espace et de temps) qu'une machine triphasée (pour laquelle  $q = q_\alpha = 3$ ).

Le tableau I.1 donne le détail de quelques exemples de machines multi-étoile <type1>.

Nombre de Phases ( $q$ )	Nombre équivalent de phase ( $q_\alpha$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

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

**I.3.2.2 Machines multiphasées de <Type 2>**

Les machines multiphasées de "Type 2" sont des machines dont le nombre de phases statoriques  $q$  est un nombre impair. Si  $\alpha$  désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les  $q$  phases sont alors régulièrement décalées de  $2\pi/q = 2\alpha$ . On a donc toujours :

$$q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$$

Le tableau I.2 illustre quelques exemples des machines multiphasées de <Type 2>

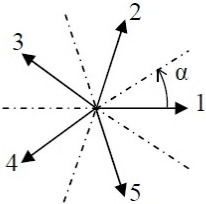
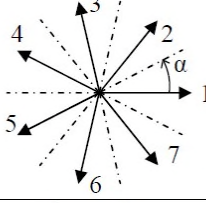
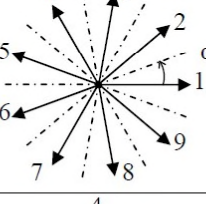
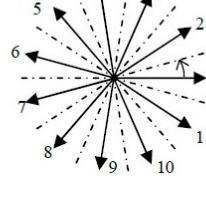
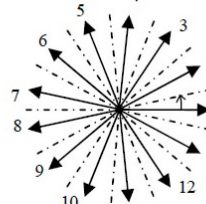
Nombre de Phases ( $q$ )	Nombre équivalent de phase ( $q_\alpha$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau I.2 Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (Machines multiphasées de Type 2)

### I.3.2.3 Interactions possibles entre harmoniques d'espace et de temps de la fmm

L'analyse des interactions possibles entre harmoniques d'espace et de temps de la force magnétomotrice (fmm) créée par l'armature statoriques va nous permettre de mettre en évidence les principales caractéristiques des machines multiphasées. Cette analyse peut se faire soit en se ramenant à une densité superficielle de courant équivalente dans l'entrefer, soit avec la fmm, en utilisant la méthode des "fonctions de bobinage".

Nous désignerons par  $n$  le rang des harmoniques d'espace (dus à la distribution réelle des conducteurs), et par  $h$  celui des harmoniques de temps (dus à des courants non sinusoïdaux issus du convertisseur statique).

La pulsation fondamentale des courants statoriques sera notée  $\omega_s$ .

Si l'on ne tient pas compte des harmoniques de rang pair, que l'on peut d'ailleurs facilement éliminer avec une distribution symétrique des conducteurs, et des formes d'ondes symétriques pour les tensions (ou courants) issues de l'onduleur, les interactions peuvent être résumées par les règles suivantes (valables pour les machines de Type 1 et de Type 2) :

Si  $(n+h) = 2q_a i$  ( $i = 1, 2, 3 \dots$ ), l'onde de fmm résultant des courants traversant les  $q$  phases statoriques existe et tourne dans le sens inverse à la vitesse  $-h\omega_s/n$ .

Si  $(n-h) = 2q_a j$  ( $|j| = 0, 1, 2, 3 \dots$ ), l'onde de fmm résultante existe et tourne dans le sens direct à la vitesse  $+h\omega_s/n$ .

Si pour un couple de valeurs  $(n, h)$ , les conditions 1 et 2 sont toutes les deux vérifiées, alors les deux ondes tournant dans un sens opposé existent. La résultante est une onde d'axe fixe et d'amplitude alternative (onde pulsante).

Pour tous les couples de valeurs  $(n, h)$  ne satisfaisant pas les conditions 1, 2 et 3, l'onde de fmm résultante est nulle.

Pour l'ensemble des machines, on peut éliminer les interactions entre les harmoniques multiples de  $q$ , grâce à une connexion sans neutre relié. Pour les machines de Type 1, on peut en plus éliminer toutes les interactions entre les harmoniques multiples de trois en ayant autant de neutres isolés que d'étoiles. Plus  $q_a$  augmente, plus les interactions entre harmoniques d'espace et de temps sont repoussées vers les rangs supérieurs. Ceci constitue une des principales caractéristiques des machines multiphasées, qui est à l'origine de certains avantages que nous allons voir dans la partie (I.3.4).

### I.3.3 Applications des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc. [8].

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (figure I.6).

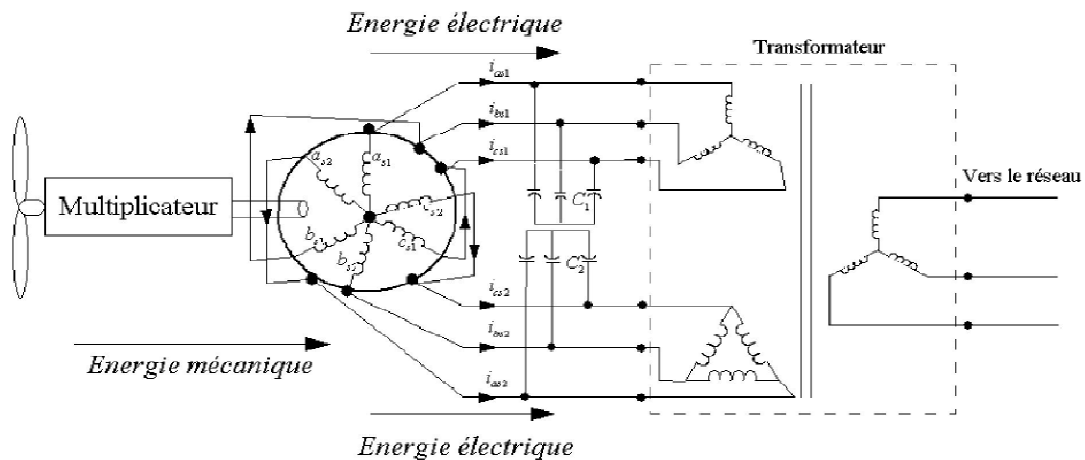


Figure I.6 Exemple d'application d'une machine asynchrone double étoile ( $\alpha=30^\circ$ )

### I.3.4 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 couples et des pertes rotoriques [7].

#### I.3.4.1 Élimination d'harmoniques d'espace

Les harmoniques d'espace pouvant exister sont ceux de rang  $n = 2q_\alpha i \pm 1$  ( $i = 0, 1, 2, 3, \text{etc.}$ ). Donc plus la valeur de  $q_\alpha$  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.

Il n'y a donc pas forcément besoin de bobiner ces machines de manière à réduire ces harmoniques cinq et sept, comme il est généralement nécessaire de faire pour les machines triphasées. Cette possibilité d'éliminer des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines multiphasées.

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

#### I.3.4.2 Segmentation de puissance

A puissance donnée, lorsque l'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter la tension par phase (ou l'inverse). La puissance totale est donc répartie sur un nombre plus important de phases, la puissance demandée par chacune d'elles est alors réduite. 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 plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courants et de couple.

La segmentation de puissance est l'avantage des machines multiphasées que l'on met le plus en avant de nos jours, surtout pour les applications de forte puissance.

### **I.3.4.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques**

Les harmoniques de temps pouvant contribuer à la création d'ondes de fmm sont ceux de rang  $h = 2q_\alpha i \pm 1$  ( $i = 0, 1, 2, 3$ , etc.). Comme pour les harmoniques d'espace, plus  $q_\alpha$  est élevé, plus on repousse les harmoniques vers des rangs supérieurs.

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 fmm. L'harmonique de couple de rang six est donc naturellement éliminé.

De manière générale, les couples harmoniques pouvant exister dans une machine multiphasée sont ceux de rang  $h = 2q_\alpha i$  ( $i = 1, 2, 3 \dots$ ). Cette propriété des machines multiphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain. Puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent pas de fmm, 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.3.4.4 Amélioration de la fiabilité**

Lorsqu'une machine triphasée est alimentée par un onduleur, il se peut qu'un des bras de l'onduleur soit défectueux, la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases. Cela engendre une perte du contrôle de la machine ainsi que des ondulations de couple de fortes amplitudes. Pour pouvoir commander la machine dans ce régime dégradé, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue, afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre.

Avec des machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives. Il peut y avoir jusqu'à  $(q-3)$  phases ouvertes, sans que la connexion du neutre soit nécessaire. Plus on augmente le nombre de phases, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine. On améliore ainsi la fiabilité et le fonctionnement en régimes de défauts. Des études récentes faites au sein du laboratoire du GREEN ont montré la possibilité de commander une machine synchrone à aimants permanents à treize phases alimentée par treize onduleurs monophasés montés en H, avec une ou plusieurs phases déconnectées, tout en filtrant les ondulations du couple.

### **I.3.5 Inconvénient des machines multiphasées**

Certains harmoniques (harmoniques des courants statoriques) ne contribuent pas à la création de la fmm, ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator. Dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, l'impédance vue par ces harmoniques peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante. Cette apparition de courants harmoniques de circulation constitue l'inconvénient majeur des machines multiphasées alimentées par onduleur de tension.

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

La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptées, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées (surtout pour les machines de Type 2) [9].

### **I.4 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines multiphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées. Nous avons tout d'abord présenté les machines électriques par rapport à leurs modes de fonctionnement <Moteur, Génératrice>, et son historique. Ensuite, on a entamé les caractéristiques des machines multiphasées et ses types, avec quelques applications.

Compte tenu de leur propriété naturelle à éliminer certaines ondes de fmm, les machines multiphasées imposent moins de contraintes lors de leur conception, notamment en ce qui concerne le bobinage des enroulements. Les avantages qui découlent de cette propriété, en plus de la segmentation de puissance et de l'amélioration de la fiabilité, font des machines multiphasées un concept très intéressant, surtout pour des applications de forte puissance.

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

*Chapitre II :*  
*Modélisation d'ensemble*  
*machine-convertisseurs*

## Chapitre II : Modélisation et simulation d'ensemble machine-convertisseurs

### II.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté. Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée, cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [10].

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la machine asynchrone double étoile (MASDE). Après une description de sa structure générale, on présentera son modèle mathématique dans le repère naturel puis dans le repère de Park. Nous passons ensuite à l'alimentation de cette dernière par deux onduleurs de tensions à deux niveaux à commande MLI. Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés. L'étude sera menée avec un décalage  $\alpha=30^\circ$  ; enfin des résultats de simulations avec des commentaires seront présentés.

### II.2. Description de la machine asynchrone à double étoile

La MASDE est une machine qui comporte deux bobinages statoriques et un bobinage rotorique. Les deux étoiles statoriques sont décalées entre elles d'un angle  $\alpha=30^\circ$ , chacune est composée de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$  dans l'espace. Elles sont logées dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré, d'où la création d'un champ tournant glissant dans l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que :

$$\Omega_s = \omega_s / p$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de paires de pôles identique à celui du stator. La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil constituée des barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, faciles d'emploi et nécessitent un entretien limité.

Le rotor tourne à une vitesse  $\omega$  différente de  $\omega_s$ , pour cette raison, la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport  $g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$  est le glissement du rotor par rapport au champ tournant statorique [11].



## II.3 Hypothèses simplificatrices

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes [12] :

- 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 ;
- La machine est de constitution symétrique.

## II.4. Modèle triphasé de la MASDE

### II.4.1 Représentation de la machine

La représentation schématique de la machine asynchrone à double étoile dans l'espace électrique est donnée par la figure suivante :

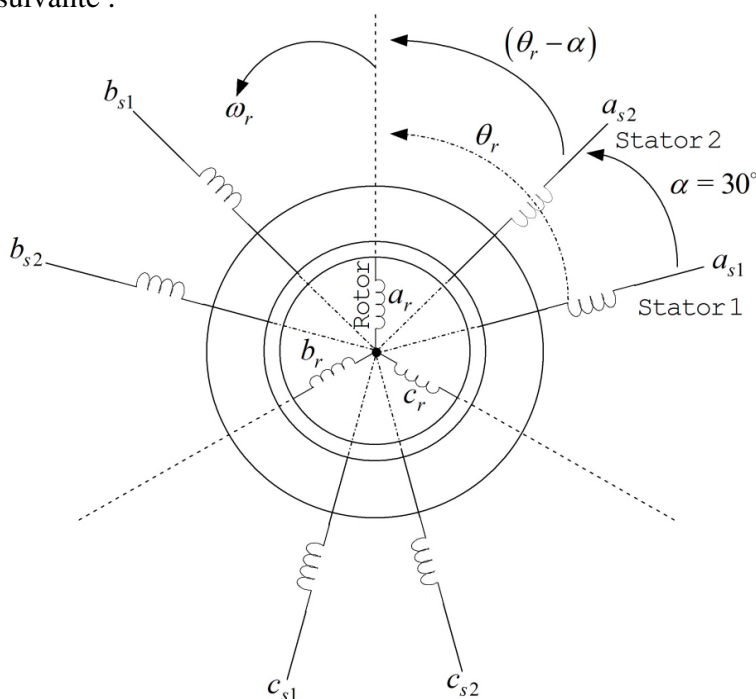


Figure II.1 Représentation des enroulements de la MASDE

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

### II.4.2 Équations électriques

Les équations de la tension des deux stators et le rotor s'écrivent comme suit :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} v_{as1} = R_{s1} i_{as1} + \frac{d\varphi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = R_{s1} i_{bs1} + \frac{d\varphi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = R_{s1} i_{cs1} + \frac{d\varphi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} v_{as2} = R_{s2}i_{as2} + \frac{d\varphi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = R_{s2}i_{bs2} + \frac{d\varphi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = R_{s2}i_{cs2} + \frac{d\varphi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} \\ v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La forme matricielle est la suivante :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [V_{s1}] = [R_1][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\psi_{s1}] ;$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } [V_{s2}] = [R_2][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\psi_{s2}] ;$$

$$\text{Pour le rotor : } [0] = [V_r] = [R_R][I_r] + \frac{d}{dt} [\psi_r].$$

$$\text{Avec : } [V_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} ; [V_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} ; [V_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}$$

$[V_{s1}]$  : Matrice de tension de l'étoile 1 ;

$[V_{s2}]$  : Matrice de tension de l'étoile 2 ;

$[V_r]$  : Matrice de tension du rotor.

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

$[I_{s1}]$  : Matrice de courant de l'étoile 1 ;

$[I_{s2}]$  : Matrice de courant de l'étoile 2 ;

$[I_r]$  : Matrice de courant du rotor.

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} ; [R_2] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} ;$$

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

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

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

$R_r$  : Résistance d'une phase du rotor ;

$[R_1]$ ,  $[R_2]$ ,  $[R_R]$  : Matrices des résistances statoriques et rotoriques.

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

- $[\psi_{s1}]$ : Matrice de flux de l'étoile 1 ;  
 $[\psi_{s2}]$ : Matrice de flux de l'étoile 2 ;  
 $[\psi_r]$ : Matrice de flux du rotor.

### II.4.3 Équations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} \psi_{s1} \\ \psi_{s2} \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

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

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 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'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor ;
- $L_m$ : représente l'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1 et 2 et le 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 :

$$W = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\psi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\psi_{s2}] + [I_r]^t [\psi_r]) \quad (\text{II.6})$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left( [I_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [I_r]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [I_r]^t \right) \quad (\text{II.7})$$

#### II.4.5 Équation 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 :

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

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

$J$  : Inertie totale des parties tournante 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  $[P(\theta)]$ .

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 Modèle de la MASDE selon le système d'axes $(d, q)$

La figure II.2 représente le modèle de la MASDE selon le système d'axes  $(d, q)$ .

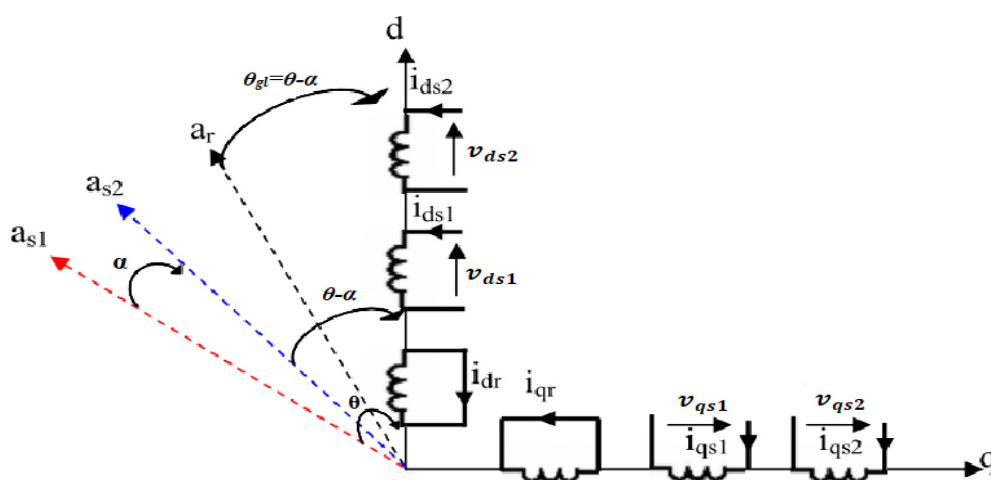


Figure II.2 La représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.

### II.5.2.1 Choix du référentiel

Les équations de la machine utilisée peuvent être exprimées dans trois référentiels selon le positionnement de ses axes par rapport aux axes de la machine [13].

- Référentiel lié au stator ;
- Référentiel lié au rotor ;
- Référentiel lié au champ tournant.

#### II.5.2.1.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est choisi dans le cas où la variation de vitesse de rotation est importante :

Dans ce référentiel, on a :  $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$  or  $\theta_s = \theta_r + \theta$

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

D'où :

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

#### 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 l'étude de régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée constante.

#### II.5.2.1.3 Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est souvent choisi dans le cas où la fréquence d'alimentation est constante et sur cette base que nous avons fait ce choix.

Dans celui-ci, on a :

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

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

Nous avons choisi dans notre cas le système d'axe (d,q) lié au champ tournant car il est le plus approprié, en particulier pour les machines asynchrones à double étoiles. Il permet de ramener les grandeurs variables à des grandeurs continues et les calculs seront plus simplifiés.

### II.5.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (d,q)

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 :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - \omega_{gl}\varphi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + \omega_{gl}\varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

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

Les composantes de flux statoriques et rotoriques s'expriment comme suite :

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

Avec :

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

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

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

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

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

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  $[\dot{I}] = \frac{d}{dt}[I]$  ;

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

$[R] = \text{diag}[R_{s1} \ R_{s1} \ R_{s2} \ R_{s2} \ R_r \ R_r]$  ;

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

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

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

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

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

#### 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.18), on trouve:

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



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 ( $P_{em}$ ).

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

L'expression du couple électromagnétique est égale à :

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

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 ( $\varphi_{dr}$  et  $\varphi_{qr}$ ) 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. Comme le montre la figure II.3.

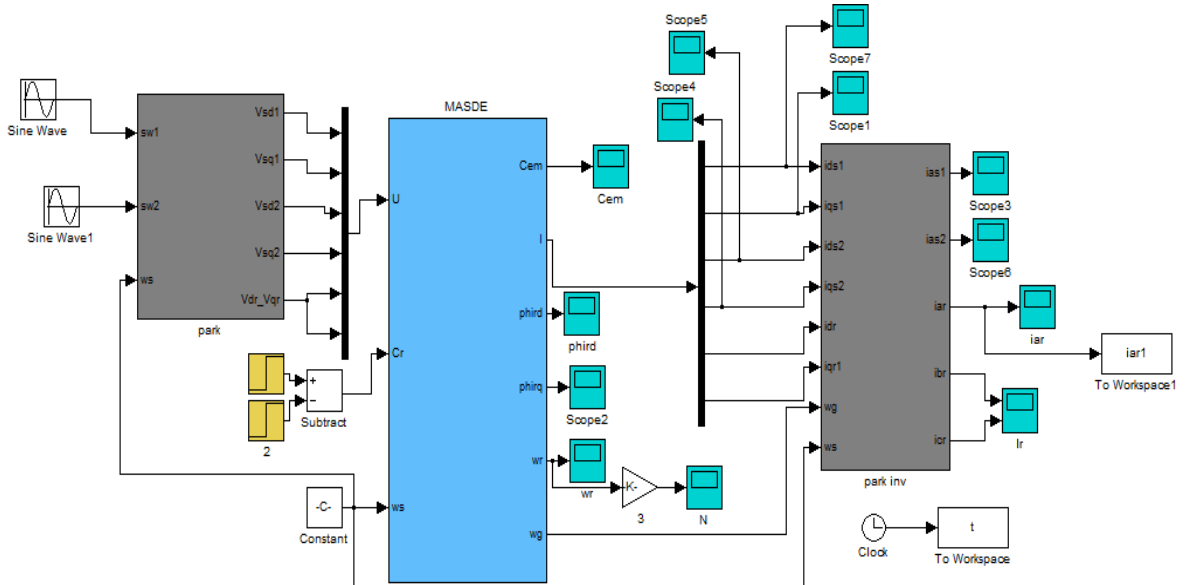


Figure II.3 Schéma bloc de simulation de la MASDE

Les paramètres de la machines utilisée sont indiqués dans l'annexe.

L'étude des performances de la MASDE a été faite à vide et en charge.

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

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

$$\text{Pour la seconde étoile : } \begin{cases} v_{as1} = V_m \sin(\omega_s t - \alpha) \\ v_{bs2} = V_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ v_{cs2} = V_m \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

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

• Pour le rotor, les tensions  $v_{ar}, v_{br}, v_{cr}$  sont nulles (rotor à cage d'écureuil).

Les figures II.4 à II.12 représentent les performances de la machine avec l'application de la charge  $C_r = 14N.m$  entre l'intervalle de temps  $t = [2 : 4]$  s.

➤ **Avant l'application de la charge**

- **Vitesse** : Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 2995tr/min (très proche de celle du synchronisme) à  $t=1s$  (début du régime permanent) (figure II.4).

- **Courants** : 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 0.3285s (figure II.5) et (figure II.6). Les courants statoriques 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).

- **Tensions** : 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.12) 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).

- **Flux** : L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique ; à la fin du régime transitoire, les flux selon les deux axes  $(d,q)$  se stabilisent respectivement à  $-1.176Wb$  et à  $-0.0139Wb$  (figures II.9 et II.10 respectivement).

- **Couple** : Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 57.07N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.48s ou il rejoint 29.55N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.3137N.m, qui est due aux frottements (figure II.8).

➤ **Pendant l'application de la charge** : En appliquant la charge  $C_r = 14N.m$  à partir de l'instant  $t=2s$ , on constate que la vitesse et les courants selon  $(d,q)$  diminuent et se stabilisent

respectivement à  $N=2753\text{tr/min}$ ,  $i_{ds1}=i_{ds2}=-2.6\text{A}$  (figure II.5) et  $i_{qs1}=i_{qs2}=-6.35\text{A}$  (figure II.6) par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique, les courants statoriques (étoile 1 et 2) et par les flux rotoriques selon  $(d,q)$ , qui se stabilisent respectivement à  $C_{em}=14.3\text{N.m}$  (légèrement supérieur au couple de charge) (figure II.8),  $i_{as1}=i_{as2}=5.6\text{A}$  (figure II.7),  $\varphi_{dr}=-1.065\text{Wb}$  et  $\varphi_{qr}=0.187\text{Wb}$  (figure II.9 et II.10 respectivement). Cependant en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide.

➤ **Après l'annulation de la charge :** Après l'enlèvement de la charge au-delà de l'instant  $t=4\text{s}$ , les performances de la machine asynchrone double étoile sont les mêmes que les performances en fonctionnement à vide.

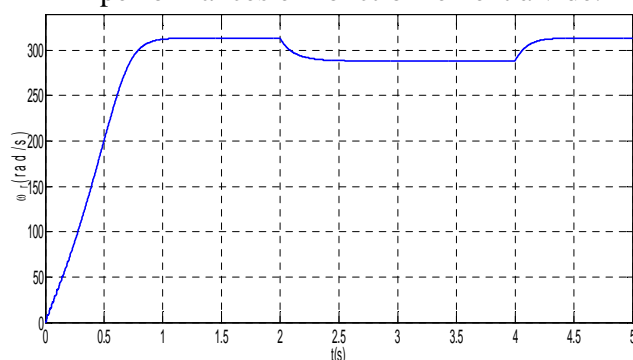


Figure II.4 Évolution de la vitesse  $\omega_r$  (rad/s)

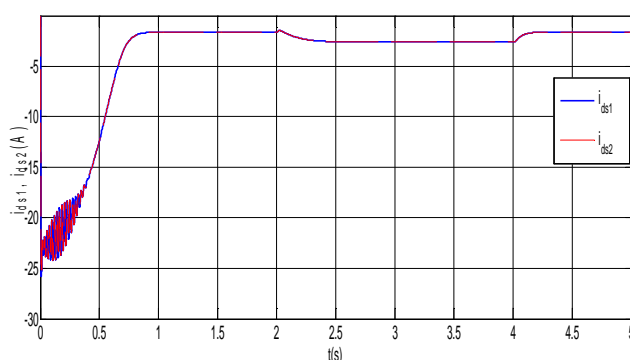


Figure II.5 Évolution des courants directs  $i_{d1,2}$  (A)

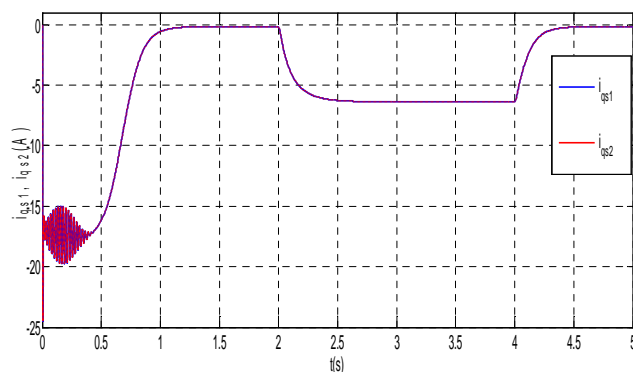


Figure II.6 Évolution des courants quadratiques  $i_{q1,2}$  (A)

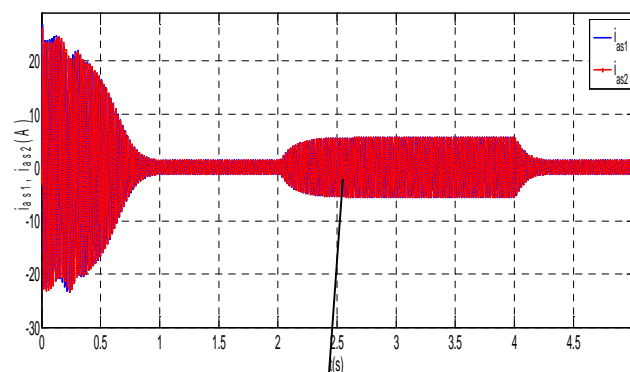


Figure II.7 Allures des courants statoriques  $i_{as1,2}$  (A)

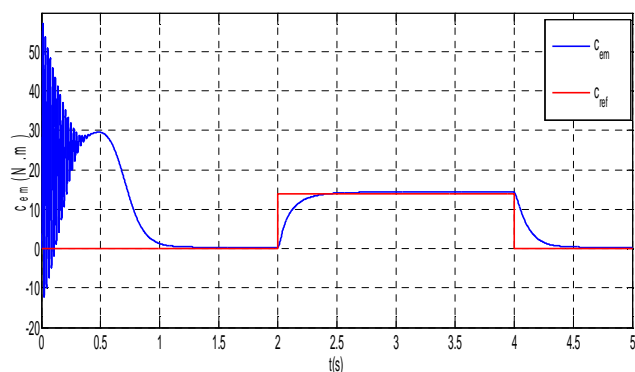
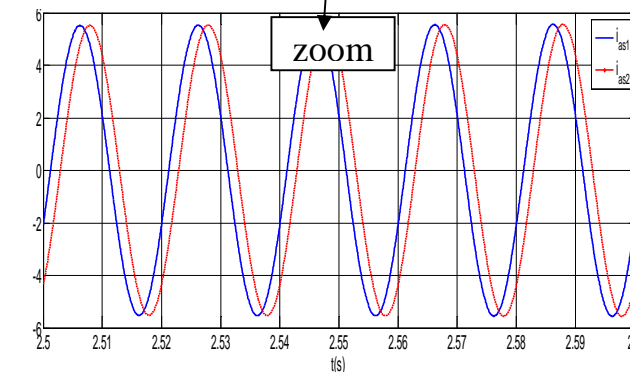


Figure II.8 Évolution du  $C_{em}$  (N.m)



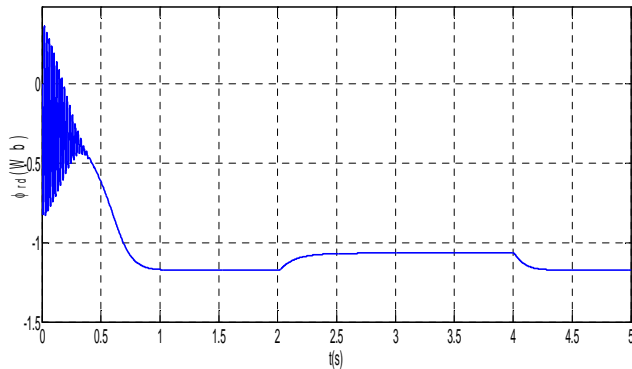


Figure II.9 Flux rotorique direct  $\phi_{rd}$  (Wb)

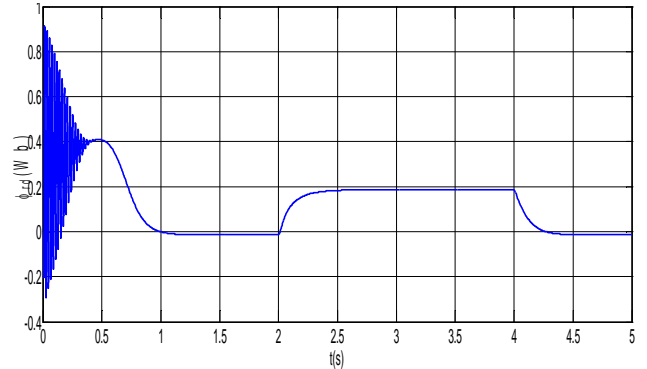


Figure II.10 Flux rotorique quadratique  $\phi_{rq}$  (Wb)

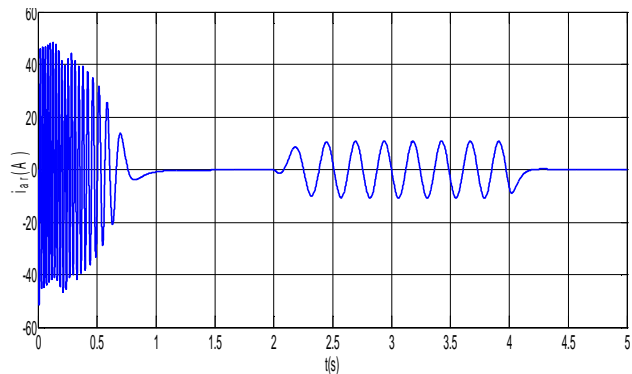


Figure II.11 Allure du courant  $i_{ar}$  (A)

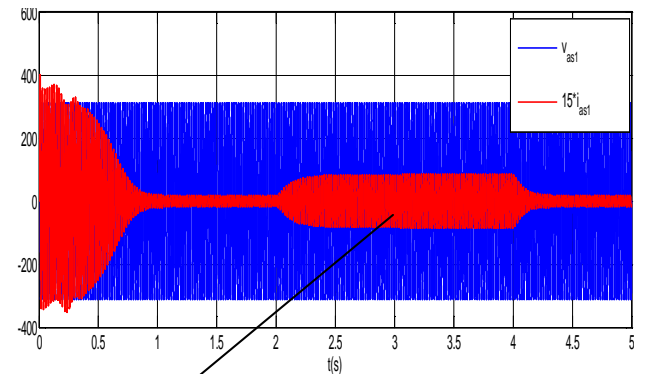
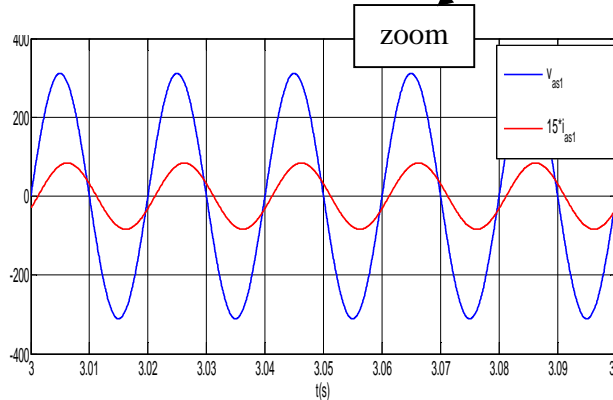


Figure II.12 Tension et courant de la phase 1 étoile 1



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

### II.7.1 Modélisation de l'onduleur 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 [12].

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.13 représente le schéma de l'onduleur triphasé.

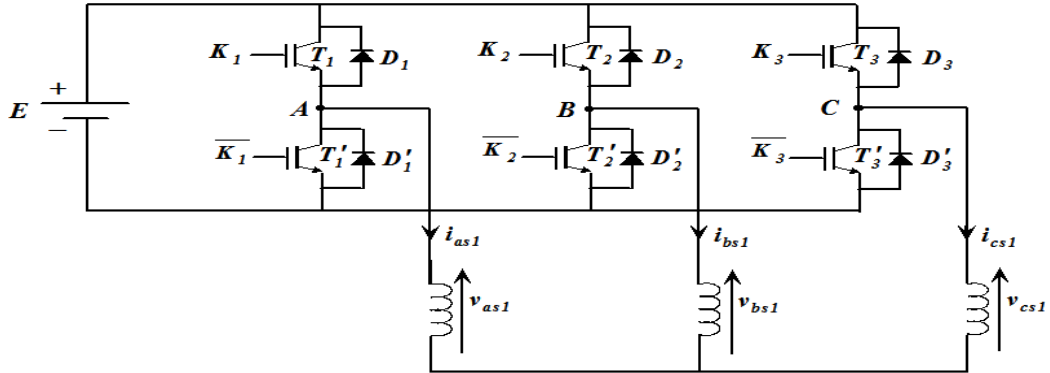


Figure II.13 Schéma de l'onduleur triphasé

$$V_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad (\text{II.28})$$

$$\text{Les tensions composées sont : } V_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad (\text{II.29})$$

$$V_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad (\text{II.30})$$

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

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (\text{II.31})$$

La résolution des équations (II.28), (II.29), (II.30) et (II.31) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

$$\text{Pour le second onduleur, on obtient : } \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

## 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 [12].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

Pour la première étoile :

$$\begin{cases} v_{refa1} = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb1} = v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{refc1} = v_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (II.34),  $(2\pi ft)$  par  $(2\pi ft - \alpha)$  et l'indice 1 par 2.

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} v_{pm}[4(t/T_p) - 1] \text{ si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{pm}[-4(t/T_p) + 3] \text{ si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

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

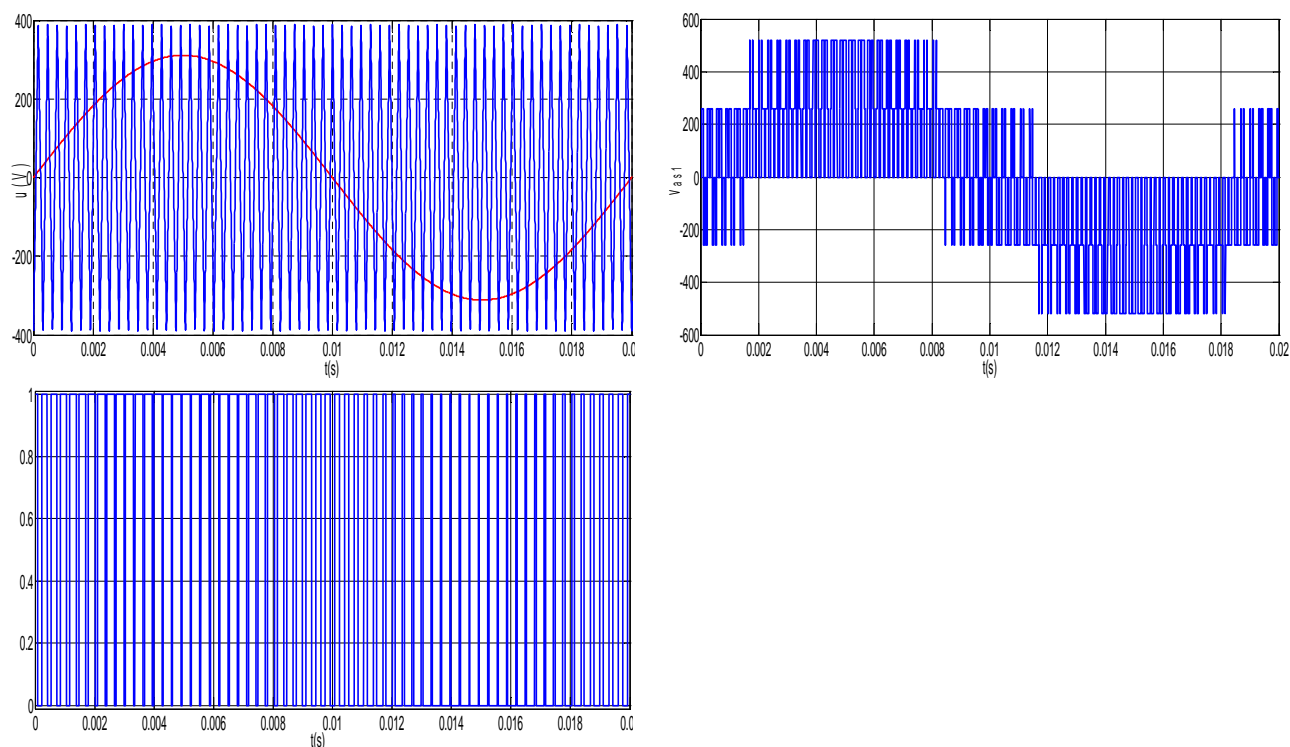


Figure II.14 Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle (étoile 1)

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

La figure II.15 représente l'association de la MASDE-onduleurs de tensions de références sinusoïdales.

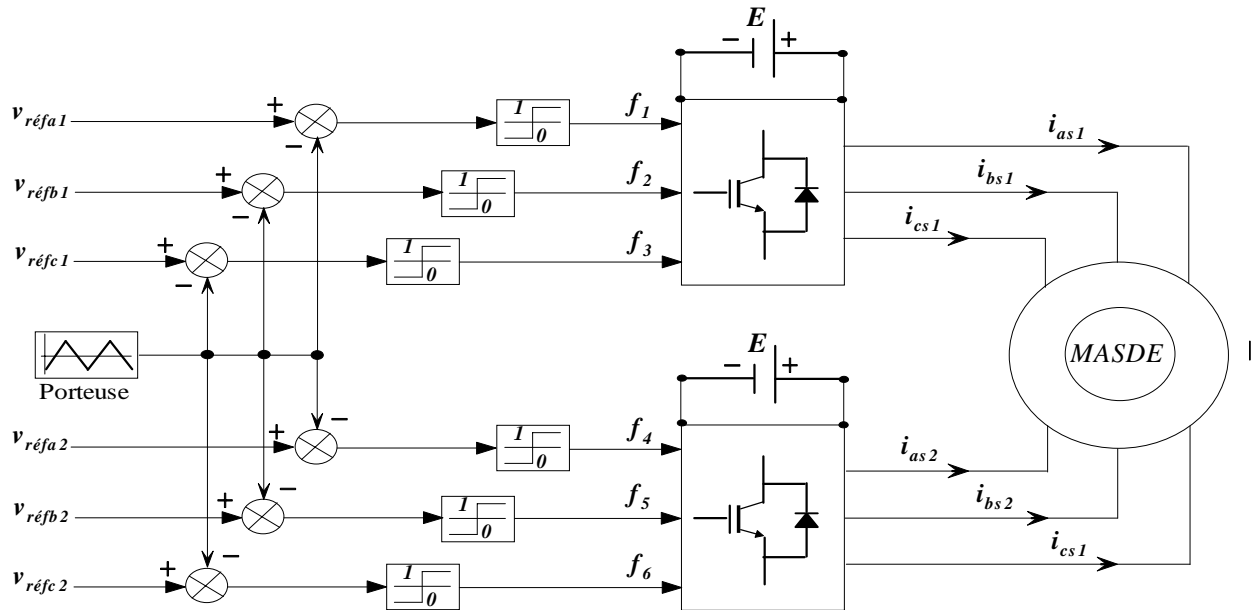


Figure II.15 Association MASDE-Onduleurs de tension à commande M.L.I

## 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  $C_r=14N.m$  entre l'intervalle de temps  $t = [2 \ 4]$  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.

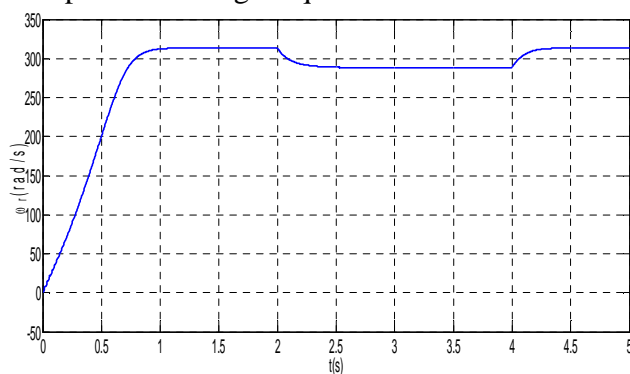


Figure II.16 Évolution de la vitesse  $\omega_r$  (rad/s)

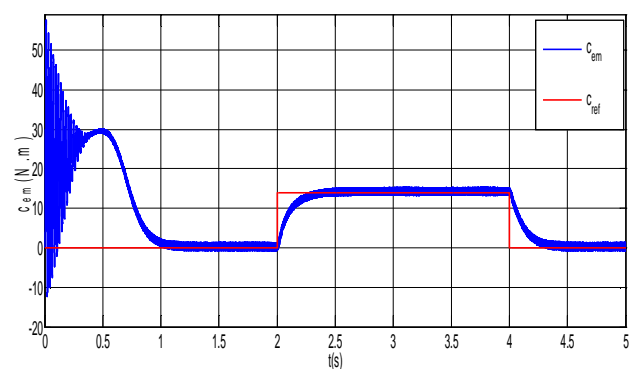


Figure II.17 Évolution du couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m)

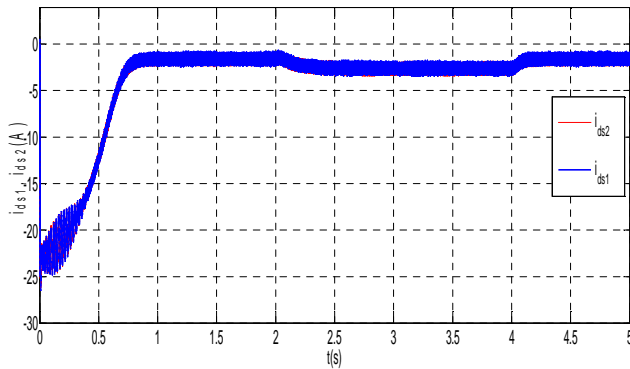


Figure II.18 Évolution des courants  $i_{ds1}, i_{ds2}$  (A)

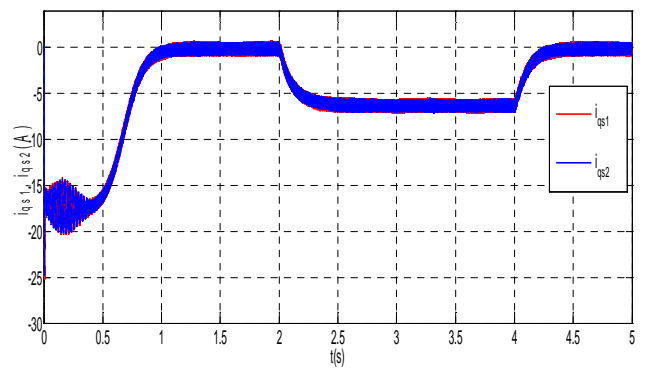


Figure II.19 Évolution des courants  $i_{qs1}, i_{qs2}$  (A)

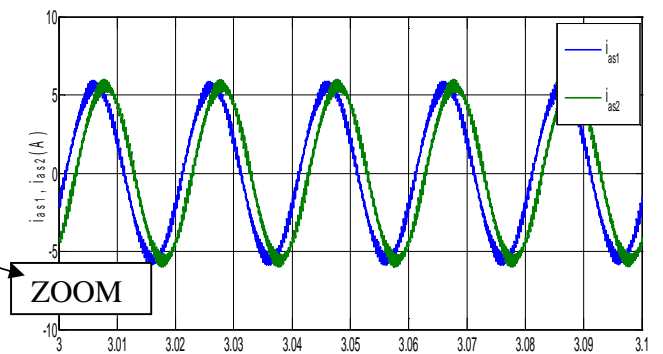
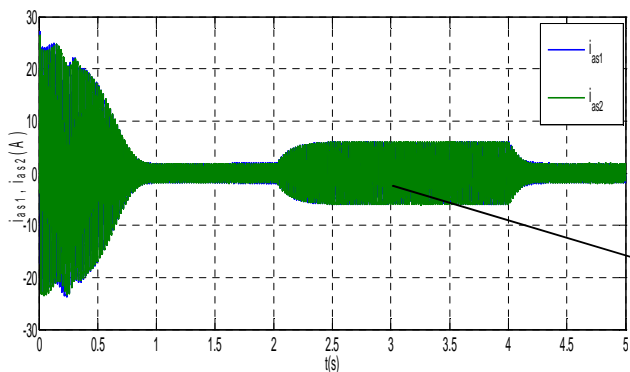


Figure II.20 Allures des courants statoriques  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  (A)

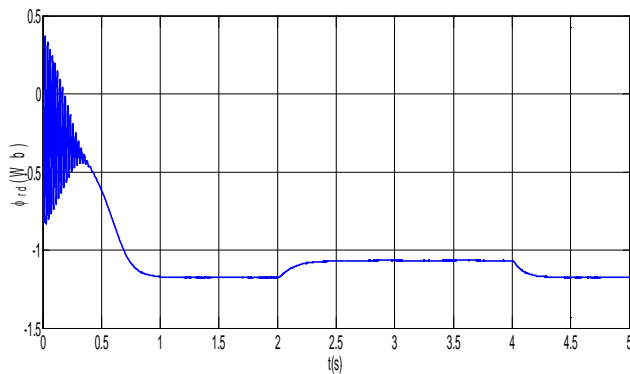


Figure II.21 Flux rotorique direct  $\phi_{rd}$  (Wb)

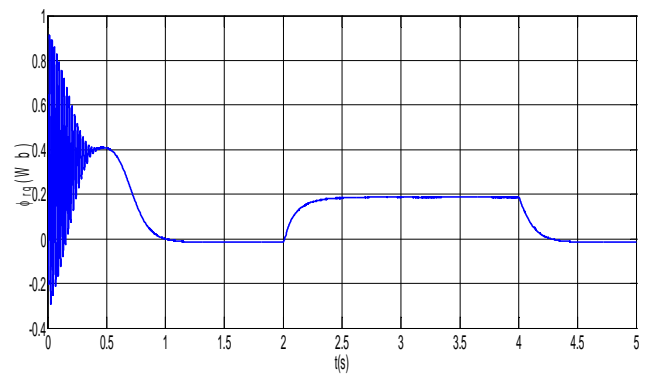


Figure II.22 Flux rotorique quadratique  $\phi_{rq}$  (Wb)

## 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 commandés par la stratégie de MLI.

Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée [14].



L'insertion de la charge dans les deux cas d'alimentations engendre une variation de la vitesse. Afin de remédier ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant deux techniques de régulation dont la première est la commande vectorielle (indirecte), et la deuxième traite l'application d'une commande occupant une importante place parmi les commandes robustes, connues par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité nommée commande par mode glissant.

***Chapitre III :***  
***Commande par mode de***  
***glissement de la MASDE***

## Chapitre III : Commande par mode de glissement de la MASDE

### III.1.Introduction

Les lois de commande classique du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants ; pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes, car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Dans ce cas, on doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités [15].

La commande par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable. Elle consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement (surface de commutation) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [16].

Dans ce chapitre, on présente le concept général de la commande par mode de glissement, ensuite l'application de cette technique de commande sur la machine asynchrone double étoile. La synthèse des lois de commande est basée sur le modèle obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle. Afin de pouvoir statuer sur la validité ainsi que sur les performances de ce type de réglage. Finalement, on présente les résultats des simulations numériques concernant les régimes de démarrage à vide et en charge.

### III.2 Commande vectorielle de la MASDE à flux orienté

#### III.2.1 Introduction

La commande vectorielle par orientation indirecte des flux rotoriques est la plus utilisée industriellement ; en effet, dans la très grande majorité des applications, le moteur asynchrone n'intègre pas de capteur de couple [17].

#### III.2.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle a été découvert par **Blaschke** en 1972. Il ramène le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu (figure III.1).

$$C_{em} = k\varphi_f I_a = k' I_f I_a \quad (\text{III.1})$$

Avec :  $\varphi_f$ : flux impose par le courant d'excitation  $I_f$  et  $I_a$ : courant d'induit.

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

- Mode d'alimentation :
  - Commande en tension ;
  - Commande en courant.
- Détermination de la position du flux :
  - Directe nécessite mesure du flux ou observation ;
  - Indirecte nécessite le contrôle de la fréquence de glissement.

- Acquisition du flux :
  - Fondée sur un modèle du rotor ;
  - Fondée sur un modèle du stator ;
  - Observation de flux.
- Orientation du repère (d,q) sur :
  - Flux rotorique ;
  - Flux statorique ;
  - Flux d'entrefer.

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entrefer n'assure pas un découplage total entre le couple et celui du flux. Nous nous limitons à étudier le principe de la commande vectorielle avec orientation de l'axe «d» suivant l'axe du flux rotorique. Elle présente de meilleures performances par rapport aux autres techniques d'orientation [18].

La figure III.1 représente le schéma du principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.

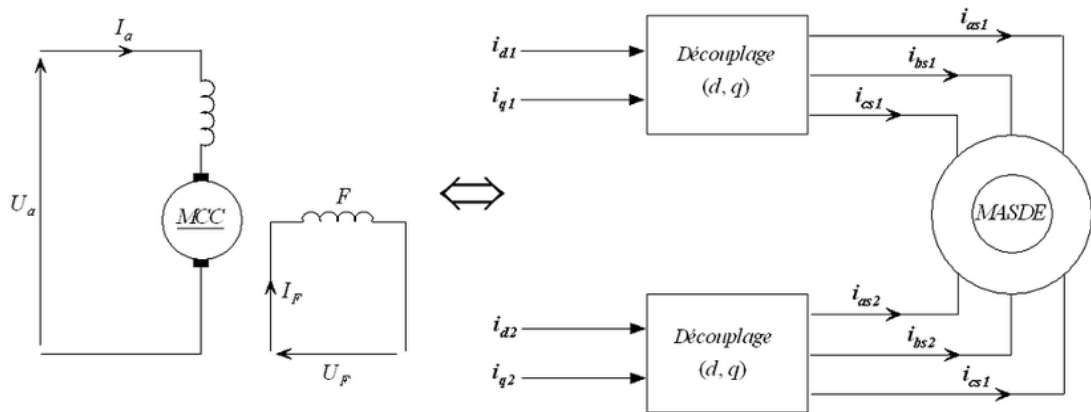


Figure III.1 Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

La commande de la MASDE par orientation de flux consiste à réguler le flux par la composante directe du courant et le couple par la composante en quadrature.

Or le couple est donné par l'expression (II.25). Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe ( $\varphi_{dr} = \varphi_r$ ) et ( $\varphi_{qr} = 0$ ) d'un repère lié au champ tournant, le couple devient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{(L_r + L_m)} [(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_r]$$

$$C_{em} = k'' \varphi_r i_q \quad (III.2)$$

Avec :  $k'' = P \frac{L_m}{(L_r + L_m)}$  et  $i_q = i_{qs1} + i_{qs2}$

Selon l'expression (III.2), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant  $i_q$  ( $I_a$  sur l'expression (III.1)). Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes [19].

### III.2.3 Commande vectorielle indirecte

Dans le contrôle vectoriel direct, on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans le contrôle vectoriel indirect, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations. Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique, on a donc besoin ni de capteur, ni d'estimation ou d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor/vitesse [18].

Elle permet le contrôle de la vitesse par contre-réaction et le contrôle du module de flux par réaction [20].

En considérant comme grandeur de référence le flux rotorique  $\varphi_r^*$  et en exprimant que :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r^* \quad (\text{III.3})$$

$$\varphi_{qr} = 0 \quad (\text{III.4})$$

$$\dot{\varphi}_r^* = 0 \quad (\text{III.5})$$

En remplaçant (III.3) et (III.5) dans les équations des tensions rotoriques (II.14), on obtient :

$$R_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad (\text{III.6})$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \varphi_r^* = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \quad (\text{III.7})$$

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

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_r^* - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{III.8})$$

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

En introduisant (III.8) et (III.9) dans le système d'équations des flux statoriques (II.15), on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

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

En substituant (III.6) dans (III.8), on tire :

$$\varphi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{III.11})$$

A partir de l'équation (III.9), on trouve :

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_r + L_m) i_{qr} \quad (\text{III.12})$$

En remplaçant (III.10) et (III.12) dans le système d'équations des tensions statoriques (II.14), on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}p i_{ds1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}p i_{qs1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2}^* = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}p i_{ds2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}p i_{qs2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (III.13)$$

Avec :

$$p : \text{opérateur de la place ; Et : } \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ et } \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

En introduisant l'équation (III.9) dans (III.7), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m (i_{qs1} + i_{qs2})}{(L_r + L_m) \varphi_r^*} \quad (III.14)$$

A partir de la relation (III.2), on trouve :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_r + L_m) C_{em}^*}{P L_m} \varphi_r^* \quad (III.15)$$

Le système d'équations électriques (III.13) montre que les tensions ( $v_{ds1}^*$ ,  $v_{qs1}^*$ ,  $v_{ds2}^*$ ,  $v_{qs2}^*$ ) influent en même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures ( $i_{ds1}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs2}$ ) donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables  $v_{ds1r}$ ,  $v_{qs1r}$ ,  $v_{ds2r}$ ,  $v_{qs2r}$  n'agissant respectivement que sur  $i_{ds1}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs2}$ , tels que :

$$\begin{cases} v_{ds1r} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}p i_{ds1} \\ v_{qs1r} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}p i_{qs1} \\ v_{ds2r} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}p i_{ds2} \\ v_{qs2r} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}p i_{qs2} \end{cases} \quad (III.16)$$

Afin de compenser l'erreur introduite lors de découplage, les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{ds1r} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* = v_{qs1r} + v_{qs1c} \\ v_{ds2}^* = v_{ds2r} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* = v_{qs2r} - v_{qs2c} \end{cases} \quad (III.17)$$

$$\text{Où : } \begin{cases} v_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (III.18)$$

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 :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_n \text{ si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \frac{\varphi_n \Omega_n}{|\Omega|} \text{ si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases}$$

Schématisé par la figure III.2.

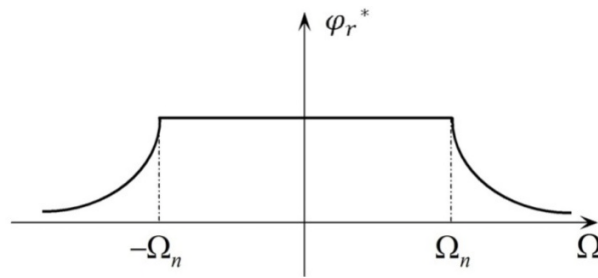


Figure III.2 schéma du défluxage

La figure III.3 représente le schéma bloc de régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte sous Matlab Simulink.

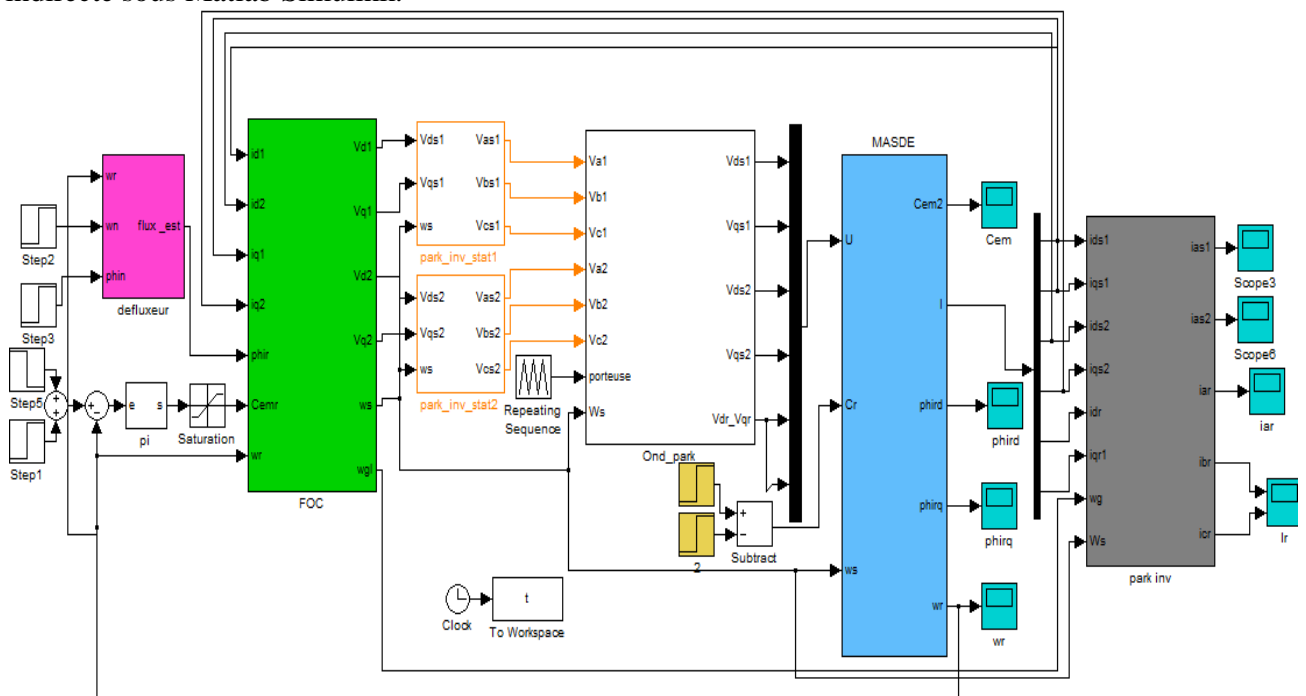


Figure III.3 Structure de la CVI à flux orienté avec régulateur de vitesse d'une MASDE

### III.2.4 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de simulation reportés sur les figures III.4-III.11 concernent la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone à double étoile entraînée à trois vitesses de référence  $\omega_r^* = [250, 270, 230](\text{rad/s})$  respectivement suivant les intervalles de temps  $t = [0, 1.5], [1.5, 3.5]$  et  $[3.5, 5](\text{s})$ , avec l'application d'un couple électromagnétique de référence  $C_{em}^* = 14\text{N.m}$  sur l'intervalle  $t = [0.75, 4.5](\text{s})$ .

#### ➤ Avant l'application de la charge

- **Couple** : Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de  $56.7\text{N.m}$  et présente des oscillations qui disparaissent au bout de  $0.5\text{s}$ , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de  $0.2\text{N.m}$ , qui est due aux frottements (figure III.4).

- **Vitesse** : Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 251.1rad/s (proche de celle de la référence) à  $t=0.54s$  (début du régime permanent) (figure III.5).

- **Courants** : Le courant statorique suivant l'axe en quadrature, évolue d'une façon à peu près analogue à l'évolution du couple  $C_{em}$  (figure II.6). Les courants statoriques (étoile1 et étoile 2) présentent des dépassements excessifs induisant de forts appels de courant, qui sont d'environ 2.5 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante (figure III.8).

- **Tensions** : 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 III.9) 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.

➤ **Pendant l'application de la charge et la variation de la vitesse :**

En appliquant la charge  $C_r = 14N.m$  à partir de l'instant  $t=0.75s$ , et la variation de la vitesse selon les intervalles indiqués précédemment, on constate que cette dernière suit toujours celle de la référence, et le courant  $i_{qs1}$  augmente et se stabilise à 10A avec quelques pics temporaires lors de la variation de la vitesse (figure III.6), le couple électromagnétique évolue presque d'une manière identique à  $i_{qs1}$  (figure III.4), les courants statoriques (étoile 1 et 2) augmentent à 8A (à 17A pendant une petite période du temps après chaque variation de vitesse) (figure III.8), les flux rotoriques suivent leurs références.

➤ **Après l'annulation de la charge :**

Après l'enlèvement de la charge au-delà de l'instant  $t=4.5s$ , les performances de la machine asynchrone double étoile sont les mêmes que les performances en fonctionnement à vide (avant l'application de la charge).

 **Remarque :**

Les pics qui se trouvent à ( $t=1.5$  ; et  $t=3.5s$ ) sur toutes les caractéristiques de la machine pendant une petite période de temps sont dus, à la variation de la vitesse.

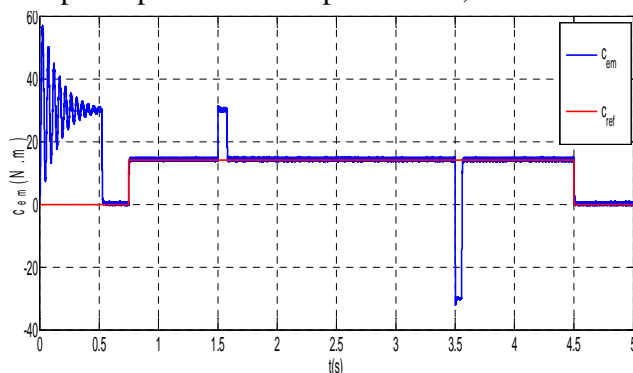


Figure III.4 Evolution du couple électromagnétique

$$C_{em}(N.m)$$

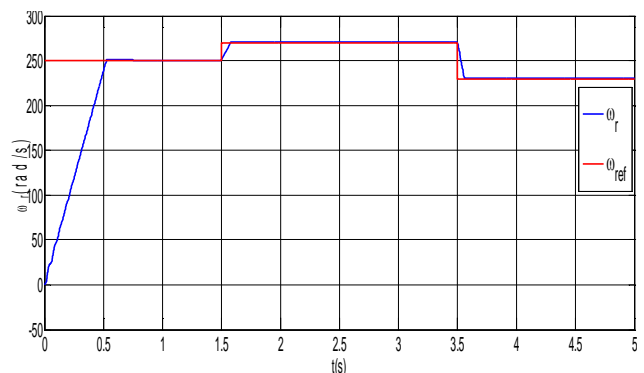


Figure III.5 Evolution de la vitesse  $\omega_r$  (rad/s)



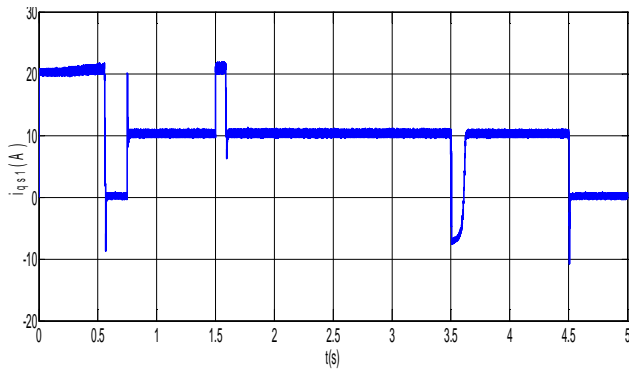
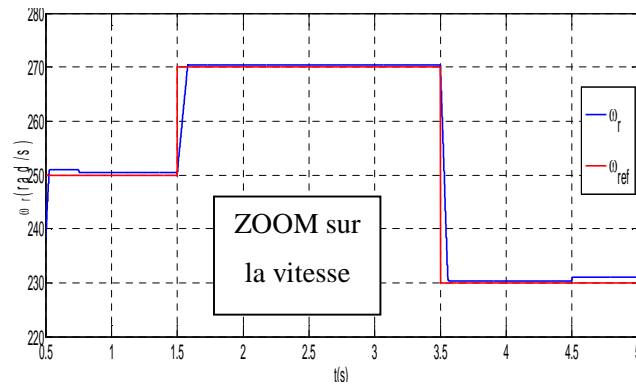


Figure III.6 Evolution du courant  $i_{qs1}$  (A)

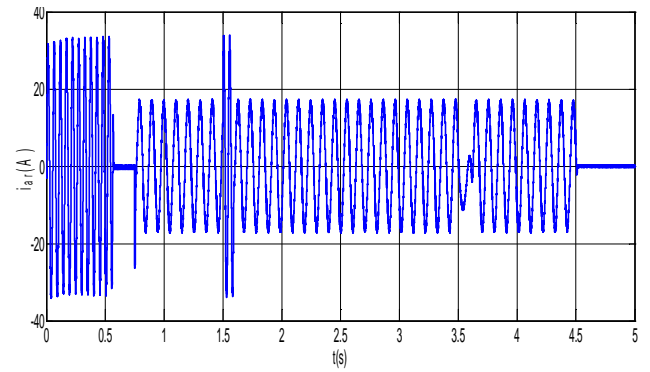


Figure III.7 Evolution du courant  $i_{ar}$  (A)

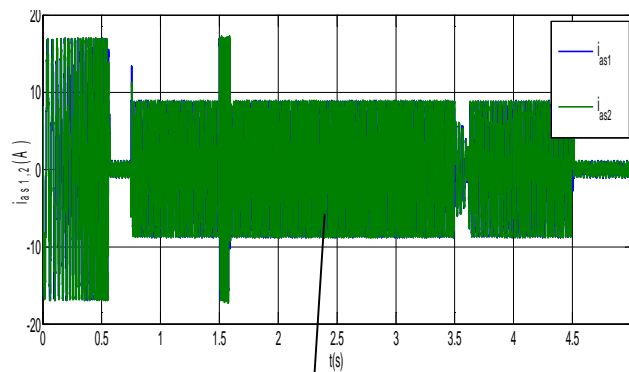


Figure III.8 Allures des courants statoriques  $i_{as1,2}$  (A)

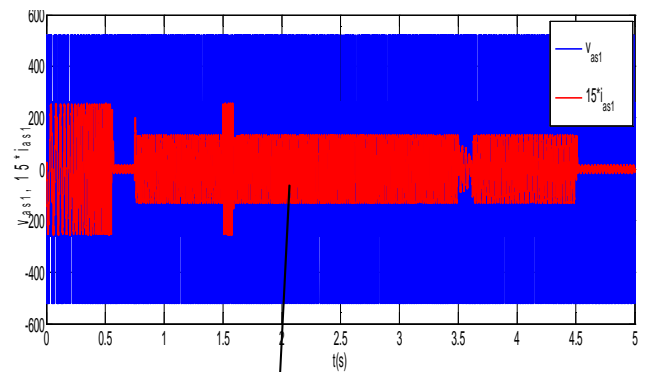
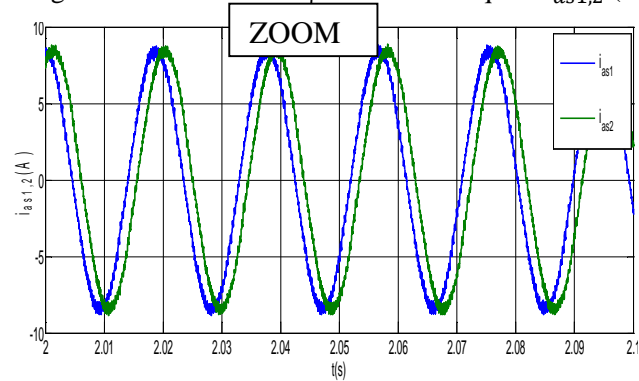
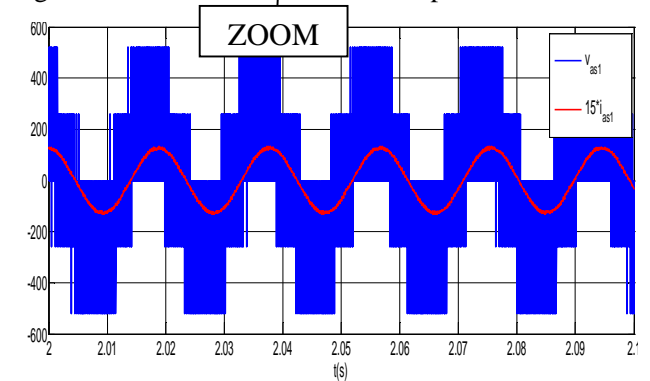


Figure III.9 Tension et courant de la phase 1 étoile 1



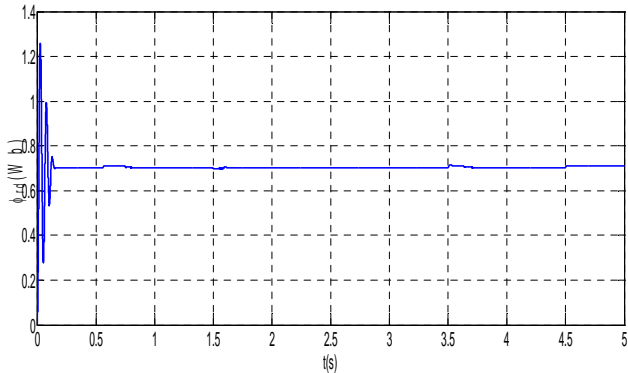


Figure III.10 Flux rotorique directe  $\varphi_{rd}$ (Wb)

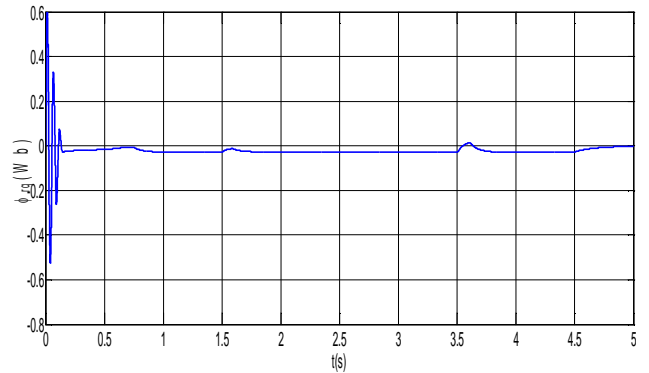


Figure III.11 Flux rotorique quadratique  $\varphi_{rq}$ (Wb)

### III.3 Notions d'un système à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Le terme « système à structure variable » apparaît à cause de la commutation (variation discontinue) du système et de son contrôleur (ou observateur) entre deux ou plusieurs structures. L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela est principalement dû aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous-systèmes pris seuls [21].

#### III.3.1 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable

Étant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par mode glissant (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien de glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure III.12 [22].

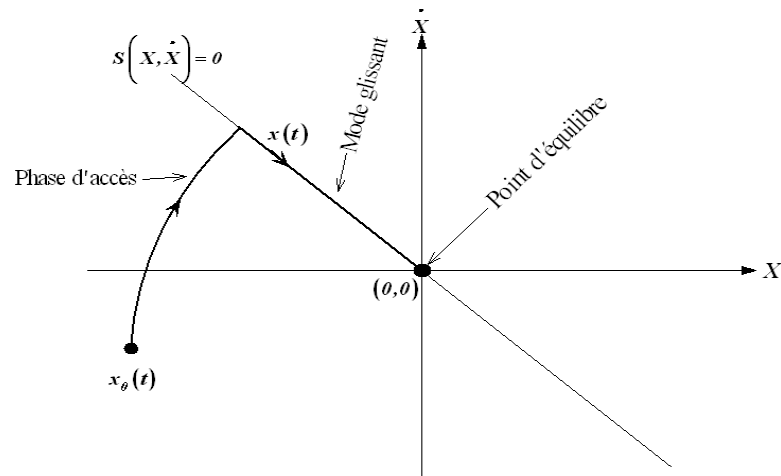


Figure III.12 Modes de fonctionnement dans le plan de phase

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [22] :

- **Le mode de convergence (MC) ou mode non glissant (reaching mode) :** durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation  $S(x) = 0$  et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG) (sliding mode) :** durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x) = 0$ .
- **Le mode de régime permanent (MRP) :** il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

### III.3.2 Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes à modèle imprécis, dû soit à un problème d'identification soit à un problème de modélisation. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties. Une première continue représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle.

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes. Ces étapes concernent [22] :

- Le choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- La détermination de la loi de commande.

### III.3.2.1 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{III.19})$$

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] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$\lambda$  : 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 :  $\frac{\partial S}{\partial U} \neq 0$  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  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande.

### III.3.2.2 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 [10]. 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 [10] :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.21})$$

#### ➤ 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  $\dot{V}(x) < 0$

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit [MAS06] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.22})$$

En dérivant cette dernière on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.23})$$

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

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.24})$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [23].

### III.3.2.3 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 ( $U_n$ ).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.25)$$

$U_{eq}$ : Correspond à la commande équivalente proposée par **Filipov** et **Utkin**. 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  $\dot{S}(x) = 0$ .

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 [23].

Afin de mettre en évidence le développement précédant, on considère le système d'état (III.19). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

La dérivée de la surface  $S(x)$  est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (III.26)$$

En remplaçant (III.19) et (III.25) dans (III.26), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (III.27)$$

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.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (III.28)$$

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

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (III.29)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.27), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B] U_n \quad (\text{III.30})$$

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

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B] U_n < 0 \quad (\text{III.31})$$

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.13).

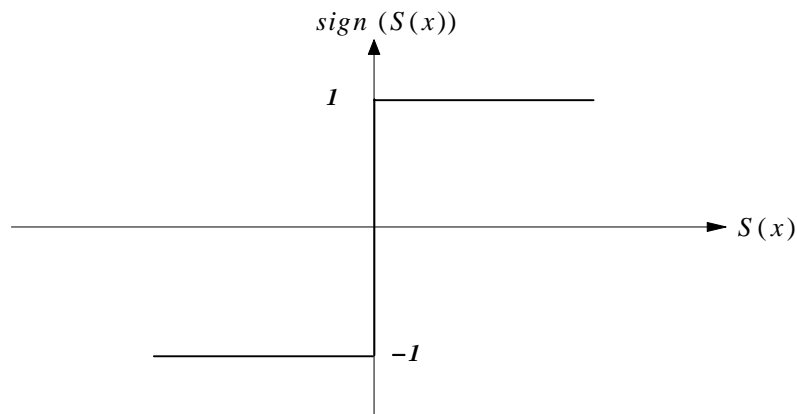


Figure III.13 Fonction *sign* (non linéarité tout ou rien)

$$U_n = K_x \text{sign } S(x) \quad (\text{III.32})$$

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

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.14 représente le phénomène broutement [24].

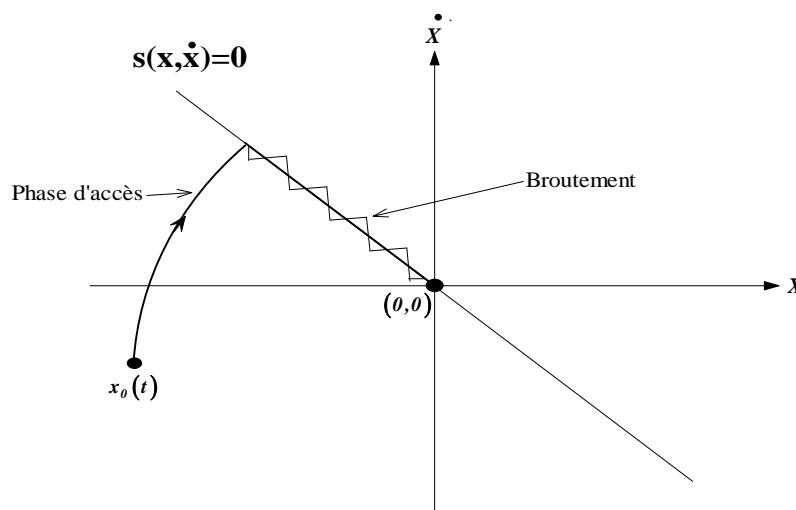


Figure III.14 Phénomène de broutement

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.15).

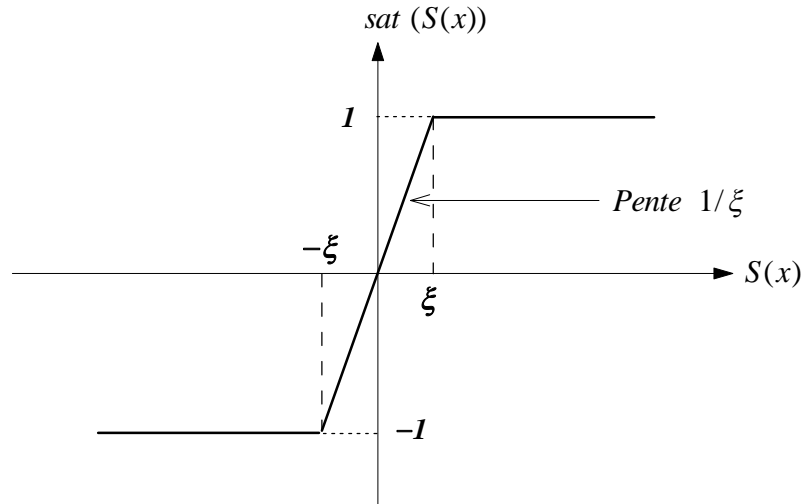


Figure III.15 Fonction de saturation ( $\varepsilon > 0$  et petit)

$$\begin{cases} sat(S(x)) = 1 & \text{si } S(x) > \varepsilon \\ sat(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < -\varepsilon \\ sat(S(x)) = \frac{S(x)}{\varepsilon} & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases}$$

Alors, on obtient la commande douce suivante :

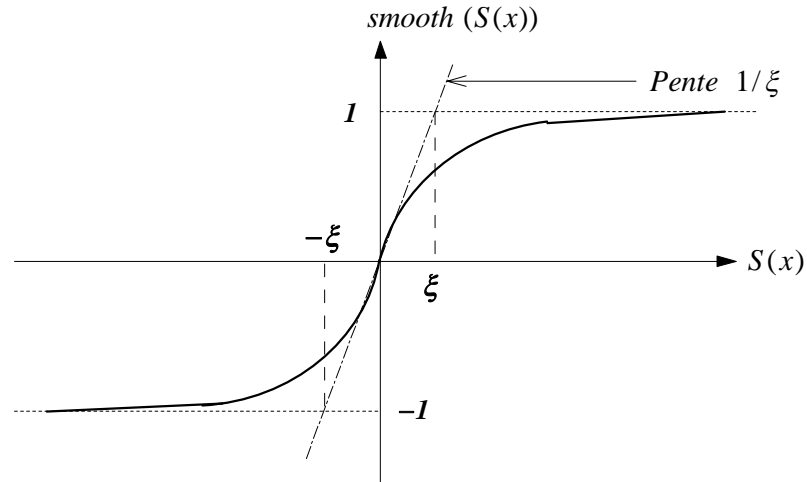
$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-après un exemple de ce type de fonction (figure III.16).

$$\text{smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III.34})$$

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III.35})$$


 Figure III.16 Fonction de classe  $C^1$  ( $\varepsilon > 0$  et petit)

### III.3.3 Détermination des différentes surfaces de régulation et application

En mettant le système d'équations (III.13) et les équations (III.18) et (III.19) sous forme d'état, on aura le système d'équations d'états suivant :

$$\begin{cases} p i_{ds1} = \frac{1}{L_{s1}} \{ v_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \} \\ p i_{qs1} = \frac{1}{L_{s1}} \{ v_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) \} \\ p i_{ds2} = \frac{1}{L_{s2}} \{ v_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \} \\ p i_{qs2} = \frac{1}{L_{s2}} \{ v_{qs2} - R_{s2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) \} \\ p \varphi_r = -\frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ p \Omega_r = \frac{1}{J} \left\{ P \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - K_f \Omega_r - C_r \right\} \end{cases} \quad (III.36)$$

#### III.3.3.1 Surface de régulation de la vitesse

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

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (III.37)$$

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

$$\dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - \frac{K_f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (III.38)$$

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

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (III.39)$$

En posant :  $i_{qs1} + i_{qs2} = i_q$  et en introduisant l'équation (III.38) dans (III.39), on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_q \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (III.40)$$



A présent, en remplaçant le courant  $i_q$  par le courant de commande  $i_q^* = i_{qeq} + i_{qn}$  dans l'équation (III.40), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \varphi_r^* i_{qeq} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \varphi_r^* i_{qn} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (III.41)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\omega_r) = 0$  et par conséquent  $\dot{S}(\omega_r) = 0$  et  $i_{qn} = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (III.41) :

$$i_{qeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \varphi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (III.42)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\omega_r)\dot{S}(\omega_r) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant (III.42) dans (III.41), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\frac{P^2}{J} \frac{L_m \varphi_r^*}{L_r + L_m} i_{qn} \quad (III.43)$$

On prend la commande douce suivante:

$$i_{qn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \varepsilon \omega_r} \quad (III.44)$$

### III.3.3.2 Surface de régulation de flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (III.45)$$

D'où :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \quad (III.46)$$

On posant  $i_{ds1} + i_{ds2} = i_d$  et en substituant l'équation de  $\dot{\varphi}_r$  (système d'équation (III.36) dans (III.46)), on trouve :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_d \quad (III.47)$$

En introduisant le courant de commande  $i_d^* = i_{deq} + i_{dn}$  dans l'équation (III.47), on aura :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{deq} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{dn} \quad (III.48)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\varphi_r) = 0$  et par conséquent  $\dot{S}(\varphi_r) = 0$  et  $i_{dn} = 0$ , d'où on tire  $i_{deq}$  de la relation (III.48) :

$$i_{deq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left( \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r \right) \quad (III.49)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\varphi_r)\dot{S}(\varphi_r) < 0$  doit être vérifiée. En substituant (III.49) dans (III.48), on obtient :

$$\dot{S}(\varphi_r) = - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{dn} \quad (\text{III.50})$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$i_{dn} = K_{\varphi_r} \frac{S(\varphi_r)}{|S(\varphi_r)| + \varepsilon \varphi_r} \quad (\text{III.51})$$

### III.3.3.3 Surface de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$S(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \quad (\text{III.52})$$

$$S(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - i_{qs1} \quad (\text{III.53})$$

$$S(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - i_{ds2} \quad (\text{III.54})$$

$$S(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - i_{qs2} \quad (\text{III.55})$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = p i_{ds1}^* - p i_{ds1} \quad (\text{III.56})$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = p i_{qs1}^* - p i_{qs1} \quad (\text{III.57})$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = p i_{ds2}^* - p i_{ds2} \quad (\text{III.58})$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = p i_{qs2}^* - p i_{qs2} \quad (\text{III.59})$$

En substituant les expressions des dérivées des courants statoriques ( $p i_{ds1}$ ,  $p i_{qs1}$ ,  $p i_{ds2}$  et  $p i_{qs2}$ ) données par le système d'équations (III.36) dans les équations précédentes, on obtient :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = p i_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} (-R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{ds1}) \quad (\text{III.60})$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = p i_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} (-R_{s1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) + v_{qs1}) \quad (\text{III.61})$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = p i_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} (-R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{ds2}) \quad (\text{III.62})$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = p i_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} (-R_{s2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) + v_{qs2}) \quad (\text{III.63})$$

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

$$\dot{S}(i_{ds1}) = p i_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} (-R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d1eq} + v_{d1n}) \quad (\text{III.64})$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = p i_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} (-R_{s1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) + v_{q1eq} + v_{q1n}) \quad (\text{III.65})$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = p i_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} (-R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d2eq} + v_{d2n}) \quad (\text{III.66})$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = p i_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} (-R_{s2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) + v_{q2eq} + v_{q2n}) \quad (\text{III.67})$$

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  $\dot{S}(i_{ds1}) = 0$ ,  $\dot{S}(i_{qs1}) = 0$ ,  $v_{q1n} = 0$ , 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 :

$$v_{d1eq} = L_{s1} p i_{ds1}^* + R_{s1} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \quad (III.68)$$

$$v_{q1eq} = L_{s1} p i_{qs1}^* + R_{s1} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) \quad (III.69)$$

$$v_{d2eq} = L_{s2} p i_{ds2}^* + R_{s2} i_{ds2} - \omega_s^* (\tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^* + L_{s2} i_{qs2}) \quad (III.70)$$

$$v_{q2eq} = L_{s2} p i_{qs2}^* + R_{s2} i_{qs2} + \omega_s^* (\varphi_r^* + L_{s2} i_{ds2}) \quad (III.71)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(i_{ds1})\dot{S}(i_{ds1}) < 0$ ,  $S(i_{qs1})\dot{S}(i_{qs1}) < 0$ ,  $S(i_{ds2})\dot{S}(i_{ds2}) < 0$  et  $S(i_{qs2})\dot{S}(i_{qs2}) < 0$  doivent être vérifiées. En substituant les équations (III.68) - (III.71) dans (III.64) - (III.67) respectivement

$$\dot{S}(i_{ds1}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{d1n} \quad (III.72)$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{q1n} \quad (III.73)$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = -\frac{1}{L_{s2}} v_{d2n} \quad (III.74)$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = -\frac{1}{L_{s2}} v_{q2n} \quad (III.75)$$

On prend respectivement :

$$v_{d1n} = K_{ds1} \frac{S(i_{ds1})}{|S(i_{ds1})| + \varepsilon_{ds1}} \quad (III.76)$$

$$v_{q1n} = K_{qs1} \frac{S(i_{qs1})}{|S(i_{qs1})| + \varepsilon_{qs1}} \quad (III.77)$$

$$v_{d2n} = K_{ds2} \frac{S(i_{ds2})}{|S(i_{ds2})| + \varepsilon_{ds2}} \quad (III.78)$$

$$v_{q2n} = K_{qs2} \frac{S(i_{qs2})}{|S(i_{qs2})| + \varepsilon_{qs2}} \quad (III.79)$$

### III.3.4 Application de la commande par mode glissant sur la 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.17.

Le schéma bloc de découplage FOC est représenté par la figure III.18 sachant que  $i_{ds1}^* = i_{ds2}^* = i_d^*$  et  $i_{qs1}^* = i_{qs2}^* = i_q^*$

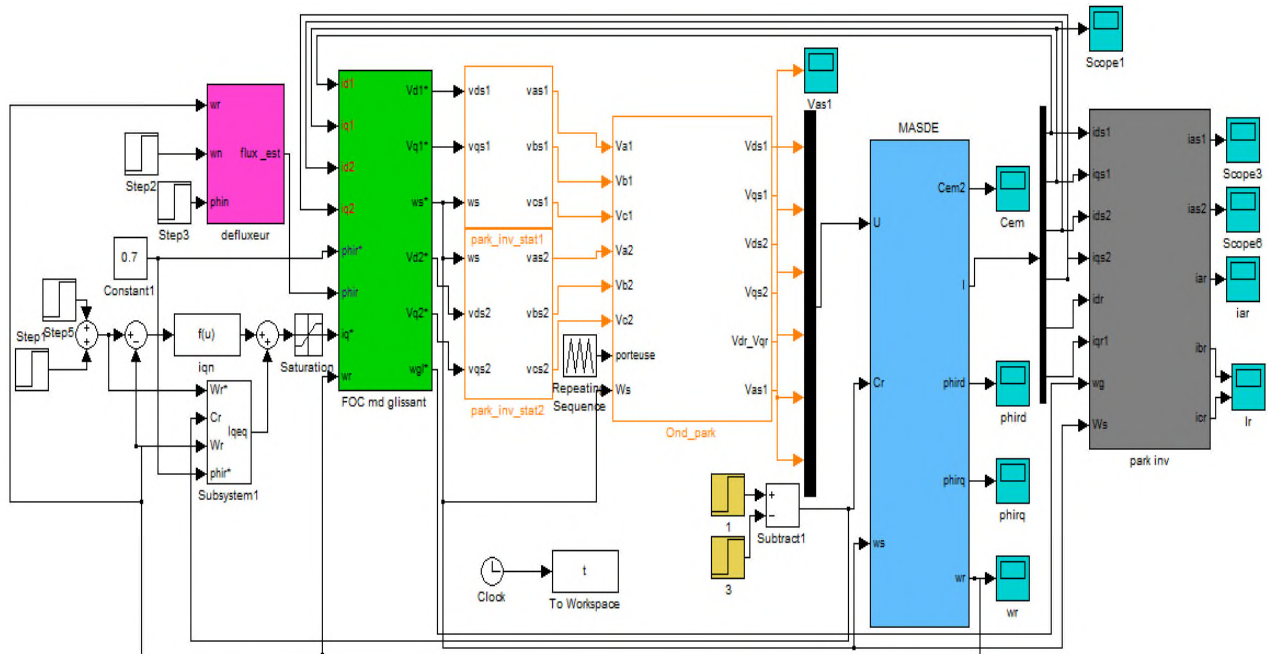


Figure III.17 Schéma bloc de commande par MG de la MASDE alimenté par deux onduleurs MLI

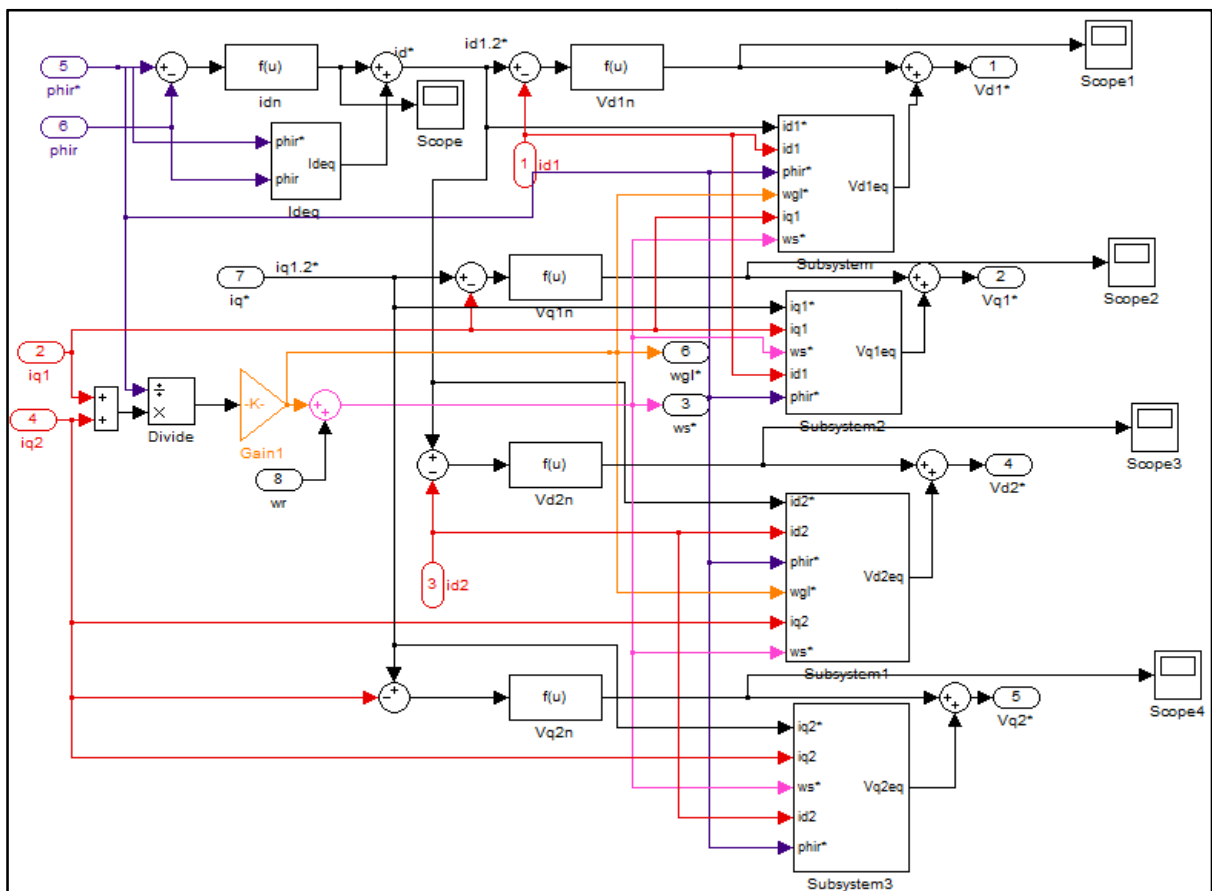


Figure III.18 Représentation schématique du bloc FOC (MG)

Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissement sont donnés par le tableau III.1 :

Surfaces	$S(\omega_r)$	$S(\varphi_r)$	$S(i_{ds1})$	$S(i_{qs1})$	$S(i_{ds2})$	$S(i_{qs2})$
Paramètres des régulateurs	$K_{\omega_r} = 28$	$K_{\varphi_r} = 3$	$K_{ds1} = 125$	$K_{qs1} = 140$	$K_{ds2} = 125$	$K_{qs2} = 140$
	$\varepsilon_{\omega_r} = 0.95$	$\varepsilon_{\varphi_r} = 0.01$	$\varepsilon_{ds1} = 0.1$	$\varepsilon_{qs1} = 0.12$	$\varepsilon_{ds2} = 0.1$	$\varepsilon_{qs2} = 0.12$

Tableau III.1 Paramètres des régulateurs par mode de glissement

### III.3.5 Simulation et interprétation des résultats de la commande par MG

Les figures III.19-III.26 représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application de la charge  $C_r = 14N.m$  sur l'intervalle du temps  $t = [0.75, 4.5](s)$ , en imposant une vitesse de référence variable, telle que  $\omega_r^* = [250, 270, 230](rad/s)$  respectivement suivant les intervalles de temps  $t = [0, 1.5], [1.5, 3.5]$  et  $[3.5, 5](s)$ ,

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à  $t = 0.575s$  avec un petit dépassement lors de l'application de la charge, on fait varier la vitesse de référence en charge, ce qui nous donne la figure III.20.

Le couple électromagnétique atteint sa valeur max au démarrage puis il rejoint le régime permanent à  $t = 0.575s$ , le couple suit sa valeur de référence lors d'application de la charge, sauf durant des petites périodes du temps lorsqu'on fait une variation de vitesse, où il atteint 28N.m (si c'est une augmentation), ou -10N.m (si c'est une diminution)

Au début, le courant statorique  $i_{ds1}$  atteint un courant d'appel d'environ 17A. Le courant en quadrature, initialement atteint 21A, après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques selon  $(d, q)$  présentent au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes.

Toutefois, les mêmes résultats qu'à l'égard de la commande vectorielle indirecte sont obtenus avec la commande par mode de glissement. Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision, stabilité et rapidité) de la vitesse par la technique de commande par mode de glissement.

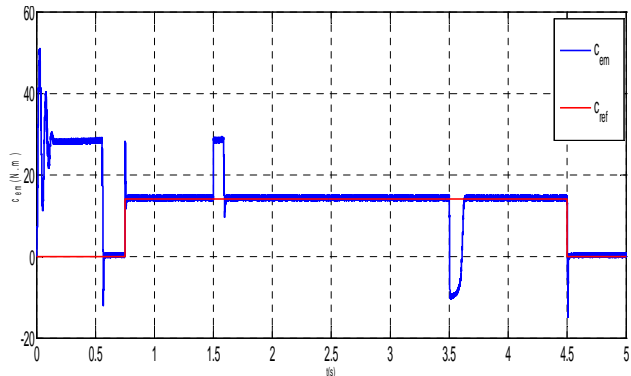


Figure III.19 Evolution du couple  $C_{em}$  (N.m)

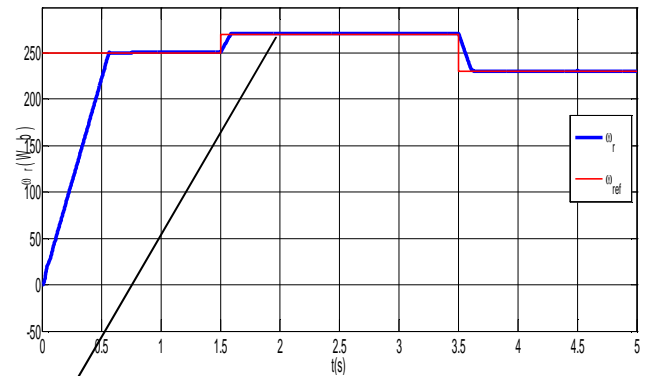


Figure III.20 Evolution de la vitesse  $\omega_r$  (rad/s)

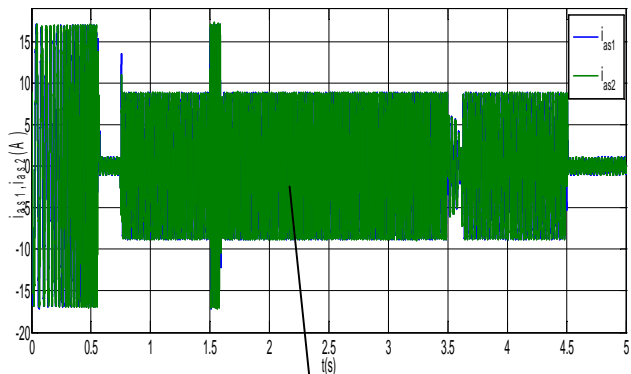
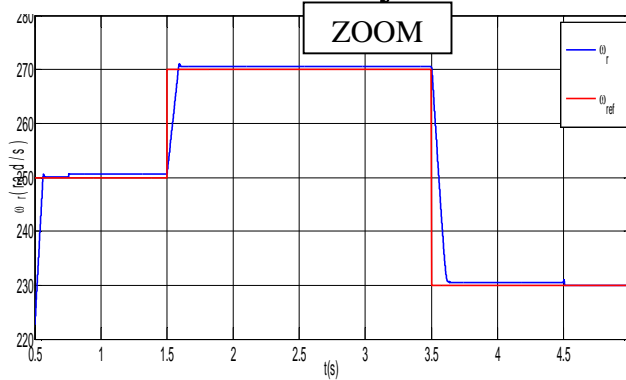


Figure III.21 Allures des courants statoriques  $i_{as1,2}$  (A)

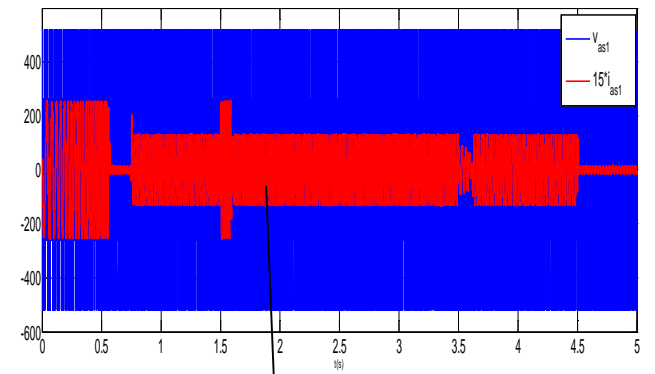
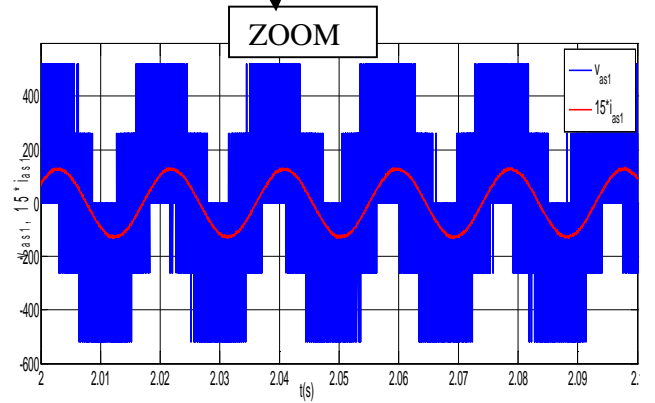
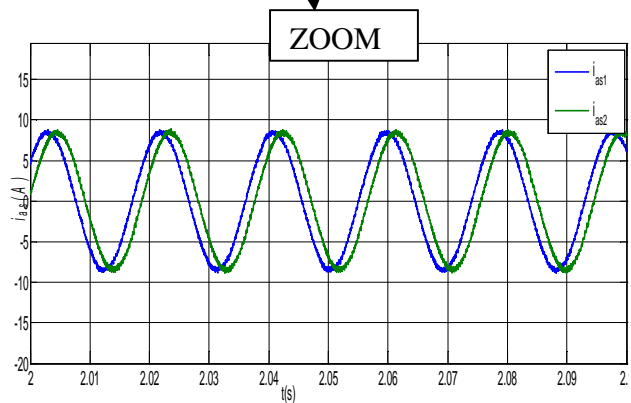


Figure III.22 Tension et courant de la phase 1 étoile 1



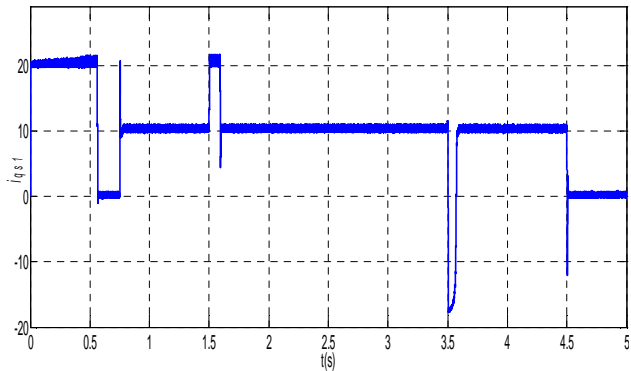


Figure III.23 Evolution du courant  $i_{qs1}$ (A)

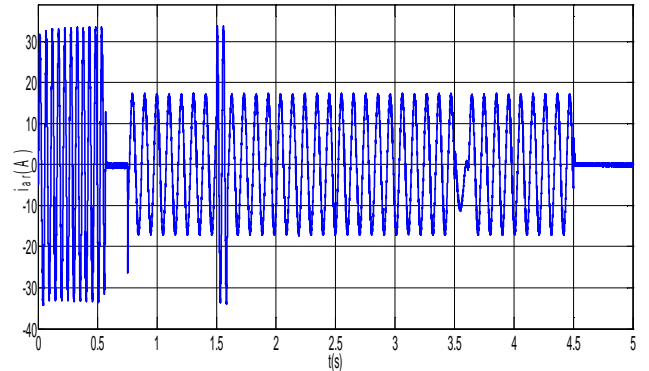


Figure III.24 Evolution du courant  $i_{ar}$ (A)

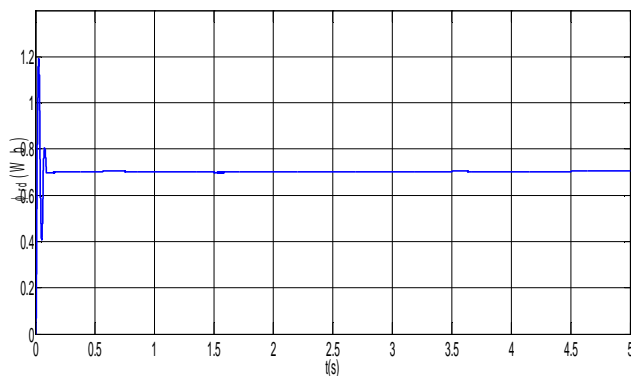


Figure III.25 Flux rotorique directe  $\phi_{rd}$ (Wb)

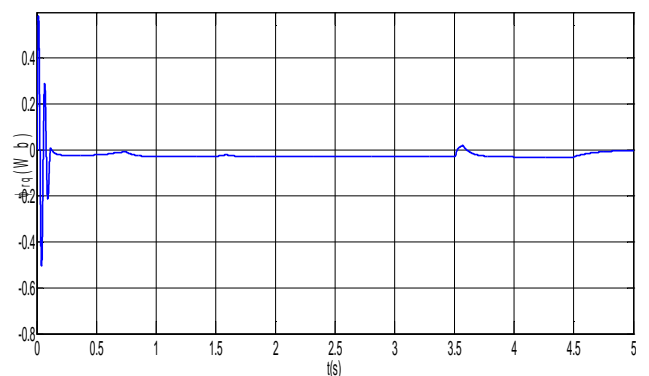


Figure III.26 Flux rotorique quadratique  $\phi_{rq}$ (Wb)

### III.3.6 Test de robustesse

Afin de tester la robustesse de commande par mode de glissement de la MASDE, vis à vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse 250rad/s à -250rad/s à partir de  $t=1.5s$ . On constate d'après les figures III-27,32 que le couple électromagnétique et le flux marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation (un couple électromagnétique négatif d'environ  $-28N.m$ ), puis se stabilisent (autour de zéro) en régime permanent.

Un appel de courant statorique pendant le temps écoulé pour l'inversion de sens de rotation. Après l'inversion, le courant  $i_{as1}$  a une allure proche de la sinusoïde de valeur identique à celle du régime transitoire.

L'inversion du sens de rotation conduit à un courant  $i_{qs1}$  négatif d'environ  $-20A$ . Puis il se stabilise à la valeur zéro

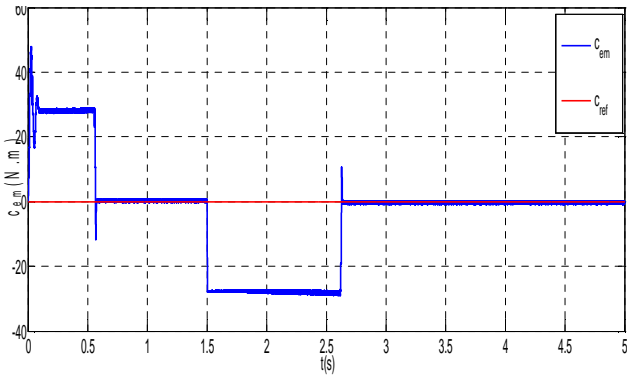


Figure III.27 Evolution du couple  $C_{em}$  (N.m)

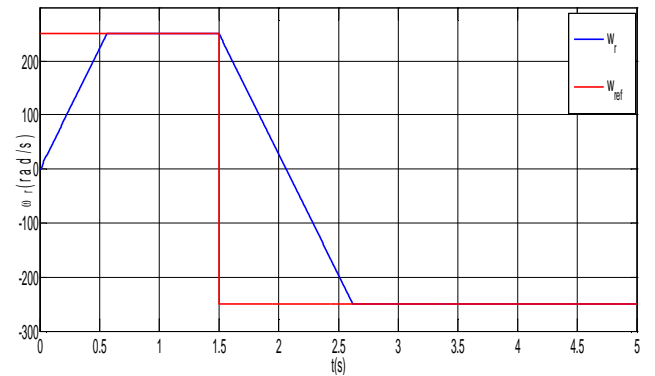


Figure III.28 Evolution de la vitesse  $\omega_r$  (rad/s)

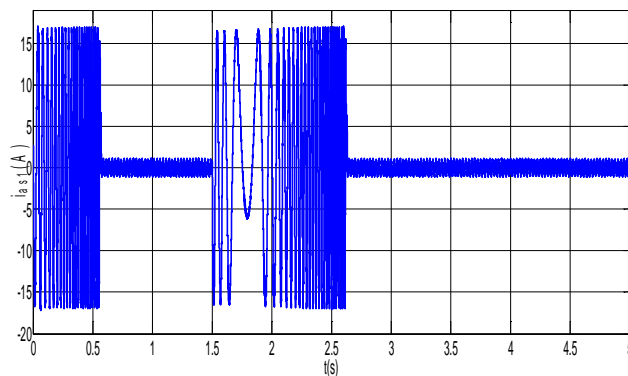


Figure III.29 Evolution du courant  $i_{as1}$  (A)

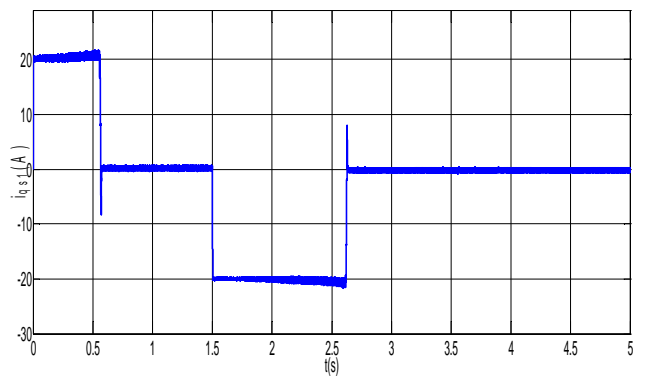


Figure III.30 Evolution du courant  $i_{qs1}$  (A)

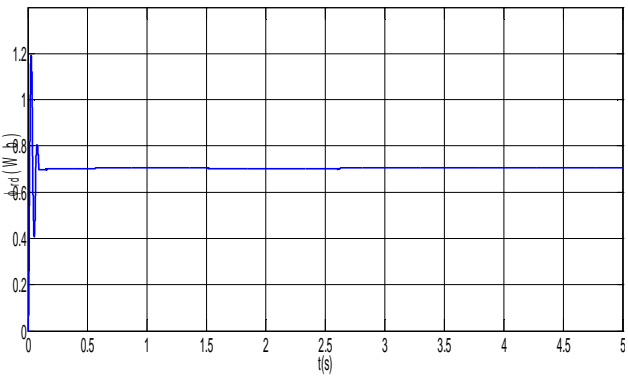


Figure III.31 Flux rotorique directe  $\phi_{rd}$  (Wb)

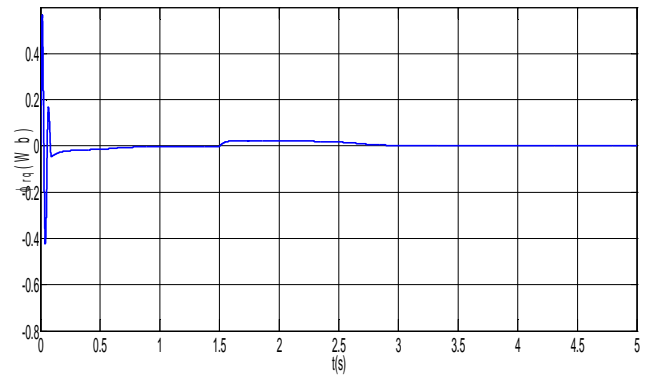


Figure III.32 Flux rotorique quadratique  $\phi_{rq}$  (Wb)

### III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu la technique de la commande vectorielle indirecte ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux. En deuxième lieu nous avons présenté l'aspect théorique de la commande à structure variable et ces différentes structures. Nous avons d'abord fait un rappel sur le mode glissant. Ensuite on a défini les conceptions nécessaires de cette commande comme le choix convenable de surface de commutation et la loi de commande, enfin la manière par laquelle réduire le phénomène de broutement résultant par la loi de commande. Puis on a



appliqué cette dernière sur la MASDE, et enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

Comme nous avons cité auparavant, le phénomène des vibrations résiduelles (chattering) constitue le principal inconvénient des techniques par le mode glissant car il peut endommager les actionneurs par des oscillations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système [25].

Dans le but d'éliminer le phénomène de chattering et l'erreur de vitesse, on propose de remplacer les régulateurs fixes en mode glissant par des régulateurs flous, ce qui nous donne la technique de contrôle connue par flou-mode glissant, qui sera l'objectif du chapitre suivant.

***Chapitre IV : Commande  
par floue-mode glissant  
de la MASDE***

## Chapitre IV : Commande floue-mode glissant de la MASDE

### IV.1 Introduction

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché [26]. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvée sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de Berkeley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de fortes non-linéarités ou imprécisions. De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables. Actuellement, la logique floue a trouvé son application dans plusieurs domaines, telles que, la gestion, la médecine et la commande des systèmes. Dans ce dernier domaine d'application, on peut citer la commande des bras robotiques, des machines-outils, des réacteurs chimiques, des véhicules, des appareils électroménagers, etc. [27]

Nous présentons dans ce chapitre, le domaine d'application et le principe de la logique floue et nous décrivons les éléments de base de la logique floue, les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension des techniques de la commande floue, en donnant des rappels sur les régulateurs flous et la structure d'un régulateur flou de vitesse en générales, et quelques avantages et inconvénients de cette commande, puis le principe de la conception d'un régulateur flou-mode glissant, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile à flux orienté. On présentera aussi les résultats de simulation.

### IV.2 Domaines d'applications

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [7] :

- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;
- Systèmes autonomes mobiles ;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur...etc.) ;
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.

### IV.3 Principe de la logique floue

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité.

Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle [0,1].

Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont « nets », tandis que pour les ensembles flous les contours sont graduels ou flous [28].

### IV.4 Éléments de base de la logique floue

Dans cette partie, on présente brièvement, et d'une façon non exhaustive les éléments de base principaux de la théorie de la logique floue.

#### IV.4.1 Variables linguistique et ensembles flous

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, ou est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne ? C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre : Zéro, grand, négatif, petit... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels. Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble, ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 et 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance  $\mu$ ). Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles (jeune, entre deux âges, âgé), la façon d'établir cette classification est présentée à la figure IV.1 :

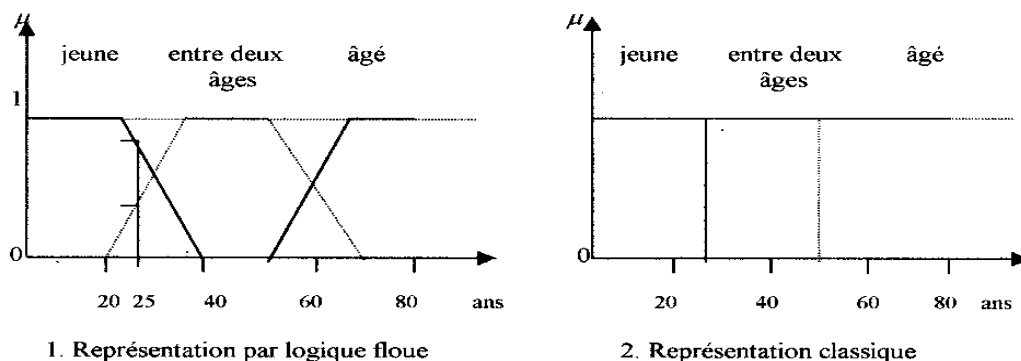


Figure IV.1 Représentation classique et logique floue

Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement donc le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge a un certain ensemble flou. Pour cette raison ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance.

En général on utilise pour fonction d'appartenance trois formes géométriques : trapézoïdale, triangulaire et de cloche. Les deux premières sont les plus souvent employées en raison de leur simplicité. L'allure de la formes trapézoïdale est complètement définie par quatre points le triangle peut être considéré comme cas spécial du trapézoïdale lorsque les deux points coïncident. Même la forme rectangulaire (pour représenter la logique classique) est comprise dans le trapèze.

Dans la plupart des cas en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant la forme de cloche qui donne dans certains cas une meilleur représentation des ensembles flous peut être utilise (voir figure IV.2) [29].

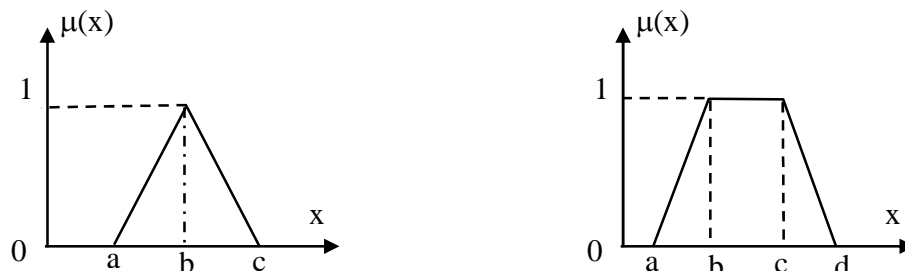


Figure IV.2 Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale

## IV.4.2 Opérateurs de la logique floue

Supposant deux fonctions d'appartenance  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$  de deux variables floues  $x$  et  $y$  caractérisant la température de l'air et la force du vent, l'exemple « l'air est froid et le vent est fort » ou encore « si l'air est froid ou le vent n'est pas faible » il faut fermer la porte. Les compositions ET et OU en plus de la négation apparaissent et doivent être définies. Pour pouvoir décider de fermer la porte ou non, il faut que deux conditions soient vérifiées en même temps. Alors, il est important de pouvoir composer entre les divers prédicats et leurs fonctions d'appartenance [30].

### IV.4.2.1 Opérateur ET

L'opérateur « ET » correspond à l'intersection de deux ensembles  $A$  et  $B$ , on écrit :

$$C = A \cap B = A \text{ ET } B \quad (\text{IV.1})$$

Dans la logique floue, l'opérateur « ET » est réalisé dans la plupart des cas par la formulation du minimum, appliqué aux fonctions d'appartenance  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$  des deux ensembles  $A$  et  $B$  à savoir :

$$\mu_C(x) = \min [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{IV.2})$$

On parle alors de l'opérateur minimum, cet opérateur est commutatif, associatif, admet 0 comme élément absorbant et 1 comme élément neutre.

Cette opération est représentée sur la figure IV.3

### IV.4.2.2 Opérateur OU

L'opérateur « OU » correspond à l'union de deux ensembles  $A$  et  $B$ , on a donc :

$$C = A \cup B = A \text{ OU } B \quad (\text{IV.3})$$

La réalisation de l'opérateur « OU » au niveau de la logique floue se fait en général par la formulation du maximum, appliquée aux fonctions d'appartenance  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$  des deux ensembles A et B.

On a donc l'opérateur maximum :

$$\mu_C(x) = \max [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{IV.4})$$

Cet opérateur est commutatif, associatif, admet 1 comme élément absorbant et 0 comme élément neutre. Cette opération est représentée sur la figure IV.3.

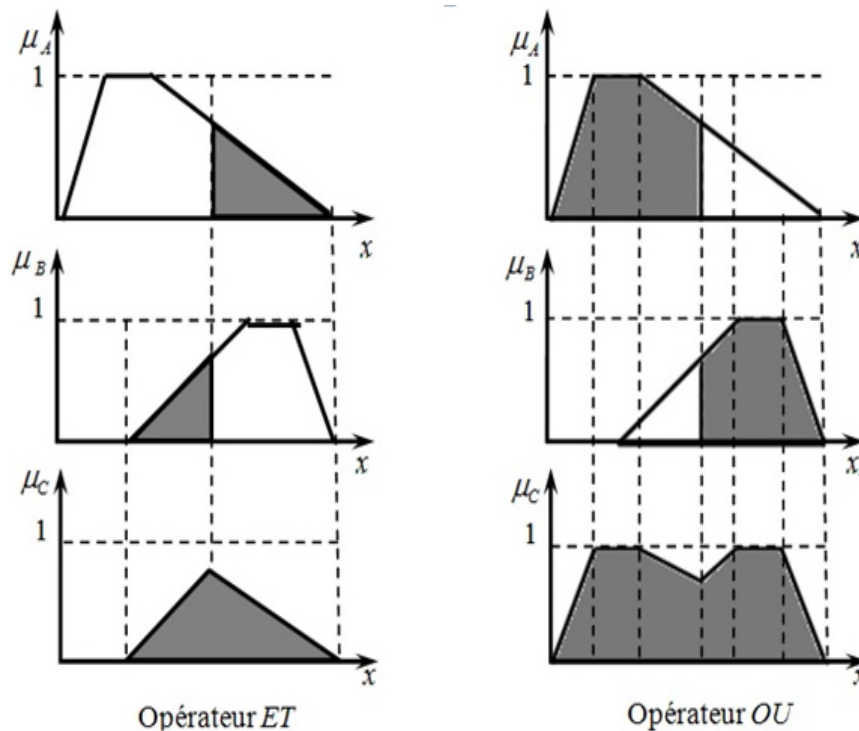


Figure IV.3 Opérateur OU et ET

#### IV.4.2.3 Opérateur NON

Selon la théorie des ensembles, l'ensemble complémentaire :

$$C = \bar{A} = \text{NON}(A) \quad (\text{IV.5})$$

Est défini par les éléments de x qui n'appartiennent pas à l'ensemble A. Dans le cas de la logique floue, cette définition peut être exprimée par les fonctions d'appartenance de la manière suivante :

$$\mu_C(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{IV.6})$$

### IV.5 Commande floue

Un système de commande a pour objectif de piloter l'entrée d'un processus afin d'obtenir un fonctionnement correct de ce dernier. Lorsqu'on dispose d'un modèle plus ou moins précis du système

à commander, on peut utiliser un contrôleur de structure standard, fixe ou adaptatif, dont les paramètres seront évalués à partir du modèle.

Malheureusement, lorsque le système est difficilement modélisable, la conception du contrôleur peut s'avérer très complexe, sinon impossible.

Lorsqu'un opérateur humain commande manuellement un système, les actions qu'il réalise sont dictées par une connaissance subjective du fonctionnement de ce système. Par exemple, s'il fait « froid » dans une pièce, on « augmente » le chauffage ; s'il fait « très froid », on « chauffe plus ». Cette commande du système peut être envisagée de façon différente selon la personne qui la réalise : la sensation de « froid » n'est pas directement liée à une mesure de la température.

Ce principe est à la base de la commande floue. La mesure réalisée sur le système (« température ») est prise en compte par l'intermédiaire d'une variable linguistique (« froid », « tiède », « chaud »), qui est issue d'une analyse par un expert humain. Ensuite, l'action à réaliser est déduite à la fois d'un ensemble de règles de commande (« s'il fait froid, on chauffe plus ». . .) et de l'état du système, qualifié par la variable linguistique. Enfin, la commande finale du système est créée en utilisant les conclusions de la déduction.

En résumé, la structure générale d'un système flou comporte les différents éléments suivants et qui sont illustré sur la figure IV.4 [31] :

- Base de connaissance : règles et paramètres des fonctions d'appartenance ;
- Bloc de décision ou le moteur d'inférence : inférence des opérations sur les règles ;
- Fuzzification : transformation des entrées précises en degrés d'appartenance ;
- Défuzzification : transformation des résultats flous en sorties précises.

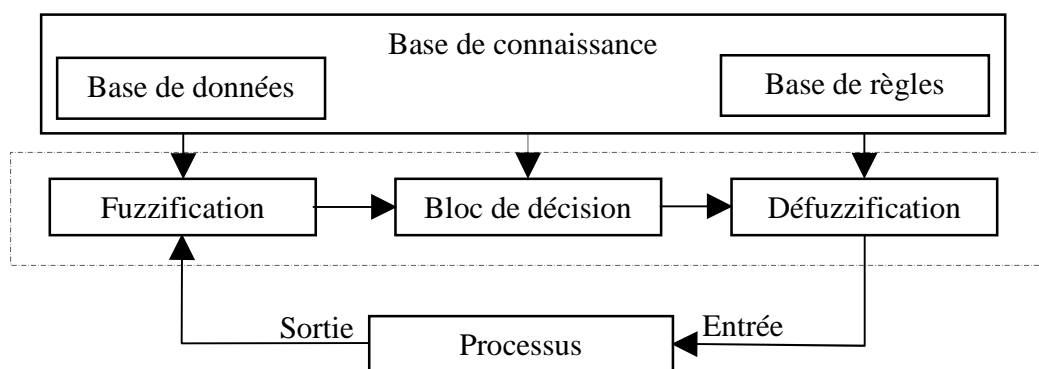


Figure IV.4 Structure générale d'un système basé sur la logique floue

### IV.5.1 Régulateur flou

Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en général la présentation adoptée se scinde en trois parties : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie (figure IV.5). L'ensemble des entrées du procédé est noté U (ensembles des actions calculées par le régulateur flou appliqué au procédé commandé). L'ensemble des sorties

observées  $S$ , l'ensemble des consignes  $C$  et l'ensemble des entrées du régulateur flou  $X$  (par exemple : taille, température, vitesse... etc.). L'ensemble des gains de normalisation des entrées  $G_E$  et les gains de sorties  $G_S$  du régulateur permettent d'adapter le domaine normalisé de définition des différentes variables [30].

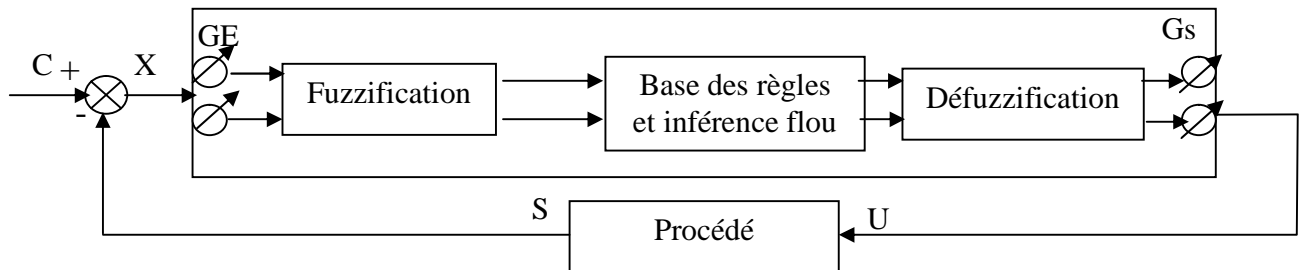


Figure IV.5 Schéma de principe de la régulation floue (FLC)

#### IV.5.2 Structure de base d'un régulateur flou de vitesse

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes MIMO multi-entrées/multi-sorties comme le montre le schéma de la figure IV.6 [30].

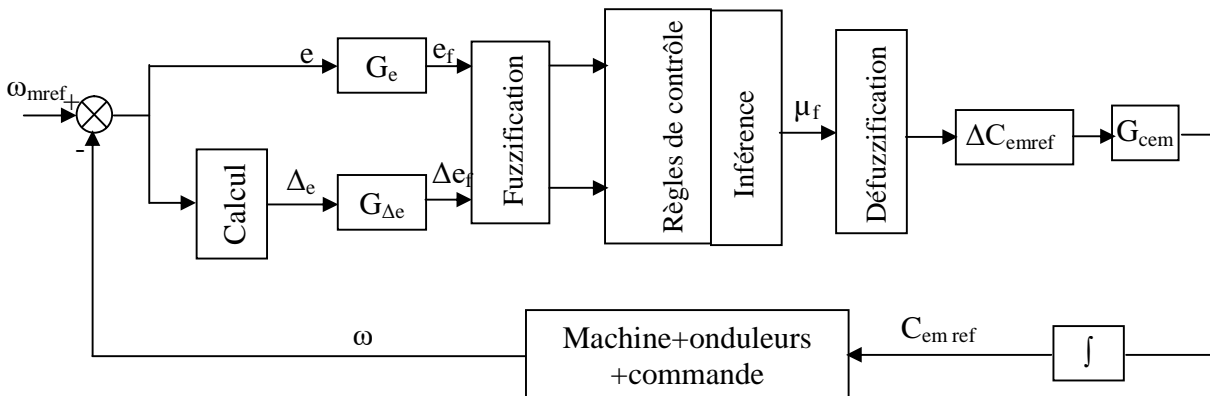


Figure IV.6 Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC)

Les méthodes choisies pour le succès des algorithmes flous permettent de formuler un ensemble de décisions en termes linguistiques, utilisant les ensembles flous pour décrire l'amplitude de l'erreur, de sa variation et de la commande appropriée. En combinant ces règles, on peut dresser des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du régulateur correspondant aux situations d'intérêt.

Pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone double étoile, on utilise une structure à deux régulateurs de même type (régulateur de type Mamdani). Ces régulateurs sont le régulateur flou de vitesse et le régulateur flou de flux. Les sorties des deux régulateurs sont les courants statoriques de référence suivant l'axe  $q$  et  $d$  ( $i_{qsref}, i_{dsref}$ ), et après la transformation inverse de Park on aboutit aux courants réels statoriques qui donnent la vitesse réelle du moteur. Les deux régulateurs possèdent des fonctions d'appartenance identiques ; la différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelle).



Le calcul de la commande pour les deux régulateurs est le même. Il se déroule comme suit :

- 1- Échantillonner la sortie ;
- 2- Calculer l'erreur notée par  $e_i$  ;

$$e_i = \text{consigne} - \text{sortie}$$

- 3- Calculer la variation de cette erreur notée par  $\Delta e_i$  ;

$$\Delta e_i = e_i - e_{i-1}$$

Où :  $e_{i-1}$  est l'erreur à l'instant précédent ;

- 4- Calculer les valeurs de normalisation de  $e_i$  et  $\Delta e_i$  par :

$$Xe_i = G_e e_i \quad X\Delta e_i = G\Delta e \Delta e_i$$

Où :  $G_e$  et  $G\Delta e$  représentent les facteurs d'échelle (normalisation).

On fait varier ces facteurs jusqu'à ce que l'on trouve un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet, ces derniers ont un grand effet sur les performances de la commande ;

- 5- Calculer la variation de la commande  $\Delta u_i$  ;

Pour cela on parcourt les étapes suivantes :

#### IV.5.2.1 Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en sept ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes [28] :

- Négatif grand noté **NG** ;      - Positif petit noté **PP** ;
- Négatif petit noté **NP** ;      - Positif moyen noté **PM** ;
- Négatif moyen noté **NM** ;      - Positif grand noté **PG** ;
- Environ zéro noté **EZ**.

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre l'exemple de la figure IV.7.

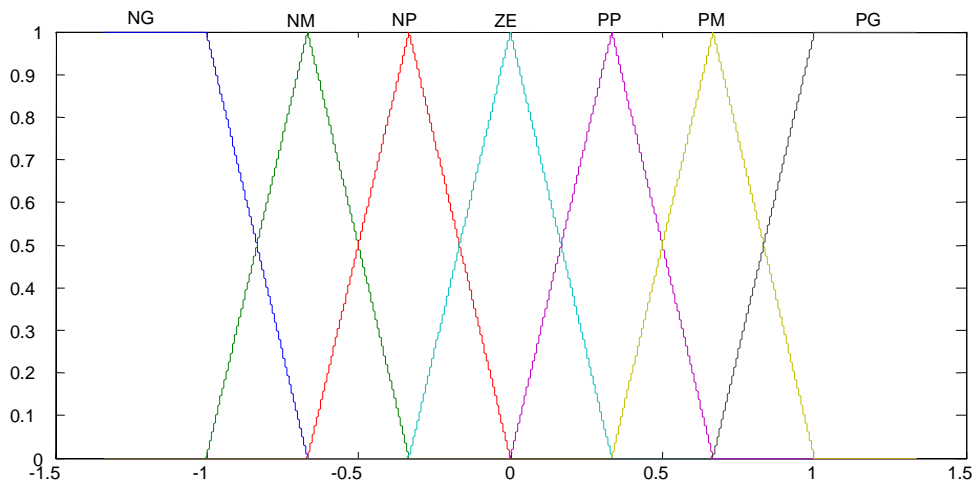


Figure IV.7 Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance

#### IV.5.2.2 Base des règles et inférence floue

Dans cette partie du régulateur les valeurs des variables linguistiques d'entrée et de sortie sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à régler ainsi que des buts de réglage envisagés, en particulier le circuit de réglage qui doit être stable et bien amorti. La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Il n'est pas possible d'indiquer des règles précises, l'expérience joue ici un rôle important.

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons [32] :

➤ **Linguistiquement :**

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant,

**SI** (la température est élevée **ET** la vitesse est faible) **ALORS** la tension est grande positive

**OU**

**SI** (la température est moyenne **ET** la vitesse est faible) **ALORS** la tension est positive

➤ **Symboliquement :**

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

Exemple :

**Si**  $T$  est **F** **ET**  $V$  est **F** **Alors**  $U = Z$ ,

**Ou**

**Si**  $T$  est **M** **ET**  $V$  est **F** **Alors**  $U = P$

**Ou**

**Si**  $T$  est **E** **ET**  $V$  est **F** **Alors**  $U = GP$

**Ou**

**Si**  $T$  est **F** **ET**  $V$  est **E** **Alors**  $U = Z$

**Ou**

**Si**  $T$  est **M** **ET**  $V$  est **E** **Alors**  $U = Z$

**Ou**

**Si**  $T$  est **E** **ET**  $V$  est **E** **Alors**  $U = P$ .

Où :

$T$  : température ;       $V$  : vitesse ;       $U$  : tension ;       $E$  : élevée ;       $M$  : moyenne ;  
 $F$  : faible ;               $Z$  : zéro ;       $P$  : positif ;       $GP$  : grand positif.

➤ **Par matrices d'inférence :**

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrée l'erreur de vitesse «  $e_\omega$  » et la variation de cette dernière «  $\Delta e_\omega$  ». L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie «  $\Delta u$  » définie par la règle. Il y a autant de cases que de règle comme le montre le tableau IV.1.

$\Delta e_\omega \backslash e_\omega$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau IV.1 Tableau de calcul de la variation de la commande  $\Delta u$

### IV.5.2.3 Défuzzification

La dernière étape du contrôle, appelée défuzzification consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres du type « Petit » ou « Grand », etc. on doit lui envoyer une valeur physique.

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante  $\mu_{res}(x_r)$  pour la variable de sortie  $x_r$ . L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. On doit souvent prévoir un traitement de signal de sortie et sa conversion numérique – analogique.

Le choix d'une méthode de défuzzification est un point très délicat lors de l'élaboration d'une technique de contrôle en logique floue. Celui-ci conditionnera en effet grandement l'évolution dynamique de la commande. On distingue trois méthodes différentes (figure IV-8) : celle du maximum, celle de la moyenne des maxima et celle du centre de gravité (ou centroïde). Il est toutefois reconnu que la méthode de centre de gravité donne les meilleurs résultats [27] dans les systèmes de commande floue. Elle génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance

résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante :

$$X_{GR} = \frac{\int X_r \mu_{res}(X_r) dX_r}{\int \mu_{res}(X_r) dX_r}$$

L'avantage principal de cette méthode est qu'elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision, malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants.

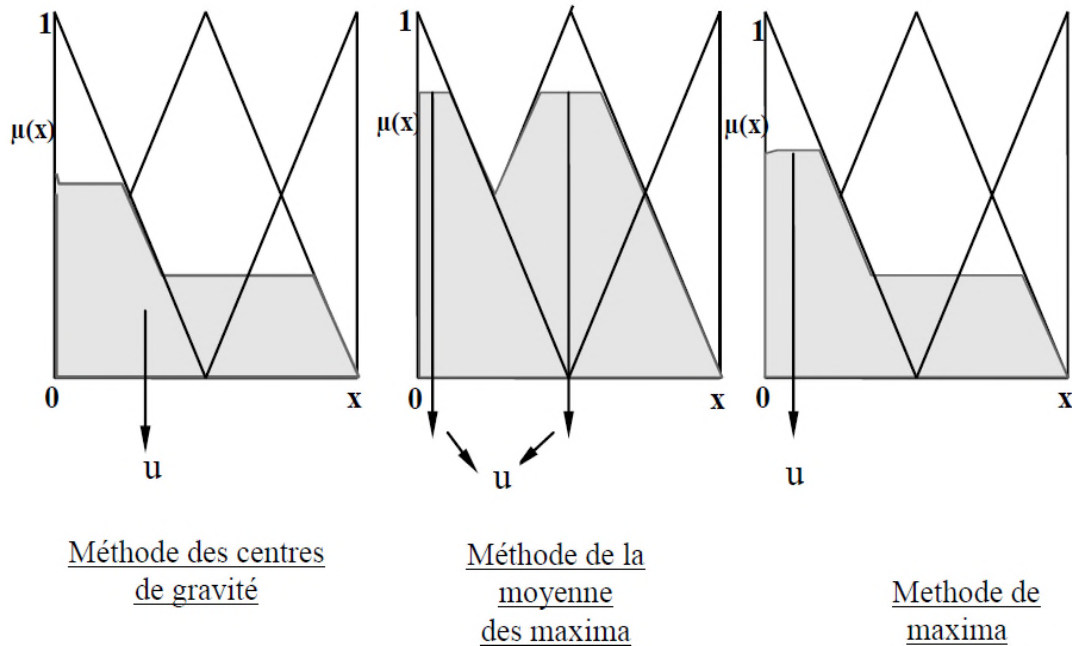


Figure IV.8 Principe des différentes méthodes de défuzzification

## IV.6 Avantages et inconvénients du réglage par la logique floue

### IV.6.1 Avantages

- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer un modèle convenable) ;
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistique) de l'opérateur de processus ;
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser) ;
- L'obtention fréquente de meilleure prestation dynamique (régulateur non linéaire) ;
- La disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour micro-processeur ou PC (solution logiciel), soit pour les circuits intégrés (processeurs dédiés, fuzzy processors, solution matérielle) [31].

### IV.6.2 Inconvénients

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile) ;
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable) ;
- la possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non linéaire ;
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférences contradictoires possible).

En tout cas, on peut confirmer que le réglage par logique floue présente une solution valable par rapport au réglage conventionnel. Cela est confirmé non seulement par un fort développement dans beaucoup de domaines d'application, mais aussi par des travaux de recherche sur le plan théorique. Ainsi, il est possible de combler quelques lacunes actuelles, comme le manque de directives pour la conception et l'impossibilité de la démonstration de la stabilité en l'absence d'un modèle valable [29].

### IV.7 Description du régulateur flou-mode glissant

L'inconvénient des contrôleurs par mode glissant est que le signal de commande discontinu produit la dynamique de vibration ; le broutement est aggravé par petit délai dans le système. Afin d'éliminer le phénomène de vibration, on a proposé différents arrangements dans la littérature. Par conséquent, un nouveau contrôleur flou en mode de glissement (CFMG) est formé avec la robustesse du contrôleur de mode de glissement (CMG) et la douceur de la logique floue (LF) [33].

La mission de la commande floue-mode glissant est la même que celle d'un contrôleur par mode de glissement à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramenée à un système asservi [25], voir figure IV.9.

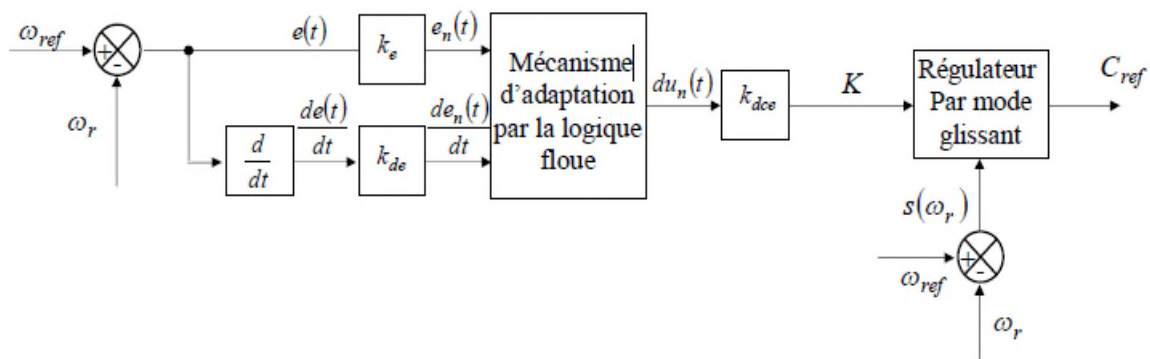


Figure IV.9.a Architecture d'une commande floue mode-glissant

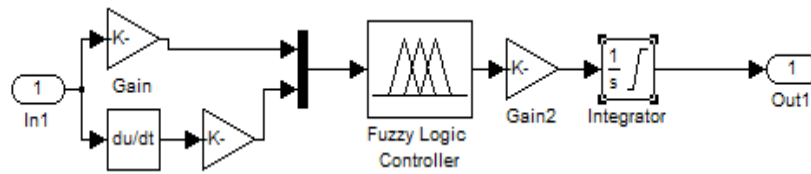


Figure IV.9.b Schéma bloc du régulateur flou sous Matlab Simulink

Pour appliquer la commande floue-mode glissant, il suffit de remplacer les gains (paramètres) constants ( $K_{\omega_r}, K_{\phi_r}$ ) des régulateurs en mode de glissement par des régulateurs flous.

La figure IV.10 représente la structure de la commande par association floue-mode glissant sous Matlab/Simulink.

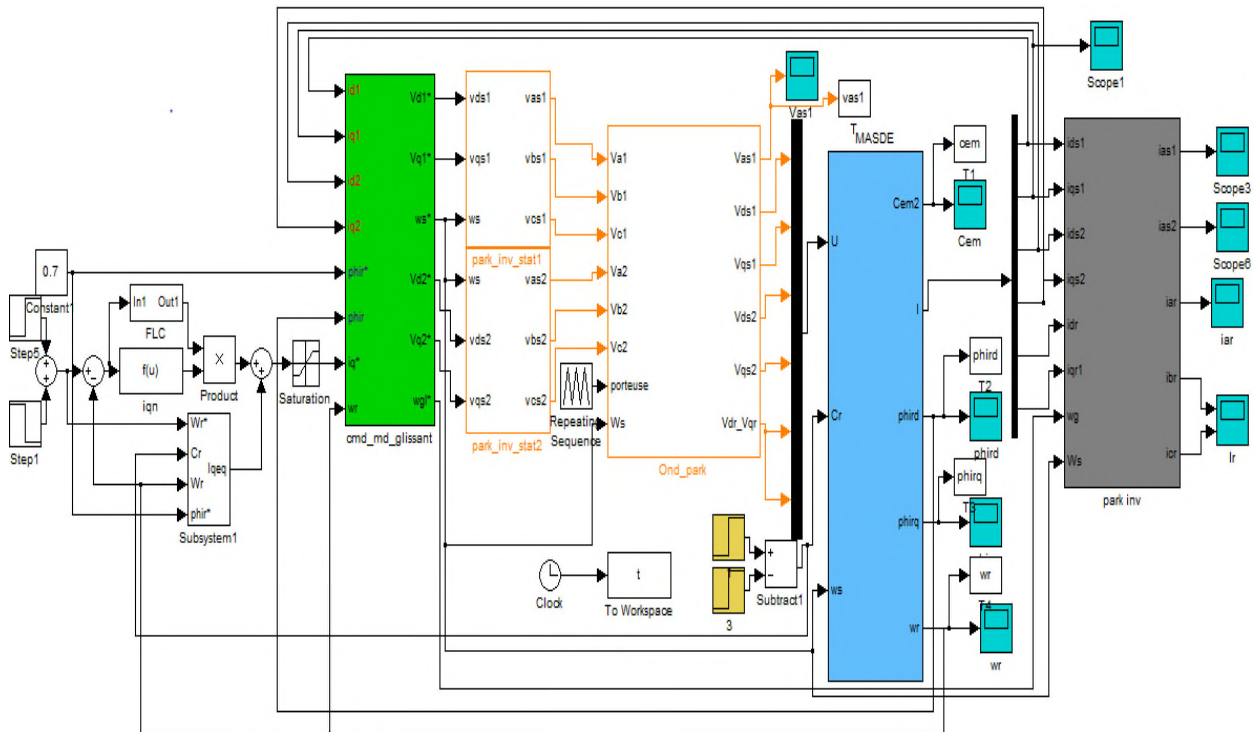


Figure IV.10 Schéma bloc de la commande floue-mode glissant de la MASDE alimenté par deux onduleurs MLI

## IV.8 Résultats de simulation et interprétations

Les figures IV.11 à IV.16 représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par la commande floue-mode glissant, suivi de l'application de la charge  $C_r = 14N.m$  sur l'intervalle du temps  $t = [0.75, 4.5](s)$ , en imposant une vitesse de référence variable, telle que  $\omega_r^* = [250, 270, 230](rad/s)$  respectivement suivant les intervalles de temps  $t = [0, 1.5] [1.5, 3.5]$  et  $[3.5, 5](s)$ .

La vitesse du rotor (avec et sans l'application de la charge) suit celle générée par la référence (à partir de  $t = 0.55s$  afin de démarrage, et après une brève période après chaque variation de vitesse), sans dépassement.

Le couple électromagnétique a une allure avec quelques ondulations au démarrage, et à partir de  $t = 0.55s$  il oscille autour de zéro ; La présence du couple résistant à partir de  $t = 0.75s$  conduit à un couple électromagnétique de valeur d'environ  $14N.m$  correspondant au couple résistant, et sur les brèves périodes après chaque variation de la vitesse on remarque que la valeur du couple change (augmentation si la vitesse augmente, diminution si le contraire) (Figure IV.11).

Les courants  $i_{as1}$ (figure IV.14),  $i_{qs1}$  (figure IV.13), les flux  $\varphi_{rd}$  (figure IV.15) et  $\varphi_{rq}$ (figure IV.16) sont presque similaires aux résultats obtenus par la commande en mode de glissement voir les figures III.21, III.23, III.25, III.26 respectivement.

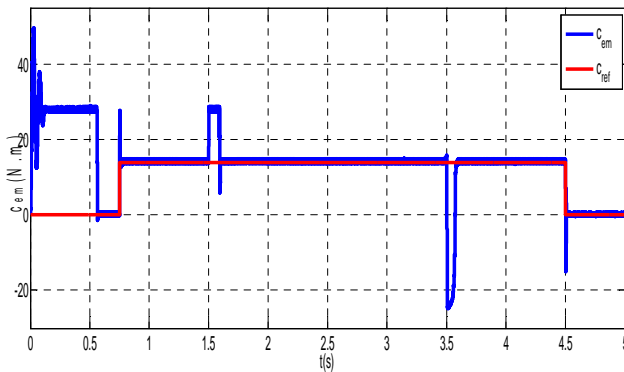


Figure IV.11 Evolution du couple  $C_{em}$  (N.m)

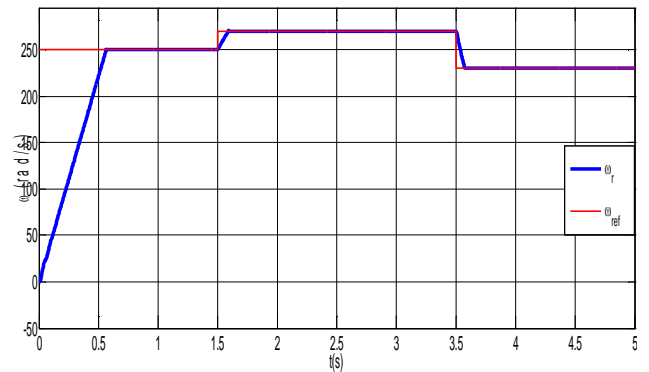
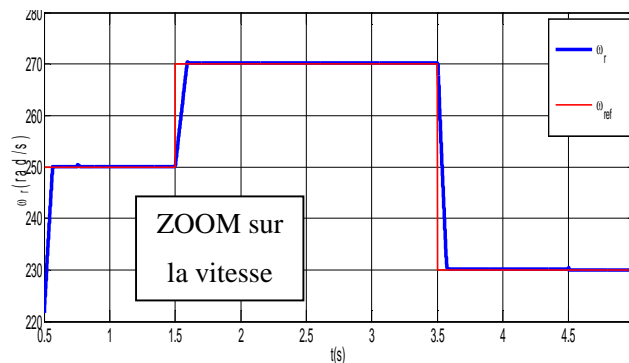


Figure IV.12 Evolution de la vitesse  $\omega_r$  (rad/s)



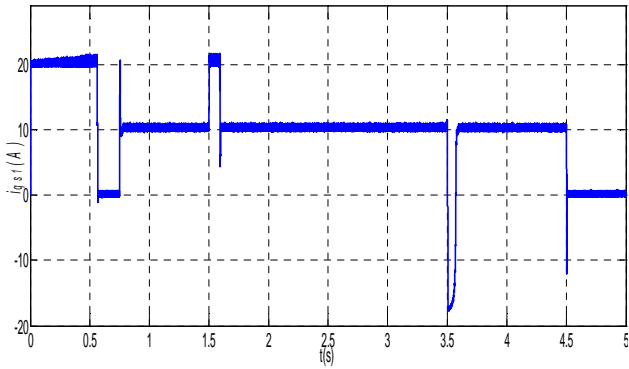


Figure IV.13 Evolution du courant  $i_{qs1}$  (A)

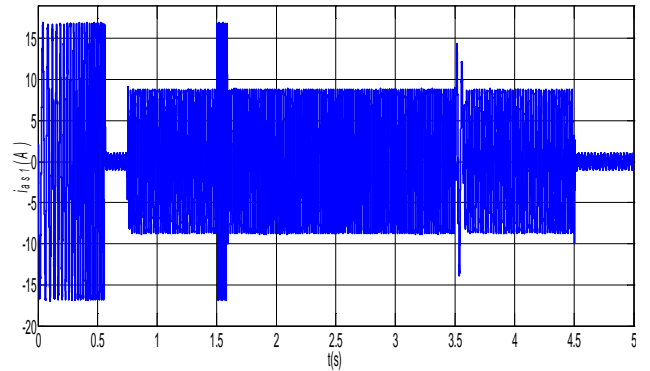


Figure IV.14 Evolution du courant  $i_{as1}$  (A)

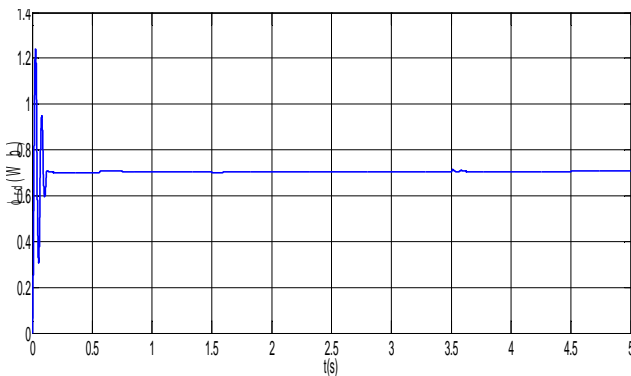


Figure IV.15 Flux rotorique direct  $\varphi_{rd}$  (Wb)

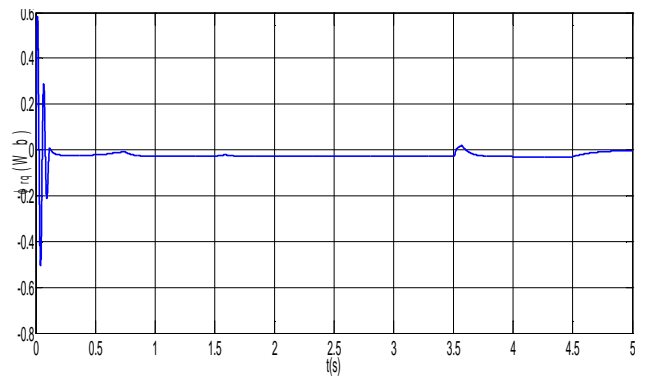


Figure IV.16 Flux rotorique quadratique  $\varphi_{rq}$  (Wb)

## IV.9 Test de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par floue-mode glissant de la MASDE, vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse  $270\text{rad/s}$  à  $-270\text{rad/s}$  à partir de  $t=1\text{s}$ . On constate d'après les figures IV.17, IV.22 que le couple électromagnétique et le flux  $\varphi_{rq}$  marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation (un couple électromagnétique négatif d'environ  $-28\text{N.m}$ ), puis se stabilisent (autour de zéro) en régime permanent. On note que la vitesse de rotation atteint sa valeur de référence  $270\text{rad/s}$  ( $-270\text{rad/s}$ ) au bout de  $t = 0.6\text{s}$  ( $t = 1.2\text{s}$  après l'inversion de la vitesse).

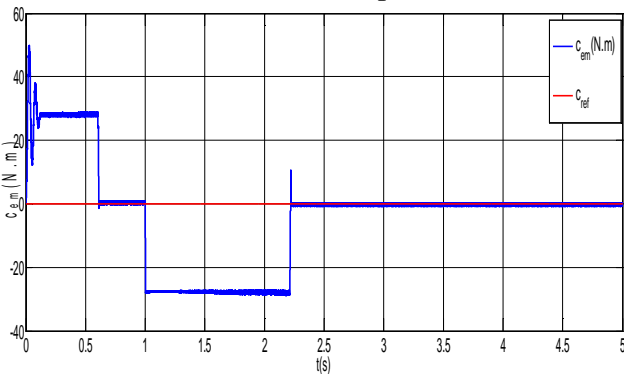


Figure IV.17 Evolution du couple  $C_{em}$  (N.m)

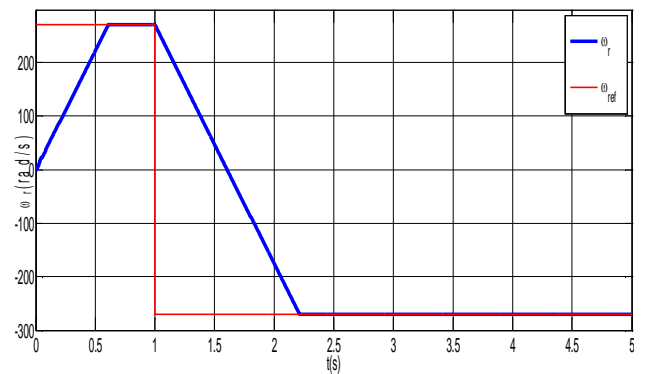


Figure IV.18 Evolution de la vitesse  $\omega_r$  (rad/s)



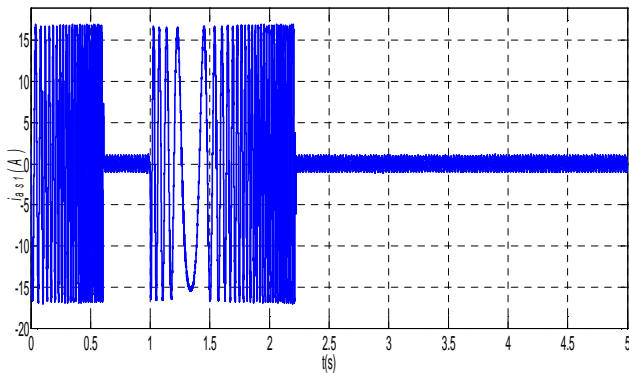


Figure IV.19 Evolution du courant  $i_{as1}$  (A)

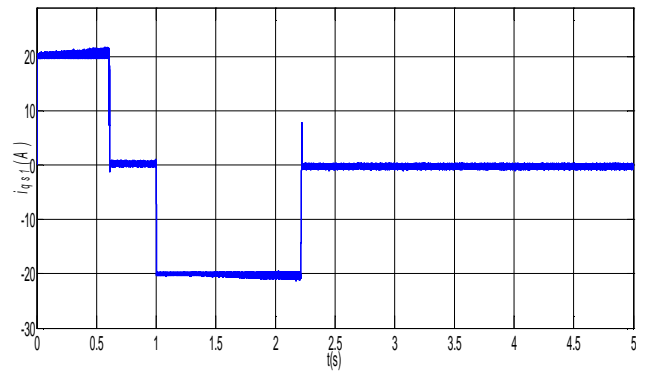


Figure IV.20 Evolution du courant  $i_{qs1}$  (A)

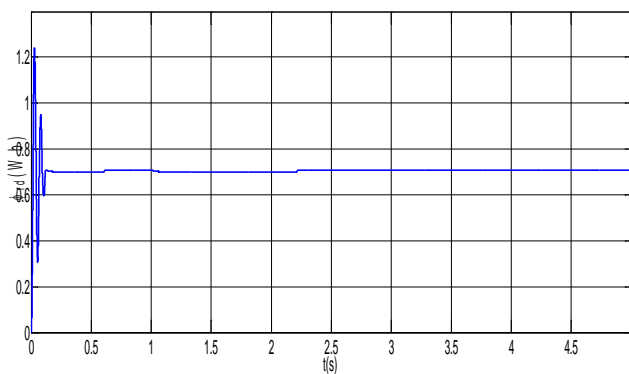


Figure IV.21 Flux rotorique directe  $\phi_{rd}$  (Wb)

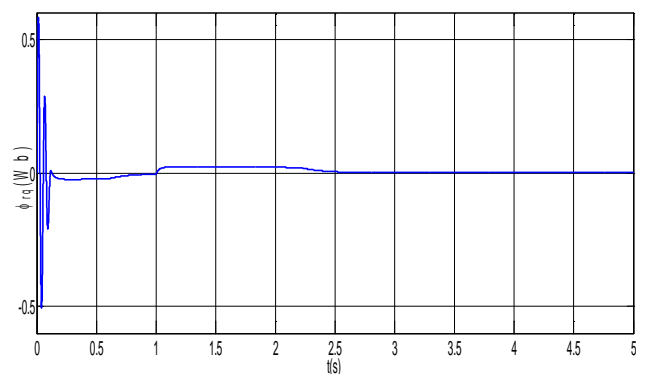


Figure IV.22 Flux rotorique quadratique  $\phi_{rq}$  (Wb)

## IV.10 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle approche a été proposée pour la régulation de vitesse de la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui est la commande floue-mode glissant.

Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Ce chapitre contient aussi les domaines d'application, ainsi que les avantages et inconvénients du réglage par la logique floue.

Puis on a donné la description du régulateur flou en mode glissant, avant l'application de la commande floue-mode glissant sur la MASDE à flux rotorique orienté, afin de réguler la vitesse.

Les résultats de simulation obtenus montrent que l'application du régulateur proposé et développé pour la commande de vitesse de la MASDE a donné de bons résultats et des performances très satisfaisantes (erreur de vitesse presque nulle, et les autres caractéristiques sont aussi bonnes).

# *Conclusion générale*

## Conclusion générale

Dans le cadre de la recherche sur la commande des machines multiphasées, nous avons fixé comme objectif principal l'étude de la machine la plus courante parmi les machines multiphasées qui est la machine asynchrone double étoile MASDE, alimentée par deux onduleurs MLI. Dans ce contexte, nous avons cherché à poursuivre le développement de certaines méthodologies élaborées dédiées à la recherche d'une commande efficace pour la machine asynchrone double étoile.

Nous nous sommes tout d'abord intéressés dans le premier chapitre aux machines multiphasées afin de présenter leurs caractéristiques. Nous avons vu que le fait de multiplier le nombre de phases statoriques conduit à éliminer certaines interactions entre harmoniques d'espace et de temps de la fmm. Cela nous a permis d'introduire la MASDE dont les étoiles statoriques sont décalées de  $30^\circ$ , et de montrer ses avantages, notamment l'élimination des harmoniques d'espace de rang cinq et sept et du couple harmonique de rang six.

Dans le deuxième chapitre nos efforts ont été consacré à la modélisation de la MASDE, le modèle était développé en décrivant les équations de la MASDE dans un système d'axes orthogonaux grâce à la matrice de transformation de Park, ce que nous a facilité l'étude des régimes dynamiques et la simulation numérique. Puis l'association de la machine avec deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.

Le troisième chapitre est dédié d'une part à la commande vectorielle indirecte de la MASDE dont le principe consiste à avoir un couple similaire à celui de la machine à courant continu. Pour ce faire, nous nous sommes basés sur le principe d'orientation du flux rotorique. Les résultats obtenus ont montré sa robustesse vis-à-vis des variations de la vitesse et de la charge, et d'autre part à la commande par mode glissant ; nous avons appliqué cette dernière associée au contrôle à flux rotorique orienté de la MASDE en fonctionnement moteur. Les performances de ce type de réglage obtenues par simulation ont été exposées et commentées.

Pour améliorer les résultats obtenus, un régulateur flou-mode glissant a été introduit. Les résultats de simulations obtenus ont montré quelques améliorations sur le comportement de la machine. D'après les résultats de simulation obtenus par l'utilisation du régulateur flou-mode glissant on a constaté que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport aux autres commandes, où il offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet immédiat et 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 réalisation pratique intéressantes pouvant contribuer à mieux exploiter le moteur asynchrone double étoile (MASDE) sont envisageables :

- L'application des techniques présentées dans cette thèse sur d'autres systèmes comme les robots, etc... ;
- L'implémentation matérielle de cette nouvelle stratégie de commande, dans le but de valider la synthèse se base sur le modèle physique de la MASDE ;

## Conclusion générale

---

- L'étude de cette machine en fonctionnement génératrice, et son intégration dans un système de production d'énergie ;
- Modélisation de la commande de cette machine en régime dégradé ;
- L'introduction des onduleurs multiniveaux.
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, les réseaux de neurones, commande par la méthode du backstepping, le feedback linéarisation ;
- Combinaisons entre les différentes techniques associées à la commande par mode de glissement, à titre d'exemples : la commande par mode de glissement adaptative, la commande floue adaptative ;
- L'utilisation des algorithmes génétiques pour optimiser les différents gains des régulateurs IP, PI et floue-PI et gains du mode de glissement ;

## Bibliographie

- [1] F.Berrabah, « Commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse Doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2016.
- [2] K.Laroussi, « Développement d'un superviseur flou appliqué à la commande d'un moteur à induction », Thèse Doctorat, Université M'hamed Bougara-Boumerdes 2014.
- [3] R.Chauprade, F.Milsant, « Commande électronique des moteurs à courant alternatif – À l'usage de l'enseignement supérieur », écoles d'ingénieurs, Paris, éd. Eyrolles, coll. « Ingénieurs EEA », 1980.
- [4] H.Charles, « Machines électriques et essais de machines », société française des électriciens – école supérieure d'électricité, Paris, 1960.
- [5] M.Jean-Pierre, « Petite histoire de la physique », Larousse, 1992.
- [6] M.Bernard, « Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réluctance variable », revue 3EI, 1995.
- [7] D.Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure », Thèse Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I 2001.
- [8] E.Merabet, « Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de Magister, Université Batna, 2008.
- [9] E.Kadri dia, Y.A.R.Melouah, « Commande par mode glissant d'un moteur synchrone double étoile alimenté par onduleur hexaphase », Mémoire Master, Université Kasdi Merbah Ouargla 2016.
- [10] H.Amimeur, « Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile », Thèse Doctorat, Université Hadj Lakhdar Batna, 2012.
- [11] S.Kercha, W.Goubi, « Etude et modélisation des machines électriques double étoile », Mémoire de Master Université Kasdi Merbah Ouargla 2013.
- [12] H.Amimeur, « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile », Mémoire de Magister, Université El Hadj Lakhdar Batna, 2008.
- [13] H.Bahlouli, R.Ghezzou, « Commande d'une éolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone double alimentée », Mémoire de Master, Université A.Mira Bejaia, 2017.
- [14] D.E.Bouamra, N.Beddi, « Etude d'une machine asynchrone double étoile : (modélisation, alimentation et commande) », Mémoire de Master, Université EL-Oued, 2014.
- [15] J.J.E. Slotine, W.Li, « Applied Nonlinear Control », Prentice Hall 1991.
- [16] J.J.E, J.K.Hedrick, E.A.Masawa, « Nonlinear state estimation using sliding observers » Proceed. of 25 .Conf .on Decision and Contr. Athens, 1986.
- [17] J.Camille Barros, « Applications de la logique floue à la commande optimale du moteur asynchrone », Thèse Doctorat, Université d'aix Marseille, 2003.
- [18] A.Meroufel, « Contrôle de la machine asynchrone », Maître de conférences, Université Djillali Liabès – Sidi Bel-Abbès, 2009.
- [19] S.Drid, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie et expérimentation », Thèse Doctorat, Université Batna, 2005.
- [20] G.K, K.Nam, S.K.Lim, « A Simple Indirect Field-Oriented Control Scheme for Multiphase Induction Machine », Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, No.4, 2005.
- [21] H.Abdelli, « Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation », Mémoire de Magister, Université Mohamed Boudiaf Oran.

- [22] Ch.Bennour, « Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation », Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2012.
- [23] C.P.Coleman, D.Groddle, « A comparison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control », IEEE, pp.1654-1659, 1994.
- [24] C. C. D. Wit, « Commande des moteurs asynchrones. 2 – Optimisation, discrétisation et observateurs », Hermès Science Publication, Paris, 2000.
- [25] T.Laamayad, « Commande optimale d'une machine asynchrone apport de la logique floue », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [26] F.Chevrie, F.Guely, « la logique floue », cahier technique N°191, groupe Schneider, CT Edition 1998.
- [27] H.Melki, « Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf - M'Sila, 2018.
- [28] Y.Laggoun, H.Limane, « Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue », Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [29] T.C.Minh, « Commande numérique de machines asynchrones par logique floue », Thèse Doctorat, Université Laval Québec, 1997.
- [30] I.Laghoug, « Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf - M'Sila, 2016.
- [31] D.Mokeddem, « Contrôle flou des processus biotechnologiques à base d'algorithmes génétiques », Thèse Doctorat, Université Ferhat Abbas De Sétif, 2010.
- [32] L.Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [33] Y.Bekakra, « Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées », Mémoire de Magister, Université d'El-oued, 2010.

## Annexe

### Paramètres de la machine [8]

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