

---

République Algérienne Démocratique et Populaire  
*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*  
*Faculté des Sciences de l'Ingénieur*  
**Université El Hadj Lakhdar de Batna**



*Département d'Electrotechnique*

## ***Mémoire***

*présenté en vue de l'obtention du diplôme de*

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Maîtrise des Energies

Par **Hocine AMIMEUR**

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

---

# **Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement**

---

Soutenu le : 28 / 05 / 2008 / devant le jury composé de :

Président	Dr Mohamed KADJOUJ	MC Université de Batna
Rapporteur	Dr Rachid ABDESSEMED	Pr Université de Batna
Co-Rapporteur	Dr Djamel AOUZELLAG	CC Université de Bejaia
Examineurs	Dr Messaoud BOULOUEH	MC Université de Guelma
	Dr Arezki MENACER	CC Université de Biskra
	Dr Sofiane TAÏBI	MC Université de Batna
Invité	Mr Kaci GHEDAMSI	CC Université de Bejaia

---

# 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.*

Je tiens, tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Rachid ABDESSEMED Professeur à l'Université de Batna et Directeur du Laboratoire de Recherche d'Electrotechnique (LEB), pour ces conseils précieux ainsi que pour la confiance et l'aide qu'il m'a accordé pour mener ce travail à terme.

Je remercie également, Monsieur Djamel AOUZELLAG, Chargé de Cours au département d'Electrotechnique de Bejaia, pour ces encouragements continus ainsi que pour ces conseils judicieux.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Mohamed KADJOUJ, Maître de Conférences à l'Université de Batna, pour l'honneur qu'il nous a fait en acceptant d'être président du jury.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer ma reconnaissance envers,  
Monsieur Messaoud BOULOUH, Maître de Conférences à l'Université de Guelma,  
Monsieur Arezki MENACER, Chargé de Cours à l'Université de Biskra,  
Monsieur Sofiane TAÏBI, Maître de Conférences à l'Université de Batna,  
Monsieur Kaci GHEDAMSI, Chargé de Cours à l'Université de Bejaia,  
pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

J'aimerais à présent remercier mes proches et en premier lieu mes parents de m'avoir soutenu et d'avoir cru en moi. Je remercie aussi mes frères, mes soeurs, mes tantes et toute la famille.

Mes remerciements vont également à mes amis, mes collègues et mes enseignants.

Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur Hamoudi NACERI pour son aide et ces encouragements.

Enfin, que tous ceux et celles qui m'ont aidé et soutenu durant tout mon parcours trouvent ici l'expression de mes remerciements les plus sincères.

*A la mémoire de mes **grands-parents**,  
à mes **parents**,  
à mes **frères et sœurs**,  
à toute ma **famille**,  
à mes **amis**,  
à ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études,  
**je dédie ce mémoire.***

# Table des matières

Table des matières	i
Table des figures	v
Liste des tableaux	viii
Liste des symboles	I
Notations	V
Introduction générale	1
<b>1 Etat de l'art</b>	<b>4</b>
1.1 Introduction . . . . .	4
1.2 Aperçu sur les différentes sources d'énergies . . . . .	4
1.2.1 Les sources d'énergies fossiles . . . . .	4
1.2.2 Les sources d'énergies terrestres . . . . .	5
1.2.3 Les sources d'énergies nucléaires . . . . .	5
1.2.4 Les sources d'énergies renouvelables . . . . .	5
1.3 Aspects constitutifs et technologiques des éoliennes . . . . .	6
1.4 Différentes génératrices utilisées dans les systèmes éoliens . . . . .	7
1.4.1 Systèmes éoliens utilisant les génératrices synchrones et celles à aimants permanents (GS et GSAP) . . . . .	7
1.4.2 Systèmes éoliens utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) . . . . .	8
1.4.3 Systèmes éoliens utilisant les génératrices asynchrones à cage (GAS et GASDE) . . . . .	10
1.5 Conclusion . . . . .	12
<b>2 Modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE)</b>	<b>13</b>
2.1 Introduction . . . . .	13

2.2	Description de la machine asynchrone double étoile . . . . .	13
2.3	Hypothèses simplificatrices . . . . .	14
2.4	Modèle triphasé de la MASDE . . . . .	15
2.4.1	Equations électriques . . . . .	15
2.4.2	Equations magnétiques . . . . .	15
2.4.3	Expression du couple électromagnétique . . . . .	16
2.4.4	Equation mécanique . . . . .	16
2.5	Modèle biphasé de la MASDE . . . . .	16
2.5.1	Transformation de Park . . . . .	16
2.5.2	Modèle de la MASDE selon le système d'axes généralisé $\llcorner u, v \lrcorner$ . . . . .	17
2.5.3	Choix du système d'axes . . . . .	18
2.5.4	Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes $\llcorner d, q \lrcorner$ . . . . .	19
2.5.5	Puissance absorbée et couple électromagnétique . . . . .	20
2.6	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	21
2.7	Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande M.L.I . . . . .	25
2.7.1	Modélisation de l'onduleur . . . . .	25
2.7.2	Commande par modulation sinus-triangle . . . . .	26
2.7.3	Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I . . . . .	28
2.8	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	28
2.9	Conclusion . . . . .	30
<b>3</b>	<b>Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile</b> . . . . .	<b>31</b>
3.1	Introduction . . . . .	31
3.2	Principe de la commande . . . . .	31
3.3	Choix d'orientation du flux . . . . .	33
3.4	Différentes méthodes de la commande vectorielle . . . . .	33
3.4.1	Méthode de commande directe . . . . .	33
3.4.2	Méthode de commande indirecte . . . . .	33
3.5	Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse . . . . .	34
3.5.1	Identification des paramètres des régulateurs PI . . . . .	36
3.5.2	Application . . . . .	37
3.5.3	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	38
3.6	Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse . . . . .	40
3.6.1	Identification des paramètres du régulateur de vitesse . . . . .	41
3.6.2	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	42
3.7	Commande vectorielle directe avec régulation de vitesse . . . . .	45

3.7.1	Estimateur de flux . . . . .	46
3.7.2	Identification des paramètres du régulateur de flux . . . . .	47
3.7.3	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	49
3.8	Conclusion . . . . .	53
<b>4</b>	<b>Commande par mode de glissement de la machine asynchrone double étoile</b>	<b>54</b>
4.1	Introduction . . . . .	54
4.2	Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable . . . . .	55
4.3	Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement . . . . .	55
4.3.1	Choix des surfaces de glissement . . . . .	56
4.3.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant . . . . .	56
4.3.3	Détermination de la loi de commande . . . . .	57
4.4	Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant . . . . .	61
4.4.1	Surface de régulation de la vitesse . . . . .	61
4.4.2	Surface de régulation du flux rotorique . . . . .	62
4.4.3	Surfaces de régulation des courants statoriques . . . . .	63
4.4.4	Application . . . . .	65
4.4.5	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	65
4.5	Conclusion . . . . .	71
<b>5</b>	<b>Modélisation de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE)</b>	<b>72</b>
5.1	Introduction . . . . .	72
5.2	Modélisation de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE) . . . . .	73
5.2.1	Description et modèle biphasé de la GASDE selon $\llcorner u, v \lrcorner$ . . . . .	73
5.2.2	Modèle biphasé lié au système d'axe $\llcorner d, q \lrcorner$ . . . . .	74
5.2.3	Mise du modèle biphasé sous forme compacte . . . . .	77
5.3	Détermination de la valeur des capacités d'auto-amorçage . . . . .	78
5.4	Modélisation de l'auto-amorçage de la GASDE . . . . .	78
5.5	Modélisation des charges statiques . . . . .	79
5.5.1	Charges résistives . . . . .	79
5.5.2	Charges résistives-inductives . . . . .	79
5.5.3	Charges résistives avec compensation série . . . . .	80
5.5.4	Charges résistives-inductives avec compensation série . . . . .	81
5.5.5	Charges résistives avec compensation parallèle . . . . .	81
5.5.6	Charges résistives-inductives avec compensation parallèle . . . . .	81

5.6	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	82
5.6.1	Fonctionnement à vide et influence de la capacité d'auto-amorçage .	82
5.6.2	Fonctionnement en charges purement résistives . . . . .	84
5.6.3	Fonctionnement en charges résistives-inductives . . . . .	84
5.6.4	Fonctionnement en charges résistives avec compensation série . . . .	86
5.6.5	Fonctionnement en charges résistives-inductives avec compensation série . . . . .	87
5.6.6	Fonctionnement en charges résistives avec compensation parallèle .	90
5.6.7	Fonctionnement en charges résistives-inductives avec compensation parallèle . . . . .	90
5.6.8	Influence de la variation de la vitesse . . . . .	92
5.7	Conclusion . . . . .	94
<b>Conclusion générale</b>		<b>95</b>
<b>A Force magnétomotrice des enroulements de la MASDE</b>		<b>I</b>
A.1	Relation générale des équations des ondes pulsatoires et des ondes mobiles	I
A.2	Les forces magnétomotrices (F.M.M) d'une MASDE . . . . .	II
<b>B Calcul des grandeurs de la MASDE selon la transformation de Park</b>		<b>V</b>
B.1	Calcul des tensions directes et quadratiques de la MASDE pour un décalage électrique $\alpha$ quelconque entre les deux étoiles . . . . .	V
B.2	Calcul des courants directs et quadratiques de la MASDE pour un décalage électrique $\alpha$ quelconque entre les deux étoiles . . . . .	VI
<b>C Les paramètres des machines</b>		<b>VIII</b>
C.1	Les paramètres de la MASDE . . . . .	VIII
C.2	Les paramètres de la GASDE . . . . .	VIII
<b>Bibliographie</b>		<b>i</b>

# Table des figures

1.1	Système éolien basé sur la GS . . . . .	7
1.2	Système éolien basé sur la GSAP . . . . .	8
1.3	Système éolien basé sur la GADA à couplage électronique par le rotor . . . . .	8
1.4	Système éolien basé sur la GADA avec contrôle du glissement par la dissipation de la puissance . . . . .	9
1.5	Système éolien basé sur le couplage en cascade de deux GADA . . . . .	9
1.6	Système éolien basé sur le couplage en cascade de deux GADA, la première à une étoile et la seconde à double étoile . . . . .	9
1.7	Système éolien à couplage direct et à vitesse fixe basé sur la GAS . . . . .	10
1.8	Système éolien à couplage électronique et à vitesse variable basé sur la GAS . . . . .	11
1.9	Système éolien à vitesse fixe basé sur la GASDE . . . . .	11
2.1	Représentation schématique des enroulements de la MASDE . . . . .	14
2.2	Représentation du modèle généralisé de la MASDE selon les axes $\sphericalangle u, v \sphericalangle$ . . . . .	17
2.3	Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux sources sinusoïdales, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[4.5, 6]s$ . . . . .	24
2.4	Onduleur triphasé . . . . .	25
2.5	Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle . . . . .	27
2.6	Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I . . . . .	28
2.7	Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[4.5, 6]s$ . . . . .	29
3.1	Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE . . . . .	32
3.2	Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC) . . . . .	34
3.3	Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI . . . . .	36
3.4	Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques . . . . .	37
3.5	Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE . . . . .	38

3.6	Représentation schématique du bloc de découplage FOC . . . . .	39
3.7	Evolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse . . . . .	40
3.8	Schéma de défluxage . . . . .	40
3.9	Représentation schématique de la commande FOC avec régulation de vitesse	41
3.10	Boucle de régulation de vitesse . . . . .	41
3.11	Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$ . . . . .	43
3.12	Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à $-2500 tr/mn$ à partir de $t = 1.5s$ . . . . .	45
3.13	Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique $r_r$ de 100% à partir de $t = 1s$ , avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$ . . . . .	46
3.14	Représentation schématique de la commande MFOC sur la MASDE . . . . .	47
3.15	Représentation schématique du bloc de découplage MFOC . . . . .	48
3.16	Boucle de régulation de flux . . . . .	49
3.17	Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$ . . . . .	50
3.18	Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à $-2500 tr/mn$ à partir de $t = 1.5s$ . . . . .	51
3.19	Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique $r_r$ de 100% à partir de $t = 1s$ , avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$ . . . . .	52
4.1	Modes de fonctionnement dans le plan de phase . . . . .	55
4.2	Fonction <i>sign</i> (non linéarité tout ou rien) . . . . .	59
4.3	Phénomène de broutement . . . . .	59
4.4	Fonction de saturation ( $\xi > 0$ et petit) . . . . .	60
4.5	Fonction de classe $C^1$ ( $\xi > 0$ et petit) . . . . .	60
4.6	Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant . . . . .	65
4.7	Représentation schématique du bloc FOC(MG) . . . . .	66

4.8	Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$ . . . . .	68
4.9	Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 2500 à $-2500 tr/mn$ à partir de $t = 1.5s$ . . . . .	69
4.10	Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique $r_r$ de 100% à partir de $t = 1s$ , avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$ . . . . .	70
5.1	Système de conversion énergétique basé sur la GASDE . . . . .	73
5.2	Schéma équivalent de la GASDE dans le référentiel de Park généralisé . . .	73
5.3	Variations de l'inductance de magnétisation $L_m$ et de l'inductance dynamique $L$ en fonction du module du courant de magnétisation $ i_m $ . . . . .	76
5.4	Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement à vide . . .	83
5.5	Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges purement résistives . . . . .	85
5.6	Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives-inductives . . . . .	86
5.7	Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives avec compensation série . . . . .	88
5.8	Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives-inductives avec compensation série . . . . .	89
5.9	Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives avec compensation parallèle . . . . .	91
5.10	Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives-inductives avec compensation parallèle . . . . .	92
5.11	Influence de la diminution de la vitesse sur les performances de la GASDE	93

# Liste des tableaux

4.1	Paramètres des régulateurs par mode de glissement . . . . .	65
5.1	Influence de la capacité d'excitation $C_{sh}$ . . . . .	84
5.2	Influence de la charge résistive $R$ . . . . .	84
5.3	Influence de l'inductance $L_{ch}$ . . . . .	87
5.4	Influence de la capacité de compensation série $C_{se}$ en charges résistives . .	87
5.5	Influence de la capacité de compensation série $C_{se}$ en charges résistives- inductives . . . . .	89
5.6	Influence de la capacité de compensation parallèle $C_p$ en charges résistives .	90
5.7	Influence de la capacité de compensation parallèle $C_p$ en charges résistives- inductives . . . . .	91

# Liste des symboles

$C_{em}$	couple électromagnétique ( $N.m$ )
$C_{em}^{max}$	couple électromagnétique maximal ( $N.m$ )
$C_p$	capacité de compensation parallèle ( $\mu F$ )
$C_{p1}, C_{p2}$	capacités de compensation parallèle (étoiles 1 et 2) ( $\mu F$ )
$C_r$	couple résistant (de charge) ( $N.m$ )
$C_{se}$	capacité de compensation série ( $\mu F$ )
$C_{se1}, C_{se2}$	capacités de compensation série (étoiles 1 et 2) ( $\mu F$ )
$C_{sh}$	capacité d'excitation ( $\mu F$ )
$C_{sh1}, C_{sh2}$	condensateurs d'excitation (étoiles 1 et 2) ( $\mu F$ )
$E$	tension continue ( $V$ )
$e$	erreur
$e(x)$	écart de la variable $x$
$f$	fréquence de la tension de référence ( $Hz$ )
$f_p$	fréquence de la porteuse ( $Hz$ )
$f_s$	fréquence du réseau ( $Hz$ )
$I_a$	courant d'induit de la MCC ( $A$ )
$I_f$	courant d'excitation de la MCC ( $A$ )
$i_{a,b,cr}$	courants triphasés rotoriques ( $A$ )
$i_{a,b,c1,2R}$	courants triphasés des charges résistives ( $R$ ) ( $A$ )
$i_{a,b,c1,2RC_{se}}$	courants triphasés des charges $R$ avec compensation série ( $A$ )
$i_{a,b,c1,2RC_p}$	courants triphasés des charges $R$ avec compensation parallèle ( $A$ )
$i_{a,b,c1,2RL}$	courants triphasés des charges résistives-inductives ( $RL_{ch}$ ) ( $A$ )
$i_{a,b,c1,2RLC_{se}}$	courants triphasés des charges $RL_{ch}$ avec compensation série ( $A$ )
$i_{a,b,c1,2RLC_p}$	courants triphasés des charges $RL_{ch}$ avec compensation parallèle ( $A$ )
$i_{a,b,cs1,2}$	courants triphasés statoriques (étoiles 1 et 2) ( $A$ )
$i_{d1}, i_{q1}$	courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park ( $d,q$ ) ( $A$ )
$i_{d2}, i_{q2}$	courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park ( $d,q$ ) ( $A$ )
$i_{deq}, i_{qeq}$	courants statoriques de commande équivalente suivant ( $d,q$ ) ( $A$ )
$i_{d,q1,2L}$	courants des charges résistives-inductives selon ( $d,q$ ) ( $A$ )
$i_{d,q1,2R}$	courants des charges résistives selon ( $d,q$ ) ( $A$ )
$i_{d,q1,2sh}$	courants d'excitations (étoiles 1 et 2) suivant ( $d,q$ ) ( $A$ )
$i_{dr}, i_{qr}$	courants rotoriques dans le référentiel de Park ( $d,q$ ) ( $A$ )
$i_m$	courant de magnétisation ( $A$ )
$i_{md,q}$	courants de magnétisation selon ( $d,q$ ) ( $A$ )
$i_{dn}, i_{qn}$	courants statoriques de commande non linéaire suivant ( $d,q$ ) ( $A$ )

$i_{u1}, i_{v1}$	courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park $(u,v)$ (A)
$i_{u2}, i_{v2}$	courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park $(u,v)$ (A)
$i_{ur}, i_{vr}$	courants rotoriques dans le référentiel de Park $(u,v)$ (A)
$i_{u,v1,2L}$	courants des charges résistives-inductives selon $(u,v)$ (A)
$i_{u,v1,2R}$	courants des charges résistives selon $(u,v)$ (A)
$i_{u,v1,2sh}$	courants d'excitations (étoiles 1 et 2) selon $(u,v)$ (A)
$[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$	vecteurs des courants statoriques et rotoriques (A)
$J$	moment d'inertie ( $kg.m^2$ )
$K_f$	coefficient de frottement ( $Nms/rd$ )
$k_i$	gain intégral
$k_p$	gain proportionnel
$k_{p1,2}, k_{i1,2}$	gains proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants statoriques (étoiles 1 et 2)
$k_{pf}, k_{if}$	gains proportionnel et intégral du régulateur du flux PI
$k_{pv}, k_{iv}$	gains proportionnel et intégral du régulateur de vitesse PI
$k_x$	gain positif
$L$	inductance dynamique (H)
$L_1$	inductance propre d'une phase de l'étoile 1 (H)
$L_2$	inductance propre d'une phase de l'étoile 2 (H)
$L_{ch}$	inductance de charge (H)
$L_{ch1}, L_{ch2}$	inductances des charges connectées aux bornes statoriques (H)
$L_{dq}$	inductance cyclique d'intersaturation selon $(d,q)$ (H)
$L_{l1}, L_{l2}$	inductances propres de fuite statoriques (étoiles 1 et 2) (H)
$L_{lr}$	inductance propre de fuite rotorique (H)
$L_{lm}$	inductance de fuite mutuelle commune aux deux étoiles (H)
$L_m$	inductance mutuelle cyclique stators-rotor (H)
$L_{md,q}$	inductance cyclique de saturation suivant $(d,q)$ (H)
$L_{mr}$	valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique (H)
$L_{ms}$	valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique (H)
$L_{mu,v}$	inductance cyclique de saturation suivant $(u,v)$ (H)
$L_r$	inductance propre d'une phase du rotor (H)
$L_{rd,q}$	inductances cycliques totales rotoriques selon $(d,q)$ (H)
$L_{s1,2d}, L_{s1,2q}$	inductances cycliques totales statoriques (étoiles 1 et 2) selon $(d,q)$ (H)
$L_{sr}$	valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor (H)
$L_{uv}$	inductance cyclique d'intersaturation selon $(u,v)$ (H)
$m$	indice de modulation
$N$	vitesse de rotation de la machine ( $tr/mn$ )
$P$	nombre de paires de pôles
$p$	opérateur de Laplace
$R$	résistance électrique ( $\Omega$ )
$R_1, R_2$	résistance électrique connectées aux bornes statoriques ( $\Omega$ )
$r_1$	résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1 ( $\Omega$ )
$r_2$	résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2 ( $\Omega$ )
$r$	coefficient de réglage en tension
$r_r$	résistance d'une phase rotorique ( $\Omega$ )
$[r_{s1}], [r_{s2}], [r_r]$	matrices des résistances statoriques et rotoriques ( $\Omega$ )

$S(i_{d1}), S(i_{q1})$	surface de glissement des courants de l'étoile 1 suivant $(d,q)$
$S(i_{d2}), S(i_{q2})$	surface de glissement des courants de l'étoile 2 suivant $(d,q)$
$S(x)$	surface de glissement de la variable $x$
$S(\psi_r)$	surface de glissement du flux rotorique
$S(\omega_r)$	surface de glissement de la vitesse
$T_p$	période de la porteuse ( $s$ )
$t$	temps ( $s$ )
$t$ ( <i>exposant</i> )	transposé d'une matrice
$U$	commande globale
$[U]$	vecteur de commande
$U_a$	tension de l'induit ( $V$ )
$U_{eq}$	commande équivalente (linéarisation exacte)
$U_f$	tension de l'inducteur ( $V$ )
$U_n$	commande non linéaire (stabilisante)
$V(x)$	fonction condidate de Lyapunov
$v_{a,b,cr}$	tensions triphasées rotoriques ( $V$ )
$v_{a,b,cs1,2}$	tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2) ( $V$ )
$v_{d1}, v_{q1}$	tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park $(d,q)$ ( $V$ )
$v_{d2}, v_{q2}$	tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park $(d,q)$ ( $V$ )
$v_{d1,2eq}, v_{q1,2eq}$	tensions statoriques de commande équivalente suivant $(d,q)$ ( $V$ )
$v_{d,q1,2se}$	tensions aux bornes des condensateurs séries suivant $(d,q)$ ( $V$ )
$v_{dr}, v_{qr}$	tensions rotoriques dans le référentiel de Park $(d,q)$ ( $V$ )
$v_m$	amplitude de la tension de référence ( $V$ )
$v_{d1,2n}, v_{q1,2n}$	tensions statoriques de commande non linéaire suivant $(d,q)$ ( $V$ )
$v_{pm}$	valeur crête de l'onde de modulation ( $V$ )
$v_{ref}$	tension de référence ( $V$ )
$[v_{s1}], [v_{s2}], [v_r]$	vecteurs des tensions statoriques et rotoriques ( $V$ )
$v_{u1}, v_{v1}$	tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park $(u,v)$ ( $V$ )
$v_{u2}, v_{v2}$	tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park $(u,v)$ ( $V$ )
$v_{ur}, v_{vr}$	tensions rotoriques dans le référentiel de Park $(u,v)$ ( $V$ )
$x$	variable d'état
$[X]$	vecteur d'état
$\alpha$	angle électrique de décalage entre les deux étoiles ( $rd$ )
$\psi_{a,b,cr}$	flux triphasés rotoriques ( $Wb$ )
$\psi_{a,b,cs1,2}$	flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2) ( $Wb$ )
$\psi_{d1}, \psi_{q1}$	flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park $(d,q)$ ( $Wb$ )
$\psi_{d2}, \psi_{q2}$	flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park $(d,q)$ ( $Wb$ )
$\psi_{dg}, \psi_{qg}$	flux d'entrefer selon $(d,q)$ ( $Wb$ )
$\psi_{dr}, \psi_{qr}$	flux rotoriques dans le référentiel de Park $(d,q)$ ( $Wb$ )
$\psi_{drest}, \psi_{qrest}$	flux rotoriques estimés selon $(d,q)$ ( $Wb$ )
$\psi_{ds}, \psi_{qs}$	flux statoriques selon $(d,q)$ ( $Wb$ )
$\psi_f$	flux imposé par le courant d'excitation de la MCC ( $Wb$ )
$\psi_g$	flux d'entrefer ( $Wb$ )
$\psi_m$	flux de magnétisation ( $Wb$ )
$\psi_n$	flux nominal ( $Wb$ )

---

$\psi_{rest}$	flux rotorique estimé ( $Wb$ )
$\psi_{u1}, \psi_{v1}$	flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park ( $u,v$ ) ( $Wb$ )
$\psi_{u2}, \psi_{v2}$	flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park ( $u,v$ ) ( $Wb$ )
$\psi_{ur}, \psi_{vr}$	flux rotoriques dans le référentiel de Park ( $u,v$ ) ( $Wb$ )
$[\psi_{s1}], [\psi_{s2}], [\psi_r]$	vecteurs des flux statoriques et rotoriques ( $Wb$ )
$\psi_s$	flux statorique ( $Wb$ )
$\xi$	gain positif
$\Omega$	vitesse mécanique de rotation du rotor ( $rd/s$ )
$\omega_{coord}$	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 ( $rd/s$ )
$\Omega_n$	vitesse mécanique de rotation du rotor nominale ( $rd/s$ )
$\omega_r$	pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotorique ( $rd/s$ )
$\omega_s$	pulsation électrique fondamentale des grandeurs statorique ( $rd/s$ )
$\tau$	constante de temps d'un système du premier ordre ( $s$ )
$\tau_r$	constante de temps rotorique ( $s$ )
$\theta$	position de l'axe $u$ par rapport à l'étoile 1 ( $rd$ )
$\theta_{gl}$	position de l'axe $u$ par rapport au rotor ( $rd$ )
$\theta_r$	position du rotor par rapport à l'étoile 1 ( $rd$ )
$\theta_r - \alpha$	position du rotor par rapport à l'étoile 2 ( $rd$ )
* ( <i>exposant</i> )	grandeur de référence

# Notations

FOC	Field Oriented Control (Commande à flux orienté)
GADA	Génératrice Asynchrone à Double Alimentation
GAS	Génératrice ASynchrone à cage
GASDE	Génératrice ASynchrone Double Etoile
GS	Génératrice Synchrone
GSAP	Génératrice Synchrone à Aimants Permanents
MASDE	Machine ASynchrone Double Etoile
MCC	Machine à Courant Continu
MFOC	Modified Field Oriented Control (Commande à flux orienté modifié)
MG	Mode Glissant
M.L.I	Modulation par Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel - Intégrale

# Introduction générale

En 1888 Nikola TESLA a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique [ALG76]. La première machine asynchrone triphasée fut réalisée par l'Allemand Michael DOLIVO-DOBROWOLSKI en 1889 [MUL95]. Cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse, la moins exigeante en terme d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances, conserve presque sans modification ses parties constitutives essentielles et elle a aussi l'avantage d'être standardisée etc.

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multiphasées. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance etc. [LEV06], [BOJ06], [KLI83], [MER03], [HAD06].

L'énergie électrique, ces dernières décennies est devenue l'un des facteurs primordiaux dans la vie quotidienne de l'être humain, et ainsi la consommation mondiale ne cesse d'augmenter par la multiplicité des domaines d'activités et des besoins journaliers faisant appel à l'électricité. Une grande partie de cette énergie provient des énergies fossiles, causant ainsi des problèmes environnementaux. Cependant, la protection de l'environnement, la rareté des énergies fossiles, la crise pétrolière de 1974, et suite à la recherche d'un développement durable, la maîtrise et le développement des énergies renouvelables est devenu l'un des plus importants sujets débattus et véhiculés au sein des congrès, conférences et des laboratoires de recherche etc., en particulier l'énergie éolienne qui a énormément évolué ces dernières années.

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple la commande adaptative, la commande floue, la commande par mode de glissement etc., l'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [NEM02].

Un état de l'art sur les différentes sources d'énergies, et en particulier l'énergie éolienne, la modélisation de la MASDE, la commande vectorielle ainsi que celle par mode de glissement de la MASDE, la modélisation et l'analyse de la GASDE, constituent les cinq chapitres faisant l'objet de ce mémoire.

Le premier chapitre fait l'objet d'un aperçu sur les différentes sources d'énergies, suivi par l'état de l'art sur la conversion aérodynamique, basée sur les diverses configurations les plus couramment rencontrées dans la littérature, tout en se basant sur les différentes génératrices utilisées dans les systèmes éoliens.

Le second chapitre est 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, 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.

Le troisième chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes s'avère être utile. Par la suite, nous passons tout d'abord à l'application de la méthode indirecte, puis à celle directe. Nous allons aussi effectuer des tests de robustesses sur chacune des deux méthodes, dans le but de mieux mettre en évidence leurs caractéristiques sur la MASDE. Toutefois, en exposant les résultats d'un ensemble de simulations et d'interprétations afin de caractériser les performances de chaque méthode.

Le quatrième chapitre présente la commande par mode de glissement de la MASDE. Dans ce cadre, nous présentons en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable. Nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes. Nous entamons après l'application de la commande sur la MASDE. Nous montrons enfin les avantages apportés par ce type de réglage, tout en exposant les résultats de simulation.

L'objectif du cinquième chapitre est la modélisation et l'analyse de la GASDE en fonctionnement autonome. Cependant, nous abordons tout d'abord la description et la modélisation biphasée de la GASDE, en tenant compte de la saturation du circuit magnétique. Nous entamons ensuite la détermination de la capacité d'excitation et la modélisation de l'auto-amorçage de la GASDE. Nous modélisons par la suite les différentes charges statiques ainsi que les diverses formes de compensation. Nous commentons enfin les performances apportées par ce type de générateur après illustration et visualisation des résultats de simulation.

Nous terminons par une conclusion générale de l'étude et par l'exposition de quelques perspectives de recherche.

Dans les annexes, nous reportons premièrement, le calcul de la force magnétomotrice des enroulements de la MASDE ; deuxièmement, le calcul des grandeurs de la MASDE selon la transformation de Park ; finalement, nous donnons les différents paramètres des deux machines étudiées dans ce mémoire.

# Chapitre 1

## Etat de l'art

### 1.1 Introduction

L'énergie électrique est l'un des facteurs primordiaux dans la vie quotidienne de l'être humain, ainsi, la consommation mondiale ne cesse d'augmenter par la multiplicité des domaines d'activités et des besoins journaliers faisant appel à l'électricité. Une grande partie de cette énergie provient des énergies fossiles causant ainsi des problèmes environnementaux.

A partir de cet état de fait et suite à la recherche d'un développement durable, la maîtrise et le développement des énergies renouvelables sont devenus l'un des importants sujets débattus et véhiculés au sein des congrès, conférences et des laboratoires de recherche etc., en particulier l'énergie éolienne qui a énormément évolué ces deux dernières décennies.

Dans ce chapitre, un aperçu sur les différentes sources d'énergie, les aspects constitutifs et technologiques des éoliennes et les différentes configurations des systèmes de conversion d'énergie éolienne, basées sur les différentes génératrices électriques les plus couramment rencontrées dans la littérature, sont décrites.

### 1.2 Aperçu sur les différentes sources d'énergies

#### 1.2.1 Les sources d'énergies fossiles

Les énergies fossiles sont nommées ainsi car elles résultent d'une accumulation d'énergie solaire captée par des êtres vivants durant des milliers d'années. Leur combustion dégage d'énormes quantités de gaz nocifs. Elles sont d'un point de vue économique un capital et non pas un revenu. Parmi ces dernières, on peut citer :

- Le pétrole ;
- Le charbon ;
- Le gaz naturel.

## 1.2.2 Les sources d'énergies terrestres

Elles sont classées comme étant des sources d'énergie renouvelables. Mais, contrairement aux autres sources d'énergie, elles ne sont pas d'origine solaire, car elles sont plutôt le fruit du reste d'énergie que possède la terre depuis sa formation. Celles-ci sont :

- **L'énergie marémotrice** : Les marées sont produites de l'attraction de la lune et aussi du soleil ; sa force provient de la rotation de la terre.
- **La géothermie** : Source d'eau chaude provenant de la terre.

## 1.2.3 Les sources d'énergies nucléaires

L'énergie nucléaire est indépendante du soleil. Elle est tirée de la destruction ou de réassemblage des noyaux des atomes. Elles se classent en deux catégories :

- **La fission** : Utilise pratiquement de l'uranium (gros atomes).
- **La fusion** : Elle permet de combiner deux petits noyaux pour en faire un plus gros (hydrogène, deutérium, hélium).

La fusion est une énergie propre (ne produit aucun déchet radioactif) et elle est très abondante sur terre (hydrogène), contrairement à la fission. Mais, la fusion reste encore au stade des recherches.

## 1.2.4 Les sources d'énergies renouvelables

Elles proviennent directement ou indirectement du soleil, et elles ne sont donc pas limitées dans le temps, par contre, elles sont limitées en puissance disponible.

### L'énergie hydraulique

On distingue deux types d'installations utilisant la force hydraulique :

- **Les centrales à accumulation** : Elles permettent de créer de l'électricité à volonté, en ouvrant et fermant les turbines, car l'énergie hydraulique est stockée dans le lac.
- **Les centrales au fil de l'eau** : Elles exploitent le débit de grosses rivières sur des chutes de quelques mètres.

### L'énergie verte

Cette énergie est composée de toutes les matières produites naturellement, de manière renouvelable. On distingue deux types :

- **La biomasse** : L'énergie du bois et des végétaux.

- **Le biogaz :** La fermentation de déchets ménagers ou de purin de vache dégage un gaz, très proche du gaz naturel.

### Les pompes à chaleur

Les pompes à chaleur permettent d'inverser le rendement de Carnot (thermodynamique) et d'utiliser de l'électricité pour pomper de la chaleur d'une source froide vers une autre chaude.

### Le solaire

C'est l'utilisation directe de l'énergie reçue du soleil dans des capteurs soit électriques, soit thermiques.

- **Photovoltaïque :** Les photons de la lumière viennent frapper une surface photosensible qui libère alors des électrons. C'est le principe du photovoltaïque qui permet de convertir directement l'énergie solaire en énergie électrique.
- **Solaire thermique :** Les capteurs thermiques sont de simples corps noirs, utilisant de l'énergie solaire pour chauffer de l'eau sanitaire ou des locaux.

### Les éoliennes

On peut récolter l'énergie cinétique des vents, provenant des différences de température entre les différents endroits sur terre, à base d'éoliennes. Plus de détails seront donnés dans les sections suivantes.

## 1.3 Aspects constitutifs et technologiques des éoliennes

Les éoliennes sont souvent classées selon leur disposition géométrique de l'arbre sur lequel est monté l'hélice. Il existe principalement deux types de turbines :

- Turbines à axe horizontal ;
- Turbines à axe vertical.

La plupart des éoliennes actuellement utilisées sont à axe horizontal, car elles représentent un rendement aérodynamique plus élevé, démarrent de façon autonome et présentent un faible encombrement au niveau du sol. Le nombre de pales varie de 1 à 3, le rotor tripale étant de loin le plus répandu, car il offre un bon compromis entre le coût, le comportement vibratoire, la pollution visuelle et le bruit.

Les éoliennes à axe vertical sont encore au stade expérimental, deux structures sont parvenues au stade d'industrialisation, le rotor Savonius et le rotor Darrieus. Même si

quelques projets industriels ont été réalisés, les éoliennes à axe vertical restent toutefois marginales et peu utilisées [ABD07], [POI03].

## 1.4 Différentes génératrices utilisées dans les systèmes éoliens

### 1.4.1 Systèmes éoliens utilisant les génératrices synchrones et celles à aimants permanents (GS et GSAP)

Les machines synchrones sont connues pour offrir des couples très importants à dimensions géométriques convenables. Elles peuvent être utilisées en entraînement direct sur les turbines éoliennes. Néanmoins, les systèmes de ce type possèdent aussi leurs défauts. Les machines synchrones à rotor bobiné demandent un entretien régulier de système bagues et balais. Le circuit d'excitation de l'inducteur demande la présence du réseau et une fourniture de la puissance réactive (figure 1.1).

Les machines synchrones à aimants permanents sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques considérables (figure 1.2).

Les systèmes de ce type ont un taux de défaillance jugé faible grâce à la suppression de certaines sources de défaut : suppression du multiplicateur mécanique de vitesse et du système bagues et balais pour les GSAP. La présence obligatoire de l'électronique de puissance permet une régulation simple de la vitesse de rotation et donc une optimisation énergétique efficace [MIR05].

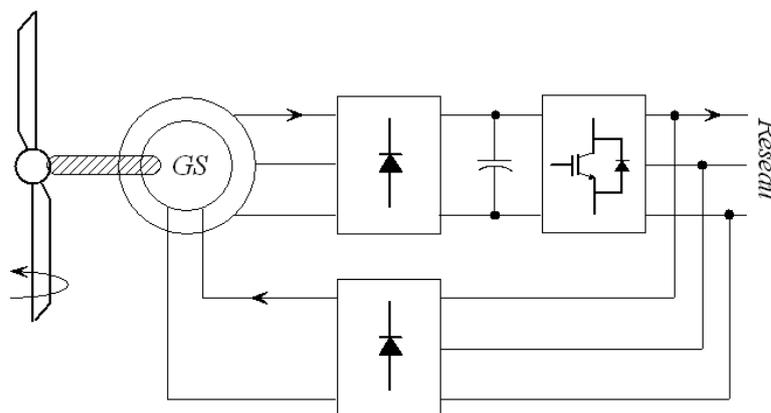


FIG. 1.1 – Système éolien basé sur la GS

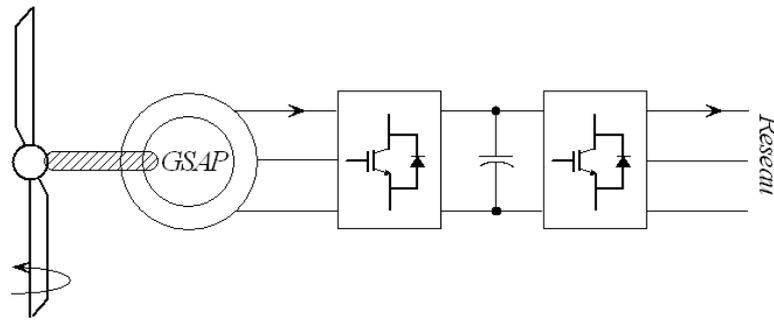


FIG. 1.2 – Système éolien basé sur la GSAP

### 1.4.2 Systèmes éoliens utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA)

Les éoliennes à vitesse variable à couplage électronique par le rotor (figure 1.3) sont connectées au réseau par une GADA (rotor bobiné). Le couplage entre l'aéroturbine et la génératrice se fait par le biais d'un multiplicateur mécanique de vitesse. Toutefois, sa robustesse est légèrement diminuée par la présence du système bagues et balais.

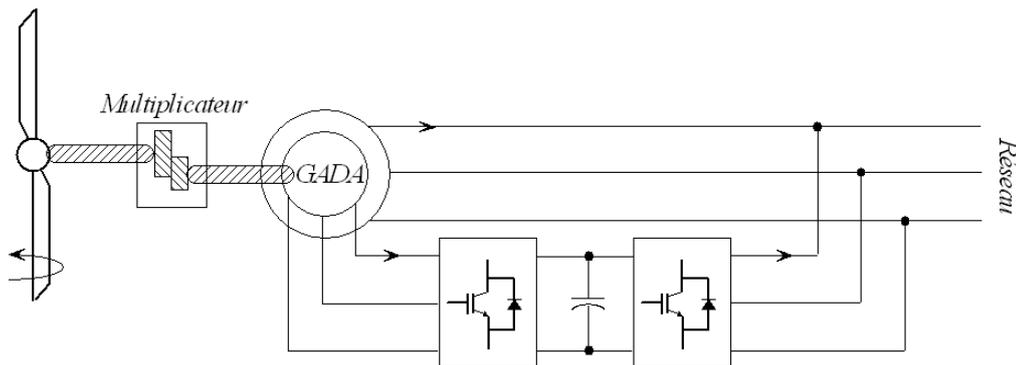


FIG. 1.3 – Système éolien basé sur la GADA à couplage électronique par le rotor

La figure 1.4 montre la technologie qui permet une variation limitée de la vitesse à environ de 10% autour de celle de synchronisme par le changement de la résistance rotor. Outre la plage de variation de vitesse limitée, l'inconvénient de cette solution est la dissipation de la puissance rotor dans les éléments résistifs [VID04], [ABD07].

Les travaux de recherche [KAT01] et [KAT02] ont été effectués sur le couplage de deux générateurs. Cependant, la première solution consiste en deux GADA de nombre de paires de pôles  $P_1$  et  $P_2$  couplées mécaniquement et électriquement (figure 1.5). Le stator du premier générateur est directement connecté au réseau, alors que l'autre est connecté à ce dernier par l'intermédiaire de l'électronique de puissance.

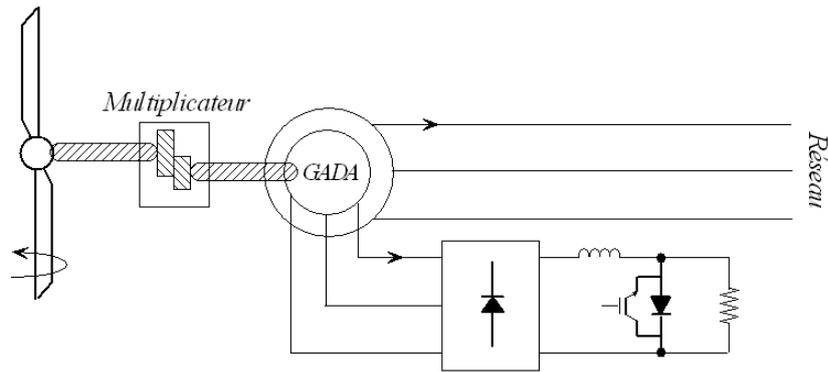


FIG. 1.4 – Système éolien basé sur la GADA avec contrôle du glissement par la dissipation de la puissance

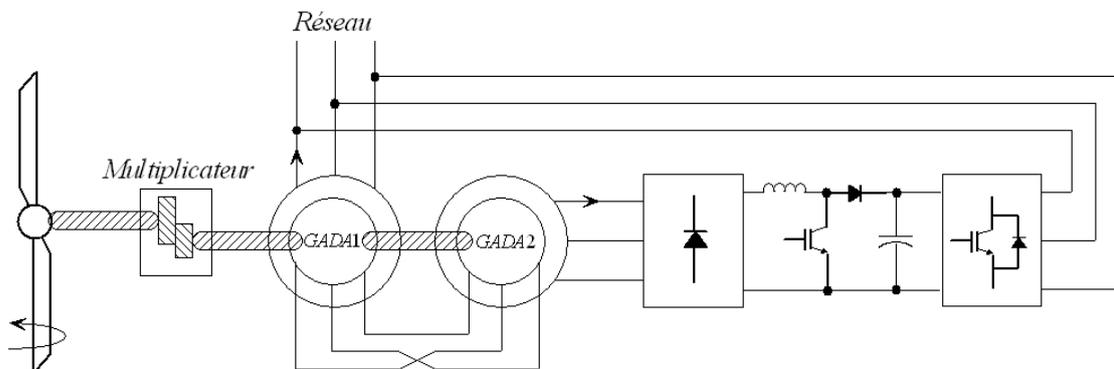


FIG. 1.5 – Système éolien basé sur le couplage en cascade de deux GADA

Une autre solution est celle de coupler deux machines identiques, tout en modifiant la construction de la deuxième en une autre portant deux étoiles décalées d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$ , au niveau de son stator (figure 1.6).

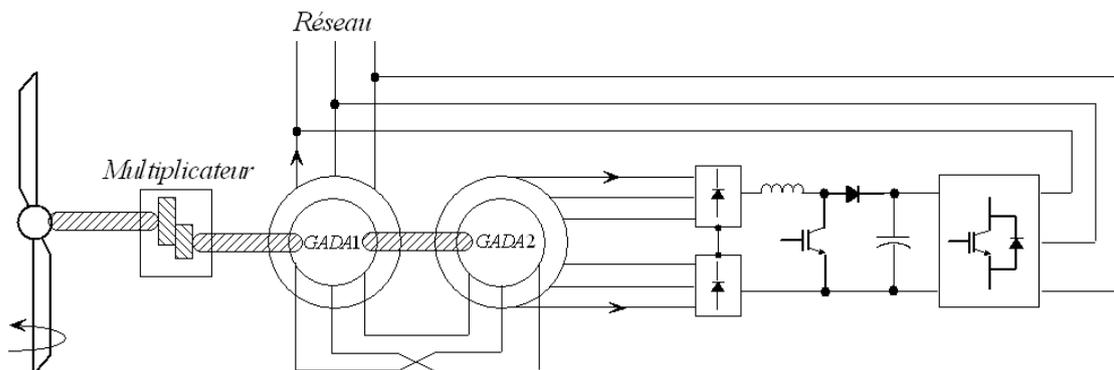


FIG. 1.6 – Système éolien basé sur le couplage en cascade de deux GADA, la première à une étoile et la seconde à double étoile

### 1.4.3 Systèmes éoliens utilisant les génératrices asynchrones à cage (GAS et GASDE)

Les machines électriques asynchrones à cage sont les plus simples à fabriquer et moins coûteuses. Elles ont l'avantage d'être standardisées, fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle de puissance. Elles sont aussi les moins exigeantes en terme d'entretien et présentent un taux de défaillance très peu élevé [MIR05].

Les éoliennes à vitesse fixe sont couplées au réseau via les GAS. Le couplage entre l'aéroturbine et le générateur se fait aussi par le biais d'un multiplicateur mécanique de vitesse (figure 1.7). Ce système à vitesse fixe, malgré sa simplicité n'exploite pas toute la puissance disponible pour des vitesses de vents élevées. Il est aussi bruyant à cause du système d'orientation des pales qui est souvent en action pour palier les variations de vitesses du vent.

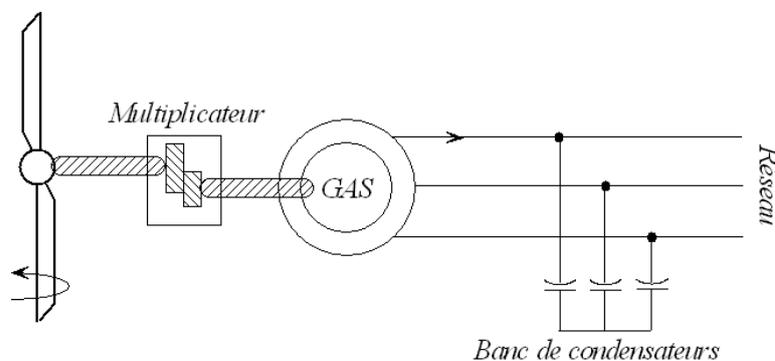


FIG. 1.7 – Système éolien à couplage direct et à vitesse fixe basé sur la GAS

Une autre solution consiste à utiliser un variateur de fréquence, mais celle-ci est coûteuse du fait qu'elle exige la présence d'un multiplicateur mécanique de vitesse et d'un variateur de fréquence. L'inconvénient du point de vue prix n'a pas permis le développement industriel important de ce type de configuration, cette dernière est rarement utilisée malgré qu'elle autorise un fonctionnement à vitesse variable (figure 1.8) [ABD07].

La référence [POI03] disait dans un paragraphe (chapitre 1) consacré à un système de conversion d'énergie éolienne basé sur la GASDE qu'afin d'améliorer le rendement du système présenté par la figure 1.7, certains constructeurs utilisent un autre à base de la GASDE (figure 1.9) :

- Une étoile de forte puissance à grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses de vent.
- Une étoile de faible puissance à faible nombre de paires de pôles permettant de fonctionner aux vitesses de vent élevées.

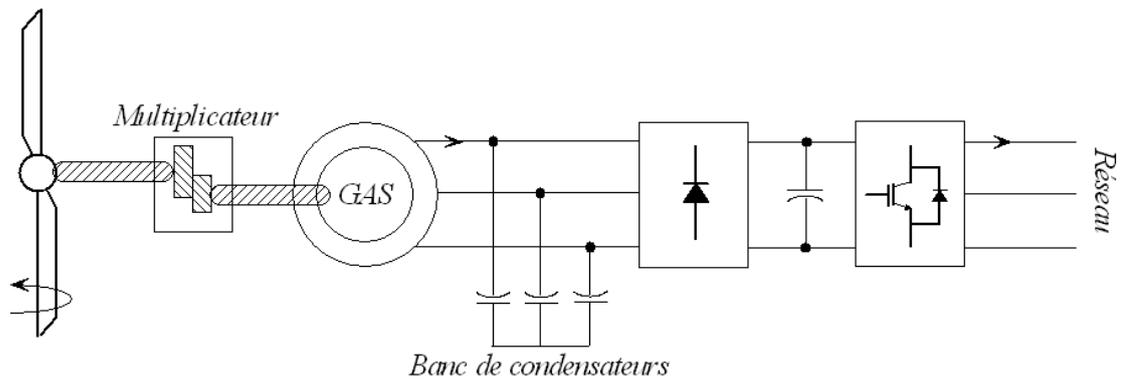


FIG. 1.8 – Système éolien à couplage électronique et à vitesse variable basé sur la GAS

Ce système (figure 1.9) reste intrinsèquement un dispositif à vitesse fixe mais possède deux points de fonctionnements différents. Le bruit ainsi engendré par l'éolienne est alors plus faible pour les petites vitesses de vent car l'angle de calage nécessaire à l'orientation des pales atteint des valeurs moins élevées. La présence d'une deuxième étoile rend la conception de la machine particulière et augmente le coût et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble.

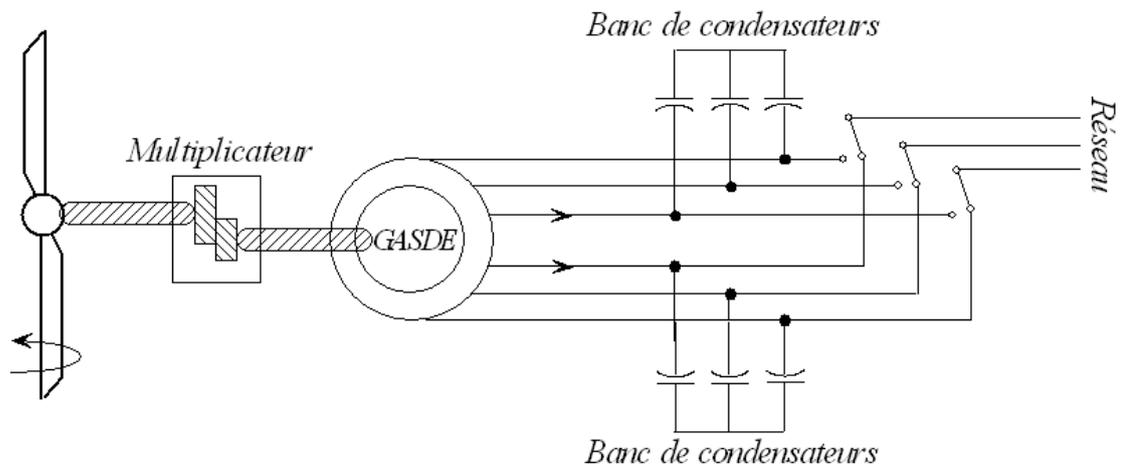


FIG. 1.9 – Système éolien à vitesse fixe basé sur la GASDE

D'autres travaux de recherche tels que les références [OJO00], [LIN05] et [SIN05B], ont étudié et même réalisé expérimentalement par [SIN07] la GAS à deux étoiles (GASDE) de puissance identique. Cependant, sans trop de détails, car toute une partie sera consacrée à ce type de générateur dans ce mémoire.

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les différentes sources d'énergie et en particulier, les différentes configurations de conversion de l'énergie éolienne, basées sur les différents générateurs électriques a été présenté.

Compte tenu des recherches récentes sur la machine asynchrone double étoile (MASDE) et vu ses avantages, il est très intéressant de pouvoir étudier cette dernière en ces deux modes de fonctionnement (moteur et générateur). Toutefois, en mode machine couplée au réseau avec ces deux modes de fonctionnement afin de mieux la maîtriser, puis en mode générateur en fonctionnement autonome comme étant une introduction à la maîtrise de ce récent type de générateur électrique.

## Chapitre 2

# Modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE)

### 2.1 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 oeuvre. 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) [CRE97], nous étudierons dans un premier temps la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique), nous passerons ensuite à l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension à commande M.L.I.

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

### 2.2 Description de la machine asynchrone double étoile

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un *angle électrique*  $\alpha = 30^\circ$ , et d'un rotor à cage d'écureuil. La figure 2.1 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles  $\theta_r$  et  $(\theta_r - \alpha)$  représentent respectivement la position du rotor (phase  $a_r$ ) par rapport à l'étoile 1 (phase  $a_{s1}$ ) et à l'étoile 2 (phase  $a_{s2}$ ). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2 [HAD01].

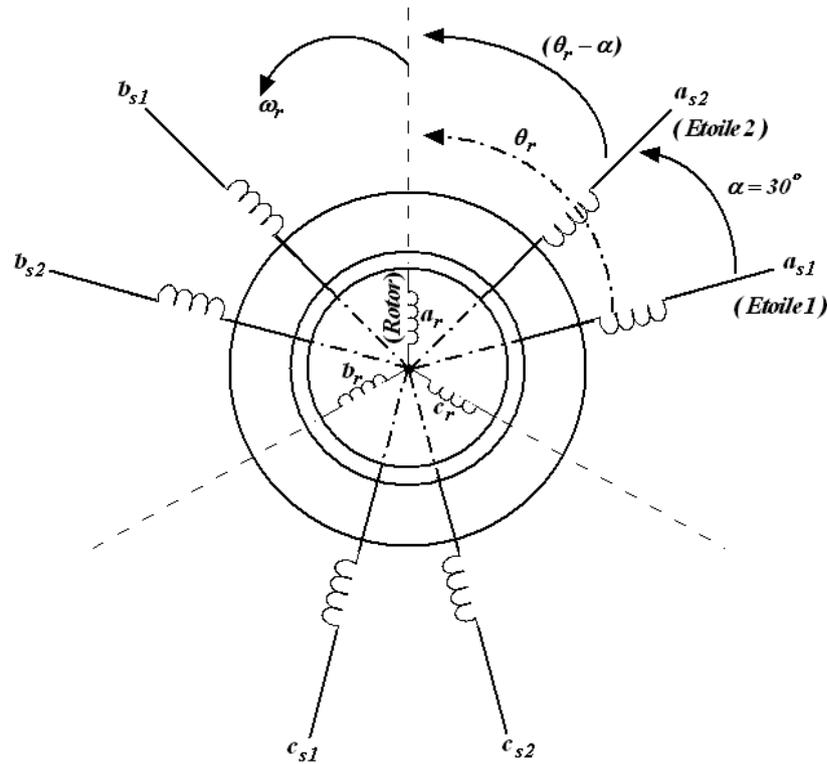


FIG. 2.1 – Représentation schématique des enroulements de la MASDE

## 2.3 Hypothèses simplificatrices

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte [HAM07]. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable ;
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale ;
- Machine de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire) [VID04], [ABD97].
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable ;

## 2.4 Modèle triphasé de la MASDE

### 2.4.1 Equations électriques

Les équations électriques de l'étoile 1, de l'étoile 2 et du rotor sont respectivement exprimées par :

$$[v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\psi_{s1}] \quad (2.1)$$

$$[v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\psi_{s2}] \quad (2.2)$$

$$[v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \quad (2.3)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [v_{s1}] &= [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^t, [v_{s2}] = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^t \text{ et } [v_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^t; \\ [i_{s1}] &= [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1}]^t, [i_{s2}] = [i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2}]^t \text{ et } [i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^t; \\ [\psi_{s1}] &= [\psi_{as1} \ \psi_{bs1} \ \psi_{cs1}]^t, [\psi_{s2}] = [\psi_{as2} \ \psi_{bs2} \ \psi_{cs2}]^t \text{ et } [\psi_r] = [\psi_{ar} \ \psi_{br} \ \psi_{cr}]^t; \\ [r_{s1}] &= \text{diag}[r_{as1} \ r_{bs1} \ r_{cs1}], [r_{s2}] = \text{diag}[r_{as2} \ r_{bs2} \ r_{cs2}] \text{ et } [r_r] = \text{diag}[r_{ar} \ r_{br} \ r_{cr}]. \end{aligned}$$

Où :  $r_{as1} = r_{bs1} = r_{cs1} = r_1$ ,  $r_{as2} = r_{bs2} = r_{cs2} = r_2$  et  $r_{ar} = r_{br} = r_{cr} = r_r$ .

### 2.4.2 Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques (étoiles 1 et 2) et rotoriques en fonction des courants sous forme matricielle sont données par [OUD04], [MER07A] :

$$\begin{bmatrix} [\psi_{s1}] \\ [\psi_{s2}] \\ [\psi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{1,1}] & [L_{1,2}] & [L_{1,r}] \\ [L_{2,1}] & [L_{2,2}] & [L_{2,r}] \\ [L_{r,1}] & [L_{r,2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$\begin{aligned} [L_{1,1}] &= \begin{bmatrix} (L_1 + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_1 + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_1 + L_{ms}) \end{bmatrix} \\ [L_{2,2}] &= \begin{bmatrix} (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_2 + L_{ms}) \end{bmatrix} \\ [L_{r,r}] &= \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \\ [L_{1,2}] &= \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$[L_{1,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

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

Les sous matrices  $[L_{2,1}] = [L_{1,2}]^t$ ,  $[L_{r,1}] = [L_{1,r}]^t$  et  $[L_{r,2}] = [L_{2,r}]^t$ .

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

### 2.4.3 Expression du couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{\partial w}{\partial \theta_{geo}} = P \frac{\partial w}{\partial \theta_{ele}} \quad (2.5)$$

Avec :

$$w = \frac{1}{2} \{ [i_{s1}]^t [\psi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\psi_{s2}] + [i_r]^t [\psi_r] \} \quad (2.6)$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left\{ [i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{1,r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{2,r}] [i_r]^t \right\} \quad (2.7)$$

### 2.4.4 Equation mécanique

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

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \quad (2.8)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (2.9)$$

D'autre part :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.10)$$

## 2.5 Modèle biphasé de la MASDE

### 2.5.1 Transformation de Park

La modélisation de la MASDE passe par la transformation d'un système triphasé au système biphasé et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant



Les systèmes d'équations différentielles de la MASDE selon  $\llcorner u, v \lrcorner$  tournant à la vitesse  $\omega_{\text{coor}}$  sont [BER04A], [OUD04]:

1. Système d'équations électriques :

$$\begin{aligned}
v_{u1} &= r_1 i_{u1} + \frac{d}{dt} \psi_{u1} - \omega_{\text{coor}} \psi_{v1} \\
v_{v1} &= r_1 i_{v1} + \frac{d}{dt} \psi_{v1} + \omega_{\text{coor}} \psi_{u1} \\
v_{u2} &= r_2 i_{u2} + \frac{d}{dt} \psi_{u2} - \omega_{\text{coor}} \psi_{v2} \\
v_{v2} &= r_2 i_{v2} + \frac{d}{dt} \psi_{v2} + \omega_{\text{coor}} \psi_{u2} \\
v_{ur} &= r_r i_{ur} + \frac{d}{dt} \psi_{ur} - (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \psi_{vr} \\
v_{vr} &= r_r i_{vr} + \frac{d}{dt} \psi_{vr} + (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \psi_{ur}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

2. Système d'équations magnétiques :

$$\begin{aligned}
\psi_{u1} &= L_1 i_{u1} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{u1} + L_{ms} i_{u2} + L_{sr} i_{ur}) \\
\psi_{v1} &= L_1 i_{v1} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{v1} + L_{ms} i_{v2} + L_{sr} i_{vr}) \\
\psi_{u2} &= L_2 i_{u2} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{u1} + L_{ms} i_{u2} + L_{sr} i_{ur}) \\
\psi_{v2} &= L_2 i_{v2} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{v1} + L_{ms} i_{v2} + L_{sr} i_{vr}) \\
\psi_{ur} &= L_r i_{ur} + \frac{3}{2} (L_{mr} i_{ur} + L_{sr} i_{u1} + L_{sr} i_{u2}) \\
\psi_{vr} &= L_r i_{vr} + \frac{3}{2} (L_{mr} i_{vr} + L_{sr} i_{v1} + L_{sr} i_{v2})
\end{aligned} \tag{2.14}$$

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

### 2.5.3 Choix du système d'axes

**Système d'axes  $\llcorner \alpha, \beta \lrcorner$**

Ce système est immobile par rapport au stator, donc  $\omega_{\text{coor}} = 0 \Rightarrow \theta = 0$ .

**Système d'axes  $\llcorner x, y \lrcorner$**

Celui ci est immobile par rapport au rotor, alors  $\omega_{\text{coor}} = \omega_r \Rightarrow \theta = \int_0^t \omega_r dt$ .

**Système d'axes  $\llcorner d, q \lrcorner$**

Ce dernier est immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où  $\omega_{\text{coor}} = \omega_s \Rightarrow \theta = \int_0^t \omega_s dt$ .

### 2.5.4 Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes $\asymp d, q \succ$

En remplaçant dans les systèmes d'équations (2.13) et (2.14)  $\omega_{coor}$  par  $\omega_s$ , ( $\omega_s - \omega_r$ ) par  $\omega_{gl}$ ,  $\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr}$  par  $L_m$  et les indices  $(u, v)$  par  $(d, q)$ , on obtient les systèmes d'équations liés au champ électromagnétique suivants :

$$\begin{aligned}
v_{d1} &= r_1 i_{d1} + \frac{d}{dt} \psi_{d1} - \omega_s \psi_{q1} \\
v_{q1} &= r_1 i_{q1} + \frac{d}{dt} \psi_{q1} + \omega_s \psi_{d1} \\
v_{d2} &= r_2 i_{d2} + \frac{d}{dt} \psi_{d2} - \omega_s \psi_{q2} \\
v_{q2} &= r_2 i_{q2} + \frac{d}{dt} \psi_{q2} + \omega_s \psi_{d2} \\
v_{dr} &= r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \omega_{gl} \psi_{qr} \\
v_{qr} &= r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \omega_{gl} \psi_{dr}
\end{aligned} \tag{2.15}$$

$$\begin{aligned}
\psi_{d1} &= L_1 i_{d1} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\
\psi_{q1} &= L_1 i_{q1} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \\
\psi_{d2} &= L_2 i_{d2} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\
\psi_{q2} &= L_2 i_{q2} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \\
\psi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\
\psi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr})
\end{aligned} \tag{2.16}$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta}{dt}, \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

En introduisant le système d'équations (2.16) dans (2.15) et en mettant tout sous forme compacte, on aura :

$$[B][U] = [L][\dot{I}] + \omega_{gl}[C][I] + [D][I] \tag{2.17}$$

Où :

$[U] = [v_{d1} \ v_{q1} \ v_{d2} \ v_{q2} \ v_{dr} \ v_{qr}]^t$  : vecteur de commande ;

$[I] = [i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d2} \ i_{q2} \ i_{dr} \ i_{qr}]^t$  : vecteur d'état, et  $[\dot{I}] = \frac{d}{dt}[I]$  ;

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

$$\begin{aligned}
[L] &= \begin{bmatrix} (L_1 + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & (L_1 + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & (L_2 + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_2 + L_m) & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \end{bmatrix}; \\
[C] &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix}; \\
[D] &= \begin{bmatrix} r_1 & -\omega_s(L_1 + L_m) & 0 & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s(L_1 + L_m) & r_1 & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & r_2 & -\omega_s(L_2 + L_m) & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s(L_2 + L_m) & r_2 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

En mettant le système (2.17) sous forme d'état, on trouve :

$$[\dot{I}] = [L]^{-1} \{ [B][U] - \omega_{gl}[C][I] - [D][I] \} \quad (2.18)$$

### 2.5.5 Puissance absorbée et couple électromagnétique

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

$$P_a = v_{d1}i_{d1} + v_{q1}i_{q1} + v_{d2}i_{d2} + v_{q2}i_{q2} \quad (2.19)$$

En remplaçant les tensions ( $v_{d1}$ ,  $v_{q1}$ ,  $v_{d2}$  et  $v_{q2}$ ) par leurs expressions dans (2.19), on trouve :

$$\begin{aligned}
P_a &= [r_1 i_{d1}^2 + r_1 i_{q1}^2 + r_2 i_{d2}^2 + r_2 i_{q2}^2] \\
&+ \left\{ \frac{d\psi_{d1}}{dt} i_{d1} + \frac{d\psi_{q1}}{dt} i_{q1} + \frac{d\psi_{d2}}{dt} i_{d2} + \frac{d\psi_{q2}}{dt} i_{q2} \right\} \\
&+ \omega_s (\psi_{d1} i_{d1} - \psi_{q1} i_{q1} + \psi_{d2} i_{d2} - \psi_{q2} i_{q2})
\end{aligned} \quad (2.20)$$

L'expression (2.20) se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;
- Le second représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie) ;
- Le dernier terme est la puissance électromagnétique ( $P_{em}$ ).

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (2.21)$$

Alors, l'expression du couple électromagnétique est égale à :

$$C_{em} = P(\psi_{d1}\iota_{d1} - \psi_{q1}\iota_{q1} + \psi_{d2}\iota_{d2} - \psi_{q2}\iota_{q2}) \quad (2.22)$$

En remplaçant les flux ( $\psi_{d1}$ ,  $\psi_{q1}$ ,  $\psi_{d2}$  et  $\psi_{q2}$ ) donnés par (2.16) dans (2.22), on obtient :

$$C_{em} = PL_m [(\iota_{q1} + \iota_{q2})\iota_{dr} - (\iota_{d1} + \iota_{d2})\iota_{qr}] \quad (2.23)$$

A partir des équations des flux rotoriques ( $\psi_{dr}$  et  $\psi_{qr}$ ) exprimées par (2.16), on tire :

$$\iota_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\psi_{dr} - L_m(\iota_{d1} + \iota_{d2})] \quad (2.24)$$

$$\iota_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\psi_{qr} - L_m(\iota_{q1} + \iota_{q2})] \quad (2.25)$$

En introduisant (2.24) et (2.25) dans l'équation (2.23), on aura la relation du couple électromagnétique exprimé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park  $\asymp d,q \succ$  suivante :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(\iota_{q1} + \iota_{q2})\psi_{dr} - (\iota_{d1} + \iota_{d2})\psi_{qr}] \quad (2.26)$$

Enfin, pour compléter la relation (2.26), on doit ajouter les équations (2.8) et (2.9).

Les équations (2.8), (2.9), (2.18) et (2.26) constituent un modèle électromécanique complet de la MASDE, conformément aux hypothèses simplificatrices d'étude.

## 2.6 Simulation et interprétation des résultats

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement MATLAB/SIMULINK®.

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

– Pour la première étoile :

$$\begin{aligned} v_{as1} &= V_m \sin(\omega_s t) \\ v_{bs1} &= V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs1} &= V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.27)$$

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

- Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (2.27),  $(\omega_s t)$  par  $(\omega_s t - \alpha)$  et l'indice 1 par 2 ;
- Pour le rotor, les tensions ( $v_{ar}$ ,  $v_{br}$  et  $v_{cr}$ ) sont nulles (rotor à cage d'écuriel).

La figure 2.3 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par deux sources sinusoïdales et équilibrées, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[4.5, 6]s$ .

Cette dernière montre que :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint  $2995.4tr/mn$  (très proche de celle du synchronisme) à  $t \simeq 1s$  (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de  $57.07N.m$  et présente des oscillations qui disparaissent au bout de  $0.5s$  où il rejoint  $29.6N.m$ , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de  $0.314N.m$ , qui est due aux frottements. Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. 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  $0.4s$ . L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique ; enfin du régime transitoire, les flux selon les deux axes  $(d,q)$  se stabilisent respectivement à  $-0.175Wb$  et à  $-0.014Wb$ .

En appliquant la charge  $C_r = 14N.m$  (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant  $t = 2s$ , on constate que la vitesse et les courants selon  $(d,q)$  diminuent et se stabilisent respectivement à  $N = 2753.47tr/mn$ ,  $i_{d1} = i_{d2} = -2.61A$  et  $i_{q1} = i_{q2} = -6.35A$  ; par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique, les courants statoriques (étoiles 1 et 2) et par les flux rotoriques selon  $(d,q)$ , qui se stabilisent respectivement à  $C_{em} = 14.28N.m$  (légèrement supérieur au couple de charge),  $i_{as1} = i_{as2} = 5.6A$ ,  $\psi_{dr} = -1.065Wb$  et  $\psi_{qr} = 0.178Wb$ . Cependant, en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, 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 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).

Par contre, l'application de la charge  $C_r = -14N.m$  (machine en fonctionnement génératrice) au delà de l'instant  $t = 4.5s$ , engendre des augmentations aux niveaux, de la vitesse, des courants statoriques et des courants en quadratures, qui s'établissent respectivement à  $N = 3184.43tr/mn$ ,  $i_{as1} = i_{as2} = 4.825A$ , et  $i_{q1} = i_{q2} = 5.29A$ ; d'autre part, des diminutions sont enregistrées par le couple électromagnétique, les courants statoriques selon l'axe direct et par les flux rotoriques suivant les deux axes  $(d,q)$ , qui se stabilisent respectivement à  $C_{em} = -13.67N.m$ ,  $i_{d1} = i_{d2} = -2.63A$ ,  $\psi_{dr} = -1.205Wb$  et  $\psi_{qr} = -0.214Wb$ ; cependant, en fonctionnement génératrice (machine entraînée) le glissement diminue et devient négatif (la vitesse d'entraînement est supérieure à celle du synchronisme), la tension statorique ( $v_{as1}(V)$ ) et le courant statorique ( $i_{as1}(A)$ ) sont presque déphasés de  $180^\circ$ , par conséquent de signe inverse, et cela veut dire que la puissance produite est de signe négatif (sens de transition de l'énergie), c'est-à-dire la machine fournit de l'énergie active vers la source et absorbe une certaine portion de l'énergie réactive nécessaire pour sa magnétisation.

On constate aussi que l'angle de déphasage électrique ( $\alpha = 30^\circ$ ), qui est dû à la conception et à la disposition des enroulements de la machine (déphasage électrique entre les deux étoiles), impose tout simplement le même déphasage entre les deux sources d'alimentations, et ce même angle n'est observé que par les grandeurs réelles (tensions et courants suivant les axes réels), par contre il n'a aucune influence sur les mêmes grandeurs selon les deux axes direct et en quadrature, car ces dernières restent identiques (sachant que les deux étoiles sont identiques).

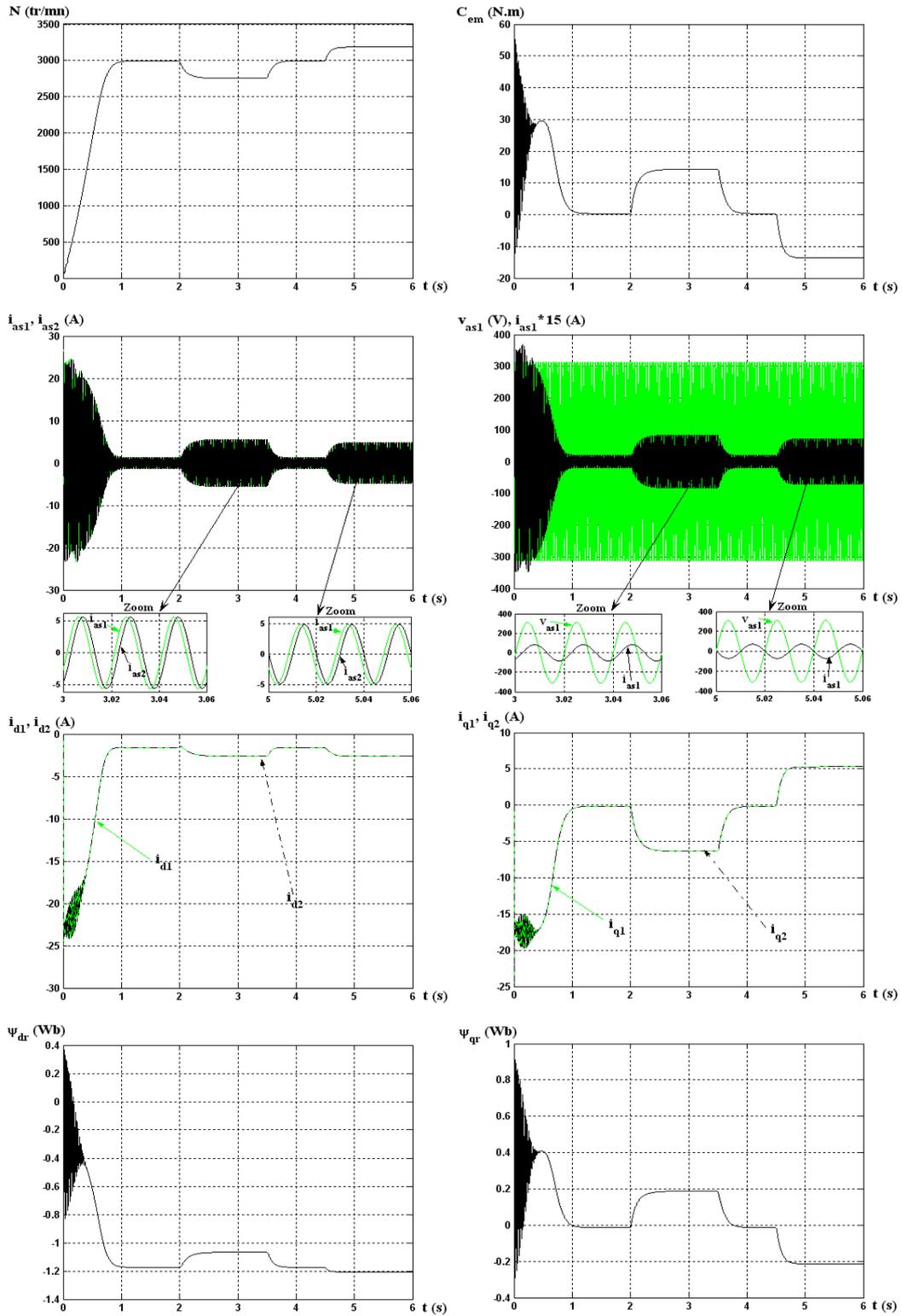


FIG. 2.3 – Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux sources sinusoïdales, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[4.5, 6]$  s

## 2.7 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande M.L.I

### 2.7.1 Modélisation de l'onduleur

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

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

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 :

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

Avec :  $f_i + \overline{f_i} = 1$  et  $i = 1 \dots 3$ .

La figure 2.4 représente le schéma de l'onduleur triphasé.

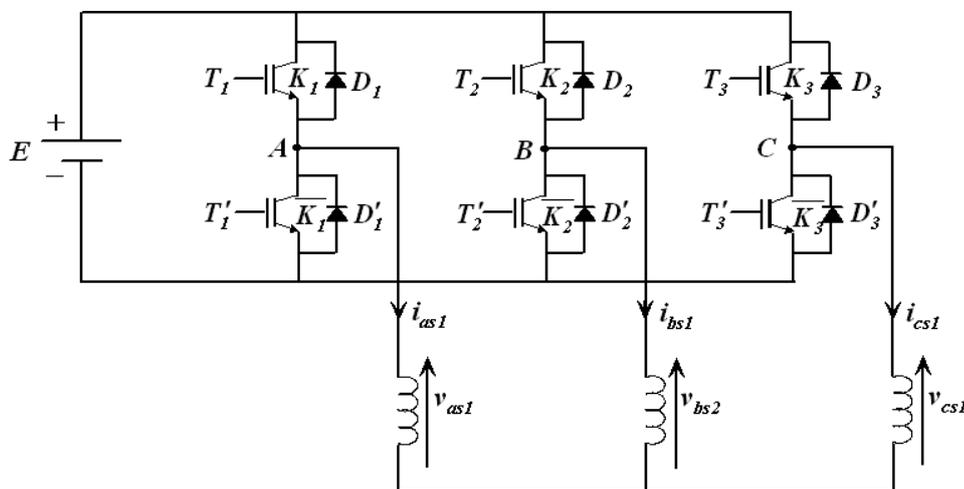


FIG. 2.4 – Onduleur triphasé

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad (2.28)$$

$$V_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad (2.29)$$

$$V_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad (2.30)$$

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

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (2.31)$$

La résolution des équations (2.28), (2.29), (2.30) et (2.31) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Pour le second onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

### 2.7.2 Commande par modulation sinus-triangle

La M.L.I 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 [CRE97].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

– Pour la première étoile :

$$\begin{aligned} v_{refa1} &= v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb1} &= v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{refc1} &= v_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.34)$$

– Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (2.34),  $(2\pi ft)$  par  $(2\pi ft - \alpha)$  et l'indice 1 par 2.

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm}[4(t/T_p) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm}[-4(t/T_p) + 3] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.35)$$

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 2.5 représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont  $r = 0.8$  et  $m = 21$ .

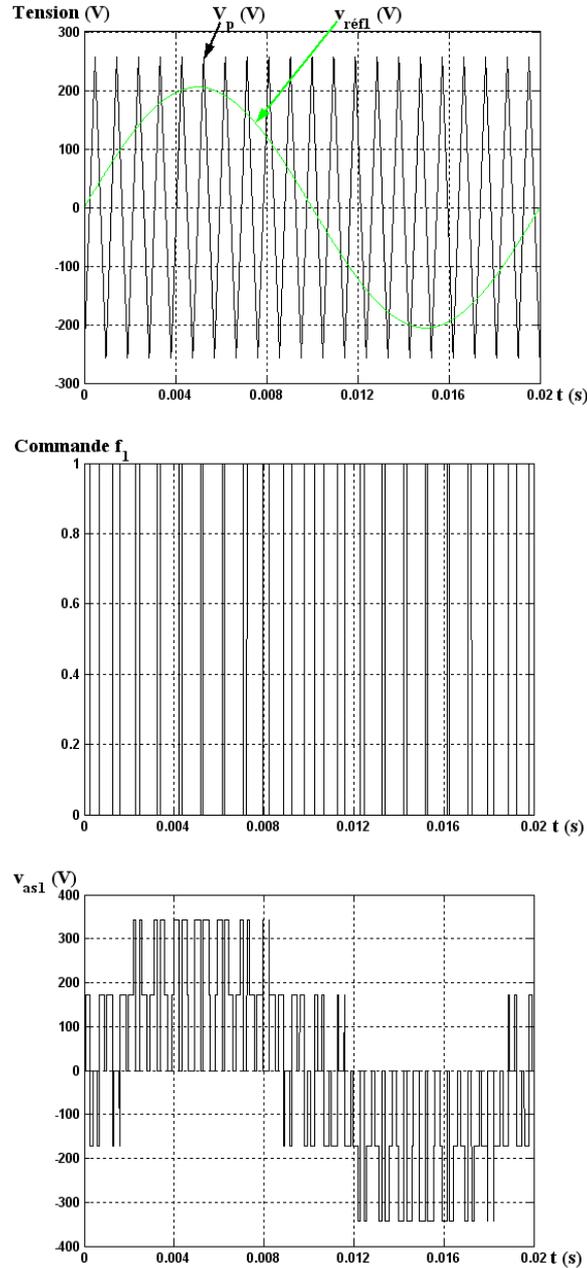


FIG. 2.5 – Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

### 2.7.3 Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I

La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle est donnée par la figure 2.6.

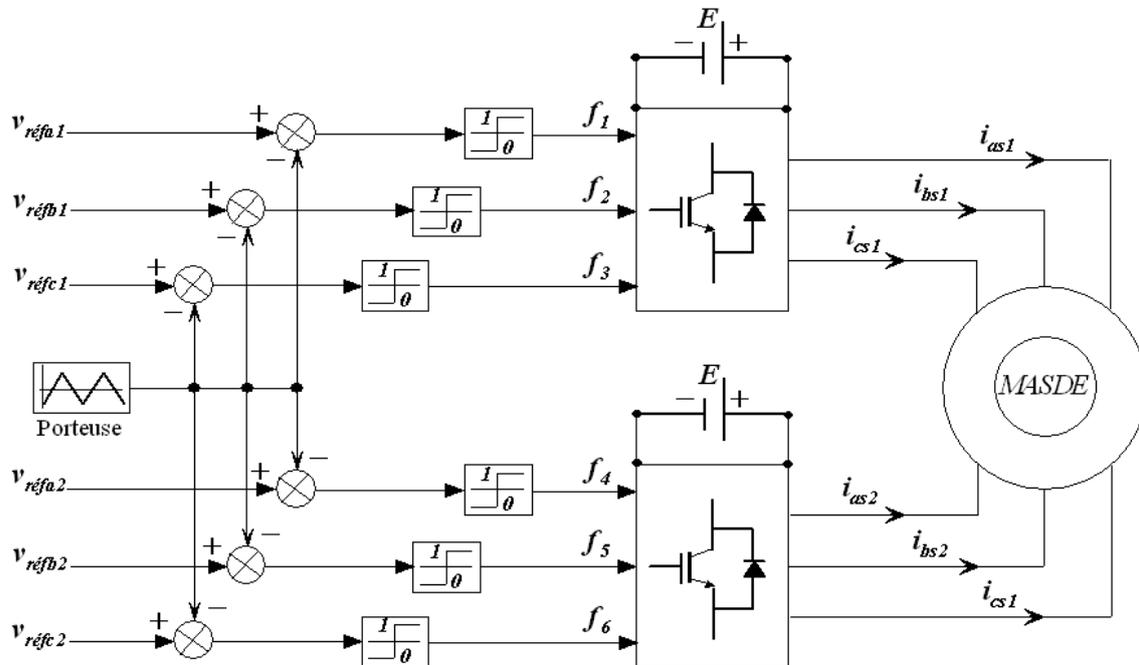


FIG. 2.6 – Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I

## 2.8 Simulation et interprétation des résultats

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire  $\alpha = 30^\circ$ .

La figure 2.7 représente 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  $m = 21$ , suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14 N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[4.5, 6]s$ .

Cette dernière montre que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe (figure 2.3). 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.

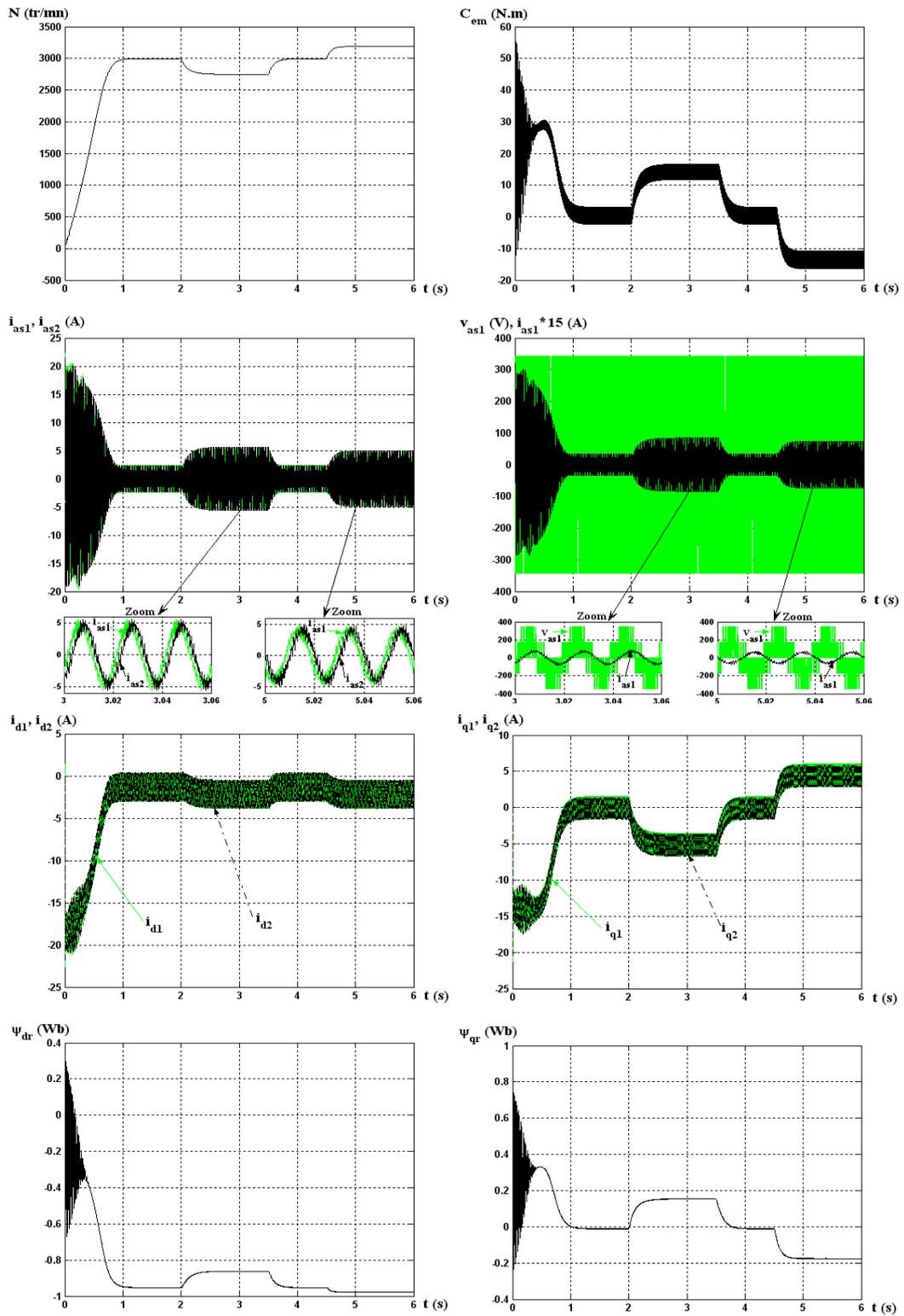


FIG. 2.7 – Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[4.5, 6]$  s

## 2.9 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tensions à commande M.L.I à vide et en charge a été accomplie.

L'insertion de la charge dans les deux cas d'alimentations engendre une variation (diminution en fonctionnement moteur et augmentation en fonctionnement génératrice) de la vitesse. Afin de remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de régulation par la commande vectorielle.

## Chapitre 3

# Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

### 3.1 Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 [THO98]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [BAG99].

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE. Cependant, nous présentons au premier lieu un rappel sur le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDE, et nous irons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation.

### 3.2 Principe de la commande

La technique de la commande vectorielle repose sur le fait d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage du couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [TAM05]. Cette dernière présente une qualité intrinsèque, car elle permet un contrôle séparé du flux et du couple.

$$C_{em} = k\psi_f I_a = k' I_f I_a \quad (3.1)$$

Avec :

- $\psi_f$  : flux imposé par le courant d'excitation  $I_f$ ;
- $I_a$  : courant d'induit.

A flux constant, le couple peut être réglé par  $I_a$ . La production de couple et la création de flux sont indépendantes et c'est l'objectif d'un pilotage vectoriel [CRE97].

Le principe de pilotage vectoriel de la MASDE est analogue à celui de la MCC à excitation séparée. La figure 3.1 représente le schéma du principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.

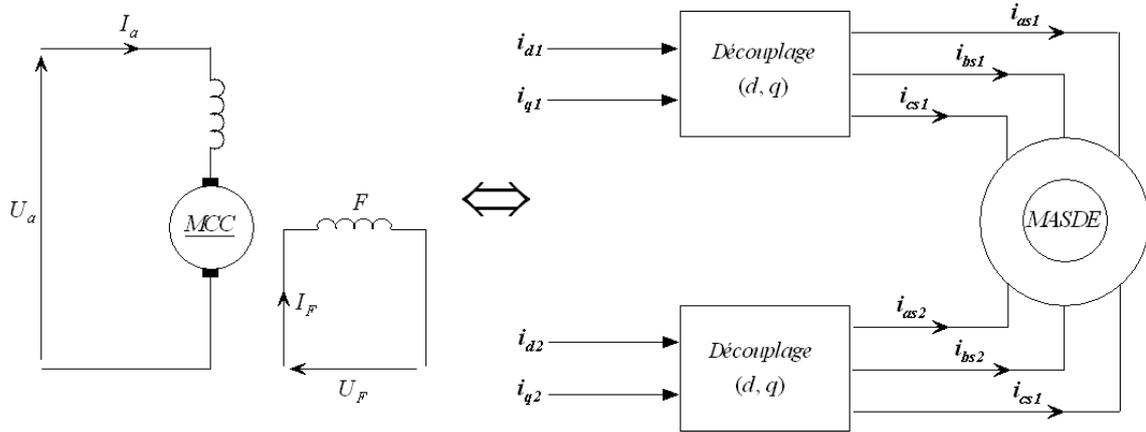


FIG. 3.1 – Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

La commande de la MASDE par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple. Sachant que l'expression du couple électromagnétique (2.26) est en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques. Cependant, en choisissant l'orientation du flux rotorique suivant l'axe  $d$  ( $\psi_{dr} = \psi_r$  et  $\psi_{qr} = 0$ ), on aura la forme du couple électromagnétique suivante :

$$\begin{aligned} C_{em} &= P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{q1} + i_{q2})\psi_r] \\ &= k'' \psi_r i_q \end{aligned} \quad (3.2)$$

Avec :

$$k'' = P \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad \text{et} \quad i_q = i_{q1} + i_{q2}.$$

De l'équation (3.2), on constate que l'expression du couple de la MASDE est analogue à celle de la MCC à excitation séparée, donc le couple et le flux de la MASDE sont contrôlables séparément.

Néanmoins, si le principe est naturellement appliqué pour la MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif et en particulier la MASDE. Car, le contrôle par flux orienté de ces dernières est une commande par orientation de ces deux grandeurs [CHA04].

### 3.3 Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE (*chapitre 2*) est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant  $\preccurlyeq d,q \succcurlyeq$ , de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles :

- Flux rotorique :

$$\psi_{dr} = \psi_r \quad \text{et} \quad \psi_{qr} = 0 \quad (3.3)$$

- Flux statorique :

$$\psi_{ds} = \psi_s \quad \text{et} \quad \psi_{qs} = 0 \quad (3.4)$$

- Flux d'entrefer :

$$\psi_{dg} = \psi_g \quad \text{et} \quad \psi_{qg} = 0 \quad (3.5)$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (3.3), car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

### 3.4 Différentes méthodes de la commande vectorielle

La commande vectorielle de la MASDE peut être soit directe ou indirecte.

#### 3.4.1 Méthode de commande directe

Le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit être soit :

- Mesuré directement en plaçant une spire sous un pôle de chaque phase. Mais, la fragilité et les problèmes de fiabilité limitent sa mise en oeuvre.
- Estimé et reconstitué à partir des équations de la machine et de la mesure des tensions et des courants statoriques.

#### 3.4.2 Méthode de commande indirecte

Le flux est régulé en boucle ouverte. Il n'est ni mesuré ni estimé. Les grandeurs (tensions ou courants) assurant l'orientation du flux et le découplage sont évaluées à partir des équations de la machine en régime transitoire.

### 3.5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique. La figure 3.2 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

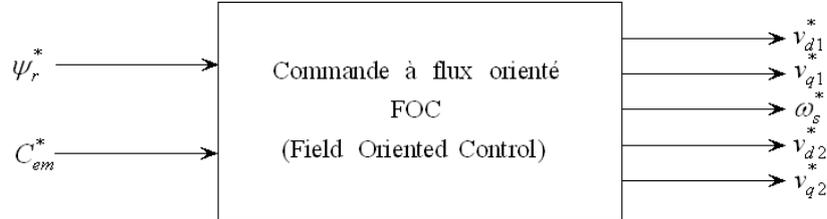


FIG. 3.2 – Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique  $\psi_r^*$  et le couple  $C_{em}^*$ , et en exprimant que :

$$\psi_{dr} = \psi_r^* \quad (3.6)$$

$$\psi_{qr} = 0 \quad (3.7)$$

$$p\psi_r^* = 0 \quad (3.8)$$

Avec :  $p = d/dt$  opérateur de Laplace.

En remplaçant (3.6)–(3.8) dans les équations des tensions rotoriques (2.15), on obtient [SIN05A] :

$$r_r \iota_{dr} = 0 \Rightarrow \iota_{dr} = 0 \quad (3.9)$$

$$r_r \iota_{qr} + \omega_{gl}^* \psi_r^* = 0 \Rightarrow \iota_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \psi_r^*}{r_r} \quad (3.10)$$

Et à partir des équations (2.24) et (2.25), on trouve :

$$\iota_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\psi_r^* - L_m(\iota_{d1} + \iota_{d2})] \quad (3.11)$$

$$\iota_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (\iota_{q1} + \iota_{q2}) \quad (3.12)$$

En introduisant (3.11) et (3.12) dans le système d'équations des flux statoriques (2.16), on aura [MER05] :

$$\begin{aligned} \psi_{d1} &= \lambda_1 \iota_{d1} + L_r \eta \iota_{d2} + \eta \psi_r^* \\ \psi_{q1} &= \lambda_1 \iota_{q1} + L_r \eta \iota_{q2} \\ \psi_{d2} &= \lambda_2 \iota_{d2} + L_r \eta \iota_{d1} + \eta \psi_r^* \\ \psi_{q2} &= \lambda_2 \iota_{q2} + L_r \eta \iota_{q1} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad \text{et} \quad \lambda_{1,2} = L_{1,2} + \eta L_r.$$

En substituant (3.9) dans (3.11), on tire :

$$\psi_r^* = L_m(\iota_{d1} + \iota_{d2}) \quad (3.14)$$

A partir de l'équation (3.12), on trouve :

$$L_m(\iota_{q1} + \iota_{q2}) = -(L_m + L_r)\iota_{qr} \quad (3.15)$$

En remplaçant (3.13)–(3.15) dans le système d'équations des tensions statoriques (2.15), on obtient :

$$\begin{aligned} v_{d1}^* &= r_1 \iota_{d1} + L_1 p \iota_{d1} - \omega_s^* (L_1 \iota_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q1}^* &= r_1 \iota_{q1} + L_1 p \iota_{q1} + \omega_s^* (L_1 \iota_{d1} + \psi_r^*) \\ v_{d2}^* &= r_2 \iota_{d2} + L_2 p \iota_{d2} - \omega_s^* (L_2 \iota_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q2}^* &= r_2 \iota_{q2} + L_2 p \iota_{q2} + \omega_s^* (L_2 \iota_{d2} + \psi_r^*) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Où :

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

En introduisant l'équation (3.12) dans (3.10), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{r_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(\iota_{q1} + \iota_{q2})}{\psi_r^*} \quad (3.17)$$

A partir de la relation (3.2), on trouve :

$$\iota_{q1} + \iota_{q2} = \frac{(L_m + L_r) C_{em}^*}{P L_m} \frac{\psi_r^*}{\psi_r^*} \quad (3.18)$$

Le système d'équations électriques (3.16) montre que les tensions ( $v_{d1}^*$ ,  $v_{q1}^*$ ,  $v_{d2}^*$  et  $v_{q2}^*$ ) influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures ( $\iota_{d1}$ ,  $\iota_{q1}$ ,  $\iota_{d2}$  et  $\iota_{q2}$ ) donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables  $v_{d1r}$ ,  $v_{q1r}$ ,  $v_{d2r}$  et  $v_{q2r}$  n'agissant respectivement que sur  $\iota_{d1}$ ,  $\iota_{q1}$ ,  $\iota_{d2}$  et  $\iota_{q2}$ , tels que :

$$\begin{aligned} v_{d1r} &= r_1 \iota_{d1} + L_1 p \iota_{d1} \\ v_{q1r} &= r_1 \iota_{q1} + L_1 p \iota_{q1} \\ v_{d2r} &= r_2 \iota_{d2} + L_2 p \iota_{d2} \\ v_{q2r} &= r_2 \iota_{q2} + L_2 p \iota_{q2} \end{aligned} \quad (3.19)$$

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

$$\begin{aligned} v_{d1}^* &= v_{d1r} - v_{d1c} \\ v_{q1}^* &= v_{q1r} + v_{q1c} \\ v_{d2}^* &= v_{d2r} - v_{d2c} \\ v_{q2}^* &= v_{q2r} + v_{q2c} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Où :

$$\begin{aligned} v_{d1c} &= \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q1c} &= \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \psi_r^*) \\ v_{d2c} &= \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q2c} &= \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \psi_r^*) \end{aligned} \quad (3.21)$$

### 3.5.1 Identification des paramètres des régulateurs PI

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(p) = \frac{1}{ap + b} \quad (3.22)$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert du PI est :

$$C(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (3.23)$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire réglé par un PI est donné par la figure 3.3.

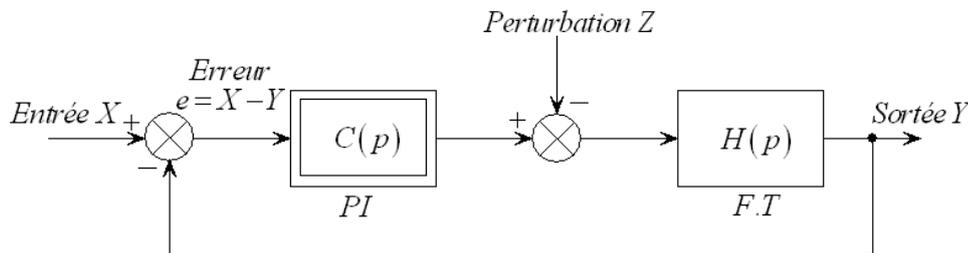


FIG. 3.3 – Schéma d'un système asservi du premier ordre réglé par un PI

La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(p) = C(p)H(p) = \frac{k_p p + k_i}{ap^2 + bp} \quad (3.24)$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(p) = \frac{T(p)}{1 + T(p)} = \frac{k_p p + k_i}{ap^2 + (b + k_p)p + k_i} \quad (3.25)$$

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

$$G(p) = \frac{1}{\tau p + 1} \quad (3.26)$$

Il suffit d'identifier (3.25) à (3.26) comme suit :

$$\frac{k_p p + k_i}{ap^2 + (b + k_p)p + k_i} = \frac{1}{\tau p + 1} \quad (3.27)$$

Ce qui donne :

$$k_p \tau p^2 + (k_i \tau + k_p)p + k_i = ap^2 + (b + k_p)p + k_i \quad (3.28)$$

D'où :

$$\begin{cases} k_p = a/\tau \\ k_i = b/\tau \end{cases} \quad (3.29)$$

La figure 3.4 représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2).

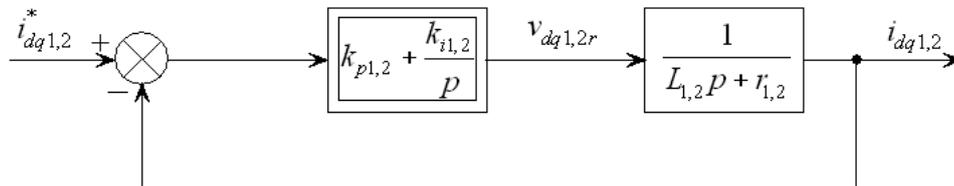


FIG. 3.4 – Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

Avec :

$$\begin{cases} k_{p1} = L_1/\tau \\ k_{i1} = r_1/\tau \end{cases} \text{ et } \begin{cases} k_{p2} = L_2/\tau \\ k_{i2} = r_2/\tau \end{cases} \quad (3.30)$$

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

### 3.5.2 Application

L'application de la commande vectorielle indirecte sans le réglage de vitesse sur la MASDE est illustrée par la figure 3.5.

Le schéma du bloc de découplage FOC est représenté par la figure 3.6, sachant que  $i_{d1}^* = i_{d2}^*$  et  $i_{q1}^* = i_{q2}^*$  (voir annexe B).

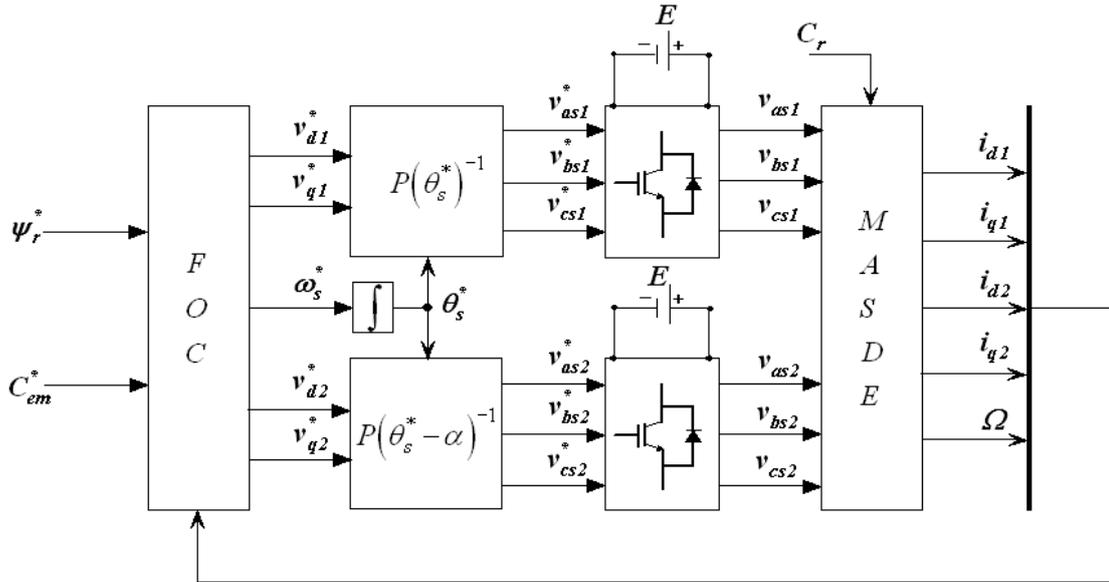


FIG. 3.5 – Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE

### 3.5.3 Simulation et interprétation des résultats

La figure 3.7 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans le réglage de la vitesse (par orientation du flux rotorique), en imposant le flux de référence  $\psi_r^* = 1(Wb)$  et le couple électromagnétique de référence sous forme de créneaux  $C_{em}^* = [+14, -14, +10](N.m)$  respectivement suivant les intervalles de temps  $t = [0, 1.5], [1.5, 3]$  et  $[3, 4](s)$ .

Cette dernière montre que :

- Le couple électromagnétique en régime établi (fin de régime transitoire) suit parfaitement le couple de référence imposé ;
- Le flux rotorique suivant l'axe direct durant le régime permanent demeure stable en poursuivant sa référence imposée. Celui en quadrature reste invariant tout au long du régime établi ( $\psi_{qr} = 0$ ) ;
- Nous constatons que les flux rotoriques ne sont pas affectés par les variations brusques du couple. Le courant en quadrature ( $i_{q1}$ ) varie d'une manière identique à celle du couple durant le régime établi. De ce fait, le couple électromagnétique est régulé par les composantes des courants statoriques en quadratures ; le flux est régulé indépendamment du couple. Alors, le découplage de ces derniers est assuré.

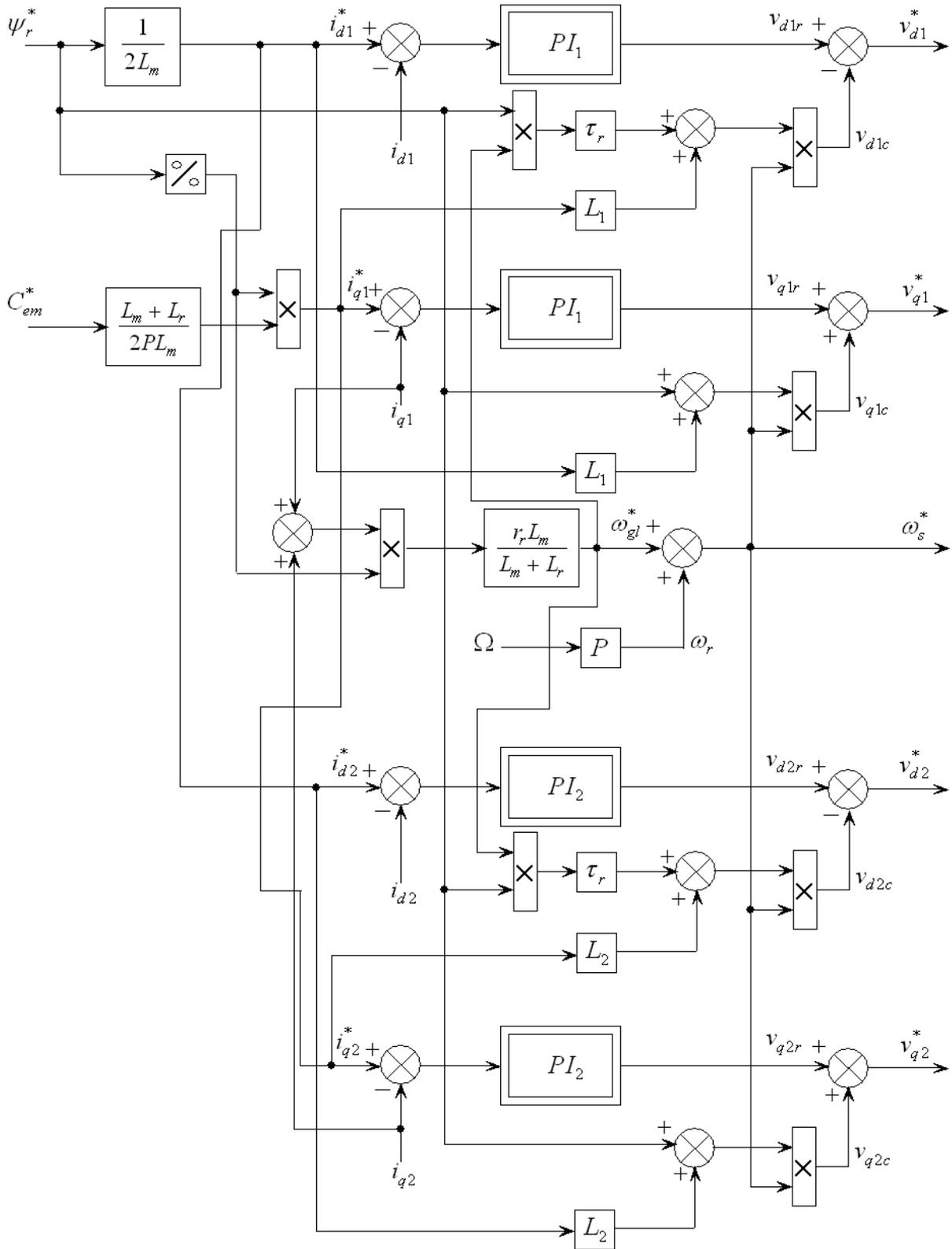


FIG. 3.6 – Représentation schématique du bloc de découplage FOC

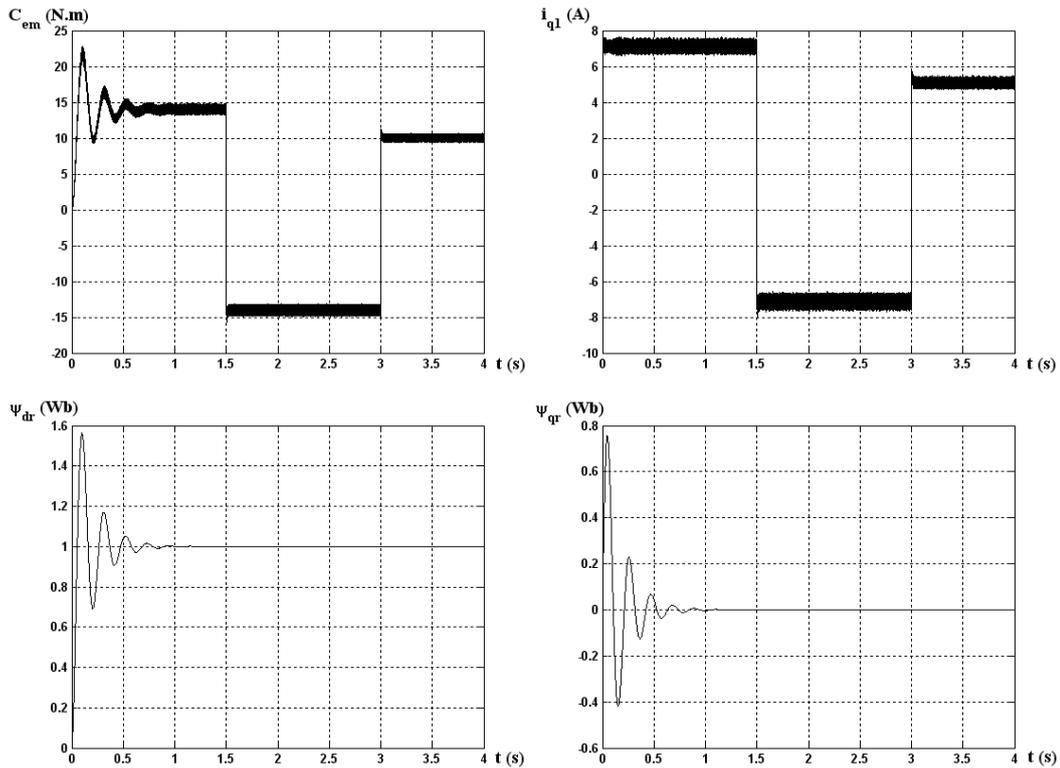


FIG. 3.7 – Evolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

### 3.6 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

Le principe de cette méthode, 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 :

$$\begin{cases} \psi_r^* = \psi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \psi_r^* = \psi_n \Omega_n / |\Omega| & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (3.31)$$

Schématisé par la figure 3.8.

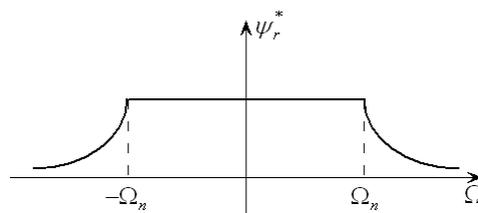


FIG. 3.8 – Schéma de défluxage

La figure 3.9 représente le schéma de régulation de la vitesse par la commande indirecte.

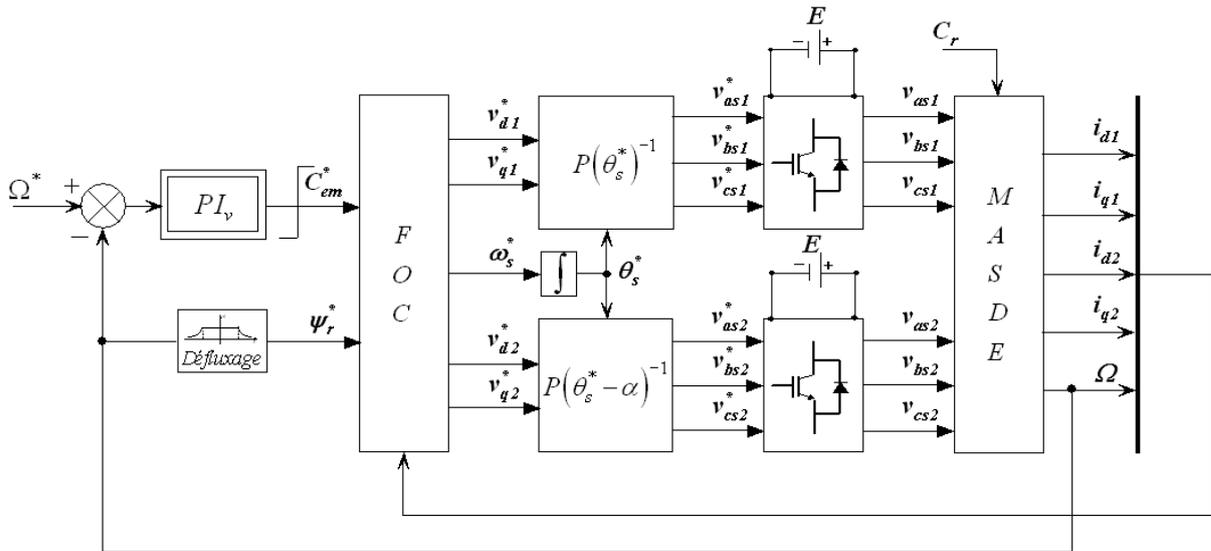


FIG. 3.9 – Représentation schématique de la commande FOC avec régulation de vitesse

### 3.6.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure 3.10.

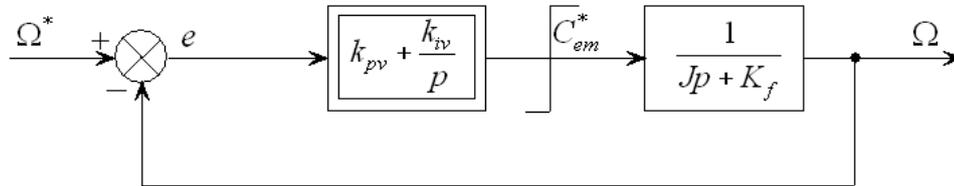


FIG. 3.10 – Boucle de régulation de vitesse

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} k_{pv} = J/\tau \\ k_{iv} = K_f/\tau \end{cases} \quad (3.32)$$

On prend  $\tau = \tau_r$ .

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par [MER05], [NEM02] :

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \text{sign}(C_{em}^*) & \text{si } |C_{em}^*| \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad (3.33)$$

Le couple maximal adopté est  $C_{em}^{max} = 30N.m$ .

### 3.6.2 Simulation et interprétation des résultats

La figure 3.11 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]s$ , en imposant la vitesse de référence  $N^* = 2500tr/mn$ . Celle-ci montre que :

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse ( $N(tr/mn)$ ) rejoint sa valeur de consigne à  $t = 0.56s$ , avec un dépassement de 0.39%. Le couple électromagnétique ( $C_{em}(N.m)$ ) atteint la valeur maximale de  $54.5N.m$  à  $t = 0.049s$ , par suite, au début du régime permanent (à  $t = 0.56s$ ), il présente un dépassement de  $8N.m$ , puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0). Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) observent un courant d'appel d'environ 2 fois le courant nominal, et puis durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusoïdale. Le courant en quadrature ( $i_{q1}(A)$ ) évolue pendant le régime établi identiquement au couple électromagnétique. Le courant rotorique ( $i_{ar}(A)$ ) atteint approximativement  $25A$  pendant le régime transitoire, et il se stabilise à 0 en régime permanent. Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toutefois ils se stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent.

L'application de la charge  $C_r = 14N.m$  (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps  $t = [1, 1.75]s$ , engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique, des courants statoriques et du courant rotorique, qui se stabilisent respectivement à  $C_{em} \simeq 14N.m$ ,  $i_{as1} = i_{as2} \simeq 6.5A$ ,  $i_{q1} = 7A$  et  $i_{ar} = 12.4A$ . La vitesse et les flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes. Cependant, en fonctionnement moteur la tension ( $v_{as1}(V)$ ) et le courant ( $i_{as1}(A)$ ) sont presque en phase et de même signe, ce qui veut dire que la puissance est de signe positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive de la source, nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation, ce qui se traduit encore par le déphasage en arrière (effet inductif) du courant par rapport à la tension.

Par contre, l'application de la charge  $C_r = -14N.m$  (fonctionnement génératrice) au delà de l'instant  $t = 2.25s$ , engendre des diminutions au niveau du couple électromagnétique et du courant en quadrature, qui s'établissent à  $-14N.m$  et à  $-7A$ ; les mêmes observations sont enregistrées pour les autres grandeurs avec celles en fonctionnement moteur. Néanmoins, en fonctionnement génératrice, la machine fournit à la source de l'énergie active et absorbe une portion de l'énergie réactive, ce qui se traduit par le déphasage de presque  $180^\circ$  entre la tension ( $v_{as1}(V)$ ) et le courant ( $i_{as1}(A)$ ), ce qui signifie que la puissance produite est de signe négatif (sens de transition de l'énergie).

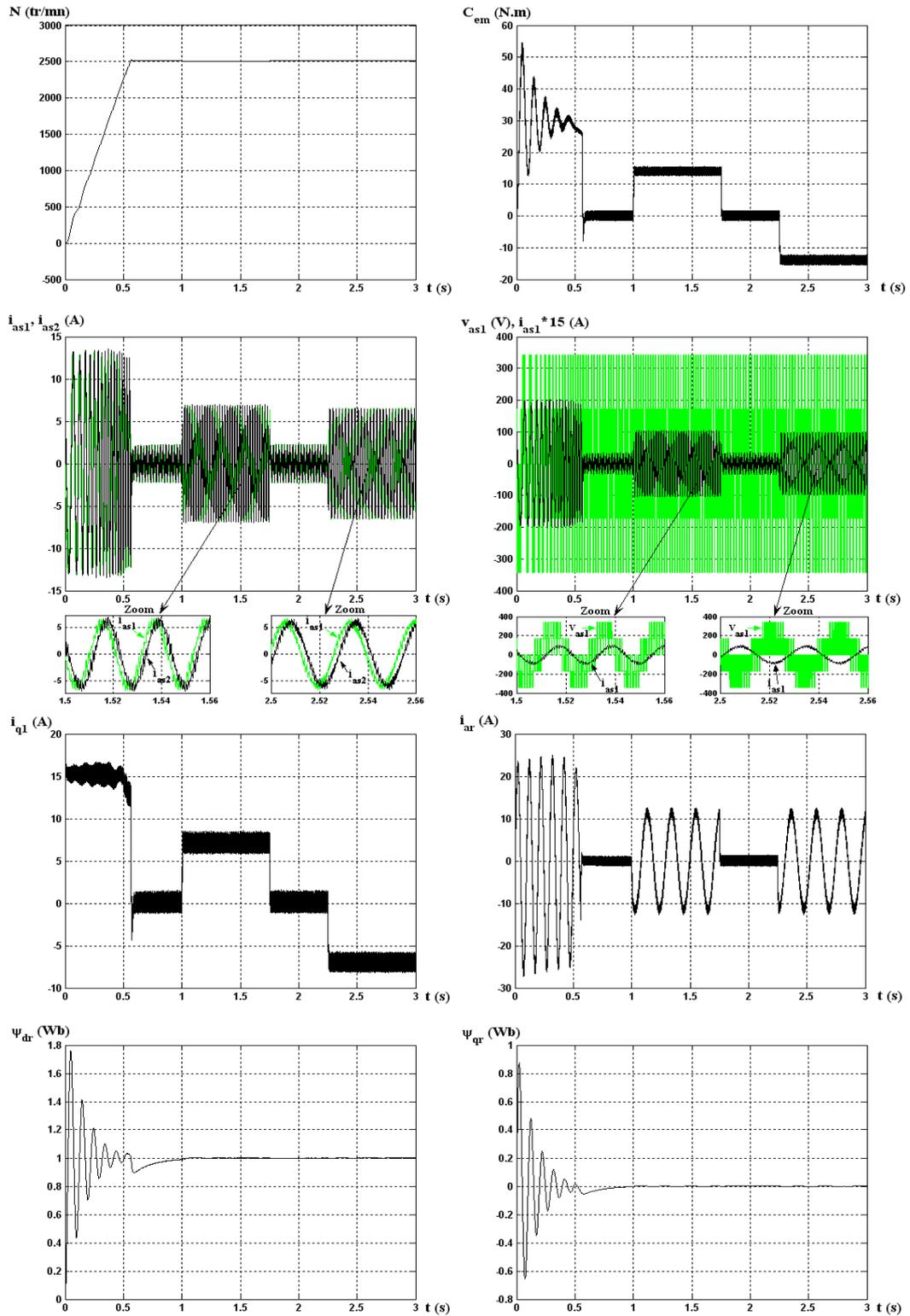


FIG. 3.11 – Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14\text{N.m}$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]\text{s}$

## Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec la méthode indirecte, deux tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le second par la variation de la résistance rotorique.

### • Premier test

La figure 3.12 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de cette dernière de 2500 à  $-2500tr/mn$  à partir de l'instant  $t = 1.5s$ .

Les résultats obtenus montrent clairement que :

la vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 1.1s. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise au bout de 1.12s, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint  $-30N.m$  pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Le courant  $i_{q1}(A)$  évolue d'une façon analogue au couple. Les allures des flux rotoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

### • Second test

La figure 3.13 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique  $r_r$  de 100% à partir de l'instant  $t = 1s$ , avec l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]s$ , tout en imposant la vitesse de référence  $N^* = 2500tr/mn$ .

Ces caractéristiques montrent, premièrement une légère variation au niveau de la vitesse due essentiellement à l'application de la charge, deuxièmement la stabilité au niveau de l'évolution du courant ( $i_{as1}(A)$ ) et du couple ( $C_{em}(N.m)$ ), finalement une légère perturbation engendrée principalement par l'augmentation de la résistance rotorique au niveau des flux rotoriques direct et en quadrature.

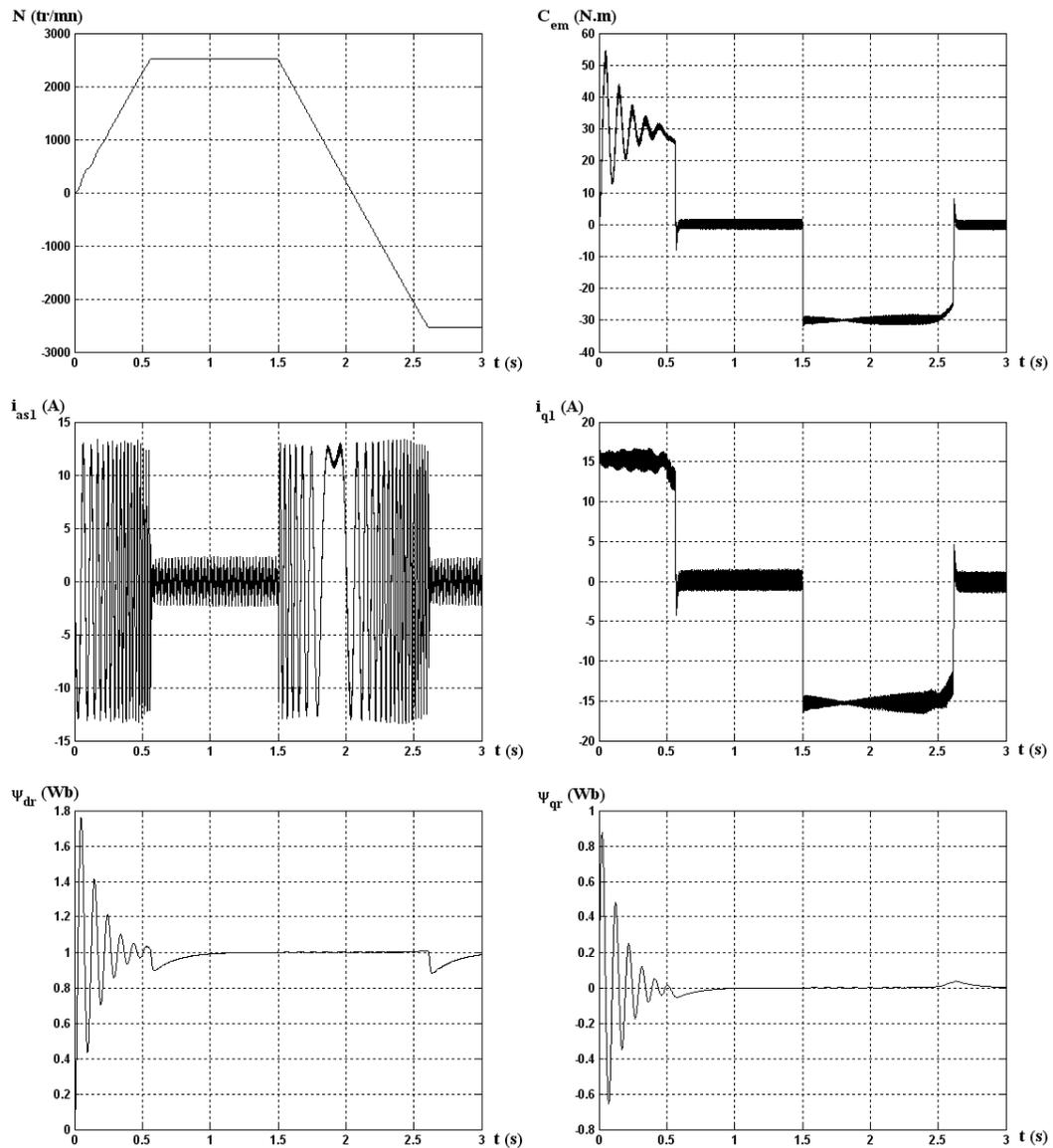


FIG. 3.12 – Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de  $t = 1.5$ s

### 3.7 Commande vectorielle directe avec régulation de vitesse

Le flux est régulé par contre-réaction et qui est estimé et reconstitué à partir des courants statoriques et de la pulsation des courants rotoriques de la machine.

Dans cette application, le bloc de découplage FOC est modifié. La figure 3.14 schématise le principe de la commande à flux orienté modifié (MFOC).

Le schéma du bloc de découplage MFOC est donné par la figure 3.15, sachant que  $i_{d1}^* = i_{d2}^*$  et  $i_{q1}^* = i_{q2}^*$  (voir annexe B).

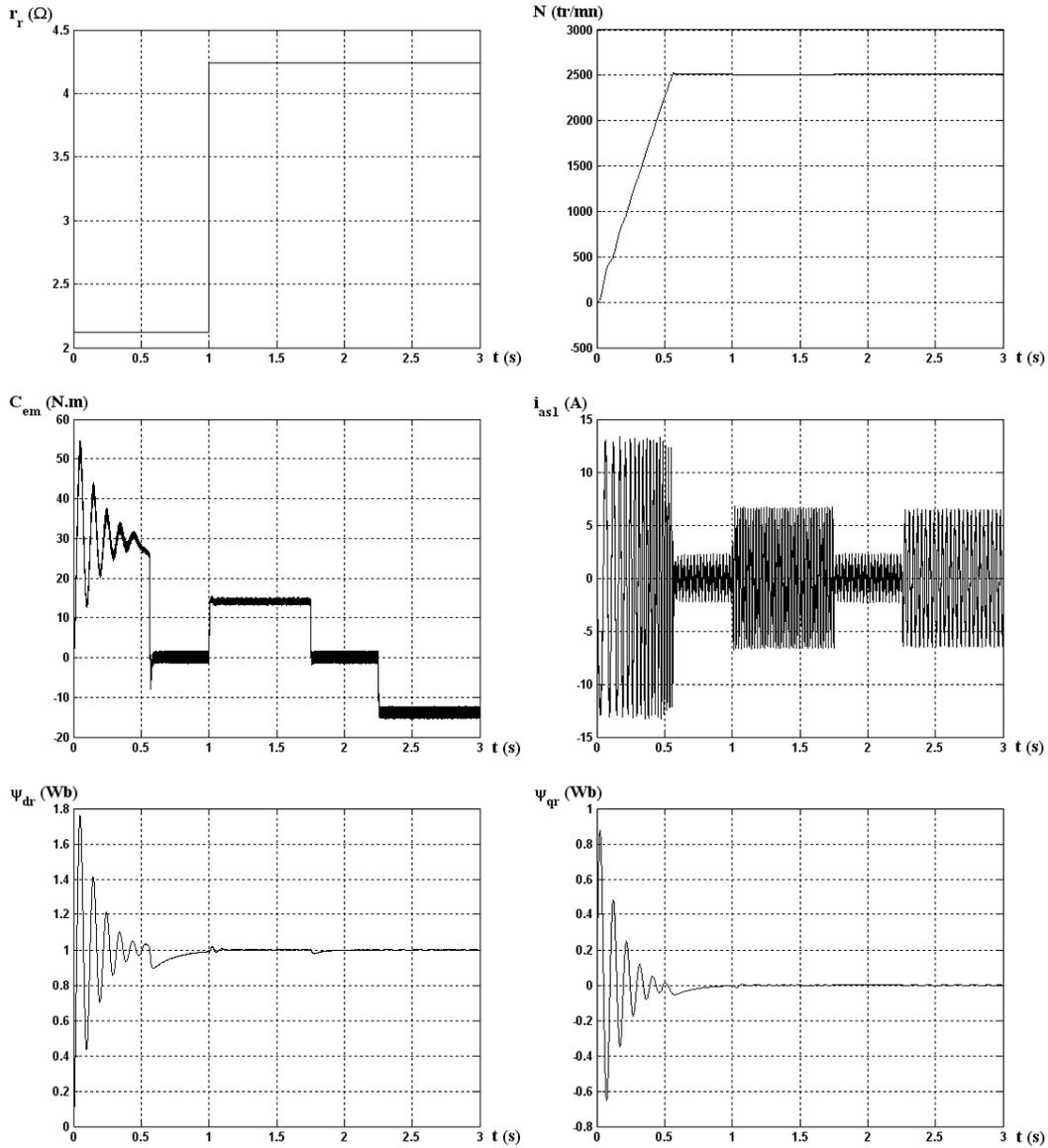


FIG. 3.13 – Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique  $r_r$  de 100% à partir de  $t = 1$ s, avec l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14$ N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]$ s

### 3.7.1 Estimateur de flux

Le flux rotorique estimé se détermine comme suit :

A partir des équations des tensions rotoriques ( $v_{dr} = 0$  et  $v_{qr} = 0$ ), on tire :

$$\frac{d}{dt}\psi_{drest} = -r_r \iota_{dr} + \omega_{gl}\psi_{qrest} \quad (3.34)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{qrest} = -r_r \iota_{qr} - \omega_{gl}\psi_{drest} \quad (3.35)$$

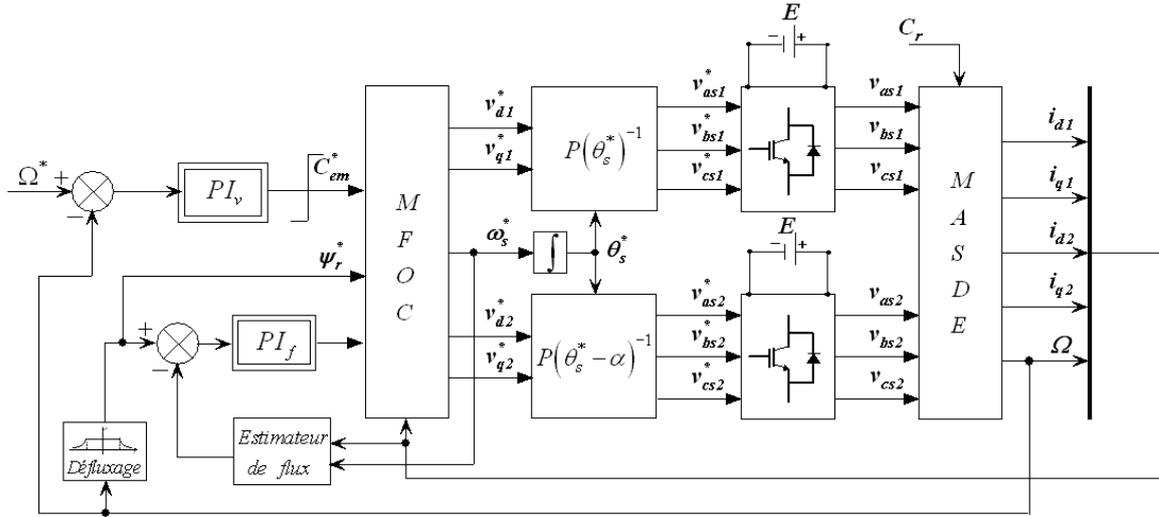


FIG. 3.14 – Représentation schématique de la commande MFOC sur la MASDE

Et des équations des flux rotoriques ( $\psi_{dr}$  et  $\psi_{qr}$ ), on obtient :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\psi_{drest} - L_m(i_{d1} + i_{d2})] \quad (3.36)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\psi_{qrest} - L_m(i_{q1} + i_{q2})] \quad (3.37)$$

En remplaçant (3.36) dans (3.34) et (3.37) dans (3.35), on trouve :

$$\frac{d}{dt} \psi_{drest} = \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} (i_{d1} + i_{d2}) - \frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_{drest} + \omega_{gl} \psi_{qrest} \quad (3.38)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{qrest} = \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} (i_{q1} + i_{q2}) - \frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_{qrest} - \omega_{gl} \psi_{drest} \quad (3.39)$$

D'où, le module du flux rotorique estimé est :

$$\psi_{rest} = \sqrt{\psi_{drest}^2 + \psi_{qrest}^2} \quad (3.40)$$

### 3.7.2 Identification des paramètres du régulateur de flux

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure 3.16.

L'identification de ce dernier, nous donne :

$$\begin{cases} k_{pf} = (L_r + L_m)/(2r_r L_m \tau) \\ k_{if} = 1/(2L_m \tau) \end{cases} \quad (3.41)$$

On prend  $\tau = \tau_r$ .

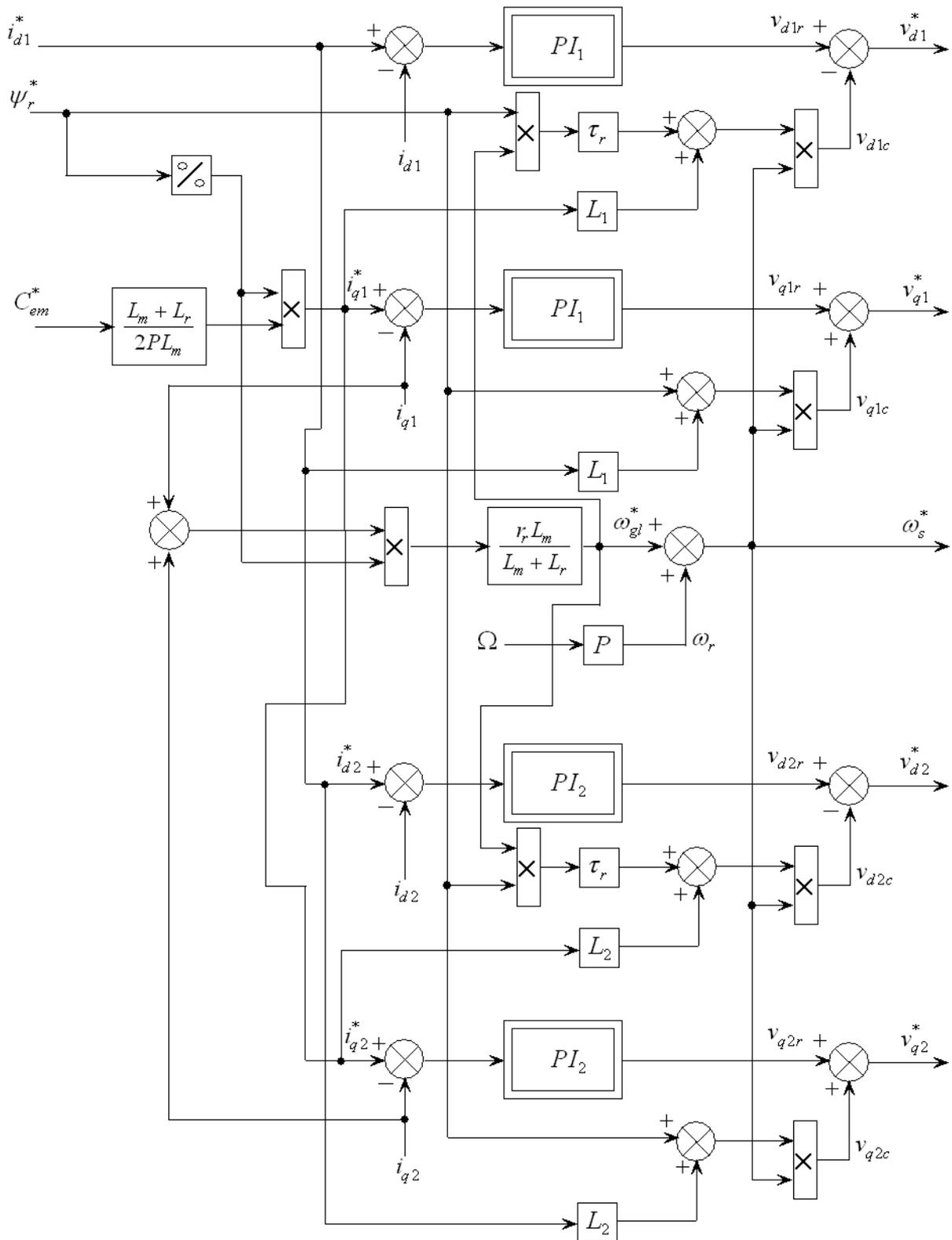


FIG. 3.15 – Représentation schématique du bloc de découplage MFOC

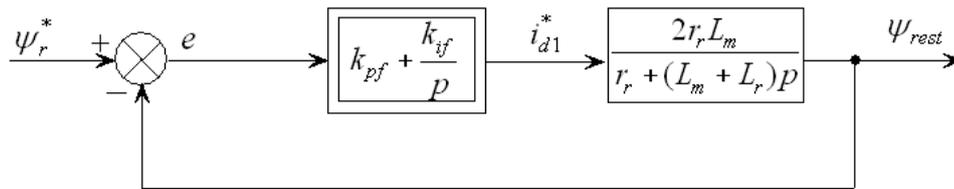


FIG. 3.16 – Boucle de régulation de flux

### 3.7.3 Simulation et interprétation des résultats

La figure 3.17 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE, avec la régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]s$ . Cela en imposant la vitesse de référence  $N^* = 2500tr/mn$ .

Les résultats obtenus montrent que :

Durant le régime permanent, c'est-à-dire à partir de  $t = 0.56s$ , les allures évoluent d'une manière identique à celle observée par la commande indirecte (figure 3.11).

Par contre, pendant le régime transitoire, on constate que :

Le couple électromagnétique atteint pendant une fraction de seconde  $53N.m$ , puis se limite à  $30N.m$  contrôlé par le dispositif de saturation jusqu'à  $t = 0.56s$  (début du régime permanent). L'allure du courant statorique en quadrature progresse approximativement de la même façon que le couple électromagnétique. Le courant rotorique présente un pic au démarrage, puis poursuit son évolution identiquement à celui en commande indirecte. Les flux rotoriques selon  $(d,q)$  représentent aussi des pics au démarrage, qui se stabilisent rapidement selon leurs consignes. La vitesse, Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) ainsi que la tension statorique, restent inchangés par rapport à ceux observés par la méthode indirecte.

#### Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe, la même procédure que pour la commande indirecte est adaptée.

##### • Premier test

Rappelons que ce test consiste à inverser la vitesse de  $2500$  à  $-2500tr/mn$  à partir de  $t = 1.5s$ . Les résultats obtenus sont illustrés par la figure 3.18. Ceux-ci nous montrent que :

Durant le régime permanent et pendant l'inversion de la vitesse, les résultats obtenus par cette méthode sont presque identiques avec ceux observés par la méthode indirecte. Néanmoins, avec une légère différence au niveau des flux rotoriques au moment où la vitesse atteint sa consigne négative.

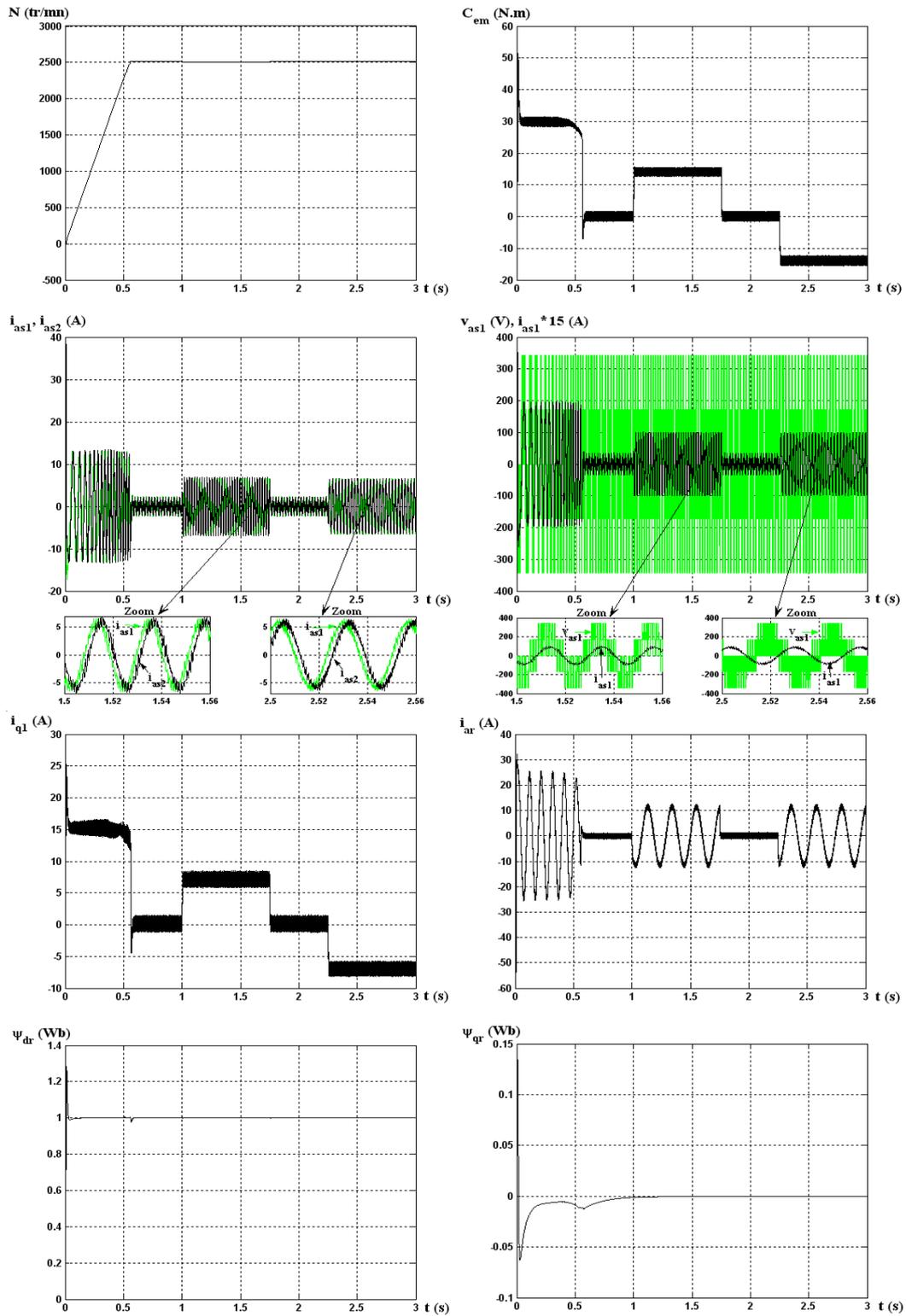


FIG. 3.17 – Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]s$

Pendant le régime transitoire, la vitesse reste presque inchangée ; le courant ( $i_{as1}(A)$ ) observe un pic approximativement de  $24A$ , puis poursuit son déroulement normal ; le couple  $C_{em}(N.m)$ , le courant ( $i_{q1}(A)$ ) et les flux rotoriques évoluent de la même façon que ceux considérés précédemment (figure 3.17).

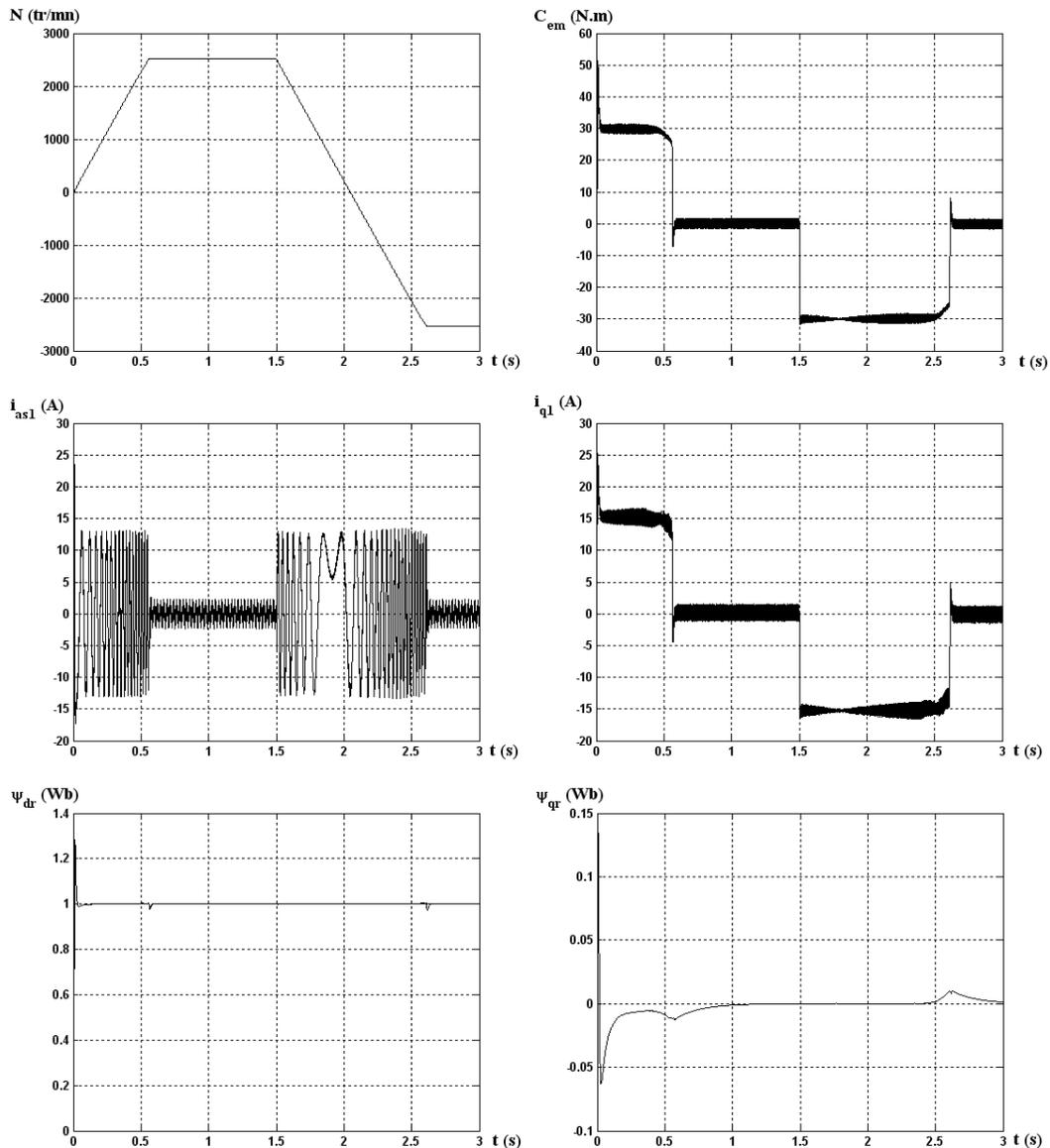


FIG. 3.18 – Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à  $-2500$  tr/mn à partir de  $t = 1.5$ s

### • Second test

Ce test consiste à une variation paramétrique, c'est-à-dire à une augmentation de la résistance rotorique de 100% à partir de  $t = 1$ s, avec l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]$ s. Les

caractéristiques obtenues sont données par la figure 3.19.

Lors du régime transitoire, les allures montrent que la progression des diverses caractéristiques demeure la même que celle observée par les deux cas précédents (figures 3.17 et 3.18).

En régime permanent (à partir de  $t = 0.56s$ ), les courbes des caractéristiques enregistrent une légère variation qui se stabilise rapidement, au moment de la variation de la résistance et de l'application de la charge (à  $t = 1s$ ).

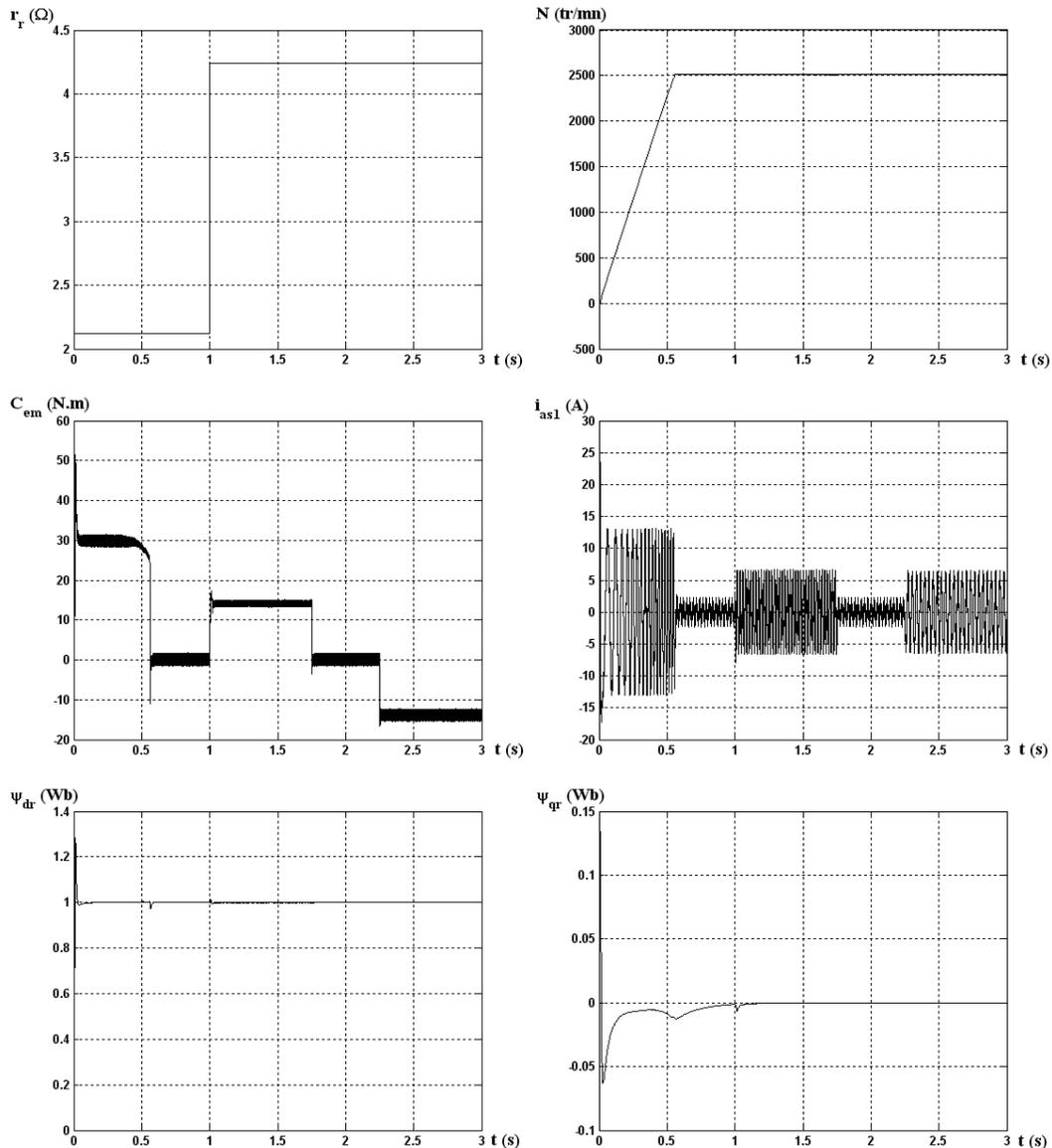


FIG. 3.19 – Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique  $r_r$  de 100% à partir de  $t = 1s$ , avec l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]s$

## 3.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif étant la régulation de la vitesse. Nous avons développé deux méthodes, l'une pour la régulation de la vitesse par la commande indirecte, l'autre pour le même objectif par la méthode directe. Cependant, l'étude de ces deux dernières nous a mené au mieux à mettre en évidence les caractéristiques de la commande vectorielle sur la MASDE.

La régulation de la vitesse par la commande vectorielle directe présente de meilleures performances par rapport à ceux présentés par la méthode indirecte en terme de précision et de stabilité. Mais, la fragilité et les problèmes de fiabilité des capteurs de flux (une spire sous un pôle) limitent sa mise en oeuvre.

Les algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs PI peuvent s'avérer suffisant si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de forte non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. Dans ce contexte, le prochain chapitre 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 de glissement*.

## Chapitre 4

# Commande par mode de glissement de la machine asynchrone double étoile

### 4.1 Introduction

Les premiers travaux concernant les systèmes de commande à structure variable en mode de glissement ont été proposés et élaborés au début des années 50 par Emelyanov [ARZ-]. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles, en particulier dans le domaine des entraînements réglés [BÜH86].

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

Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle de la MASDE. Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous donnons après l'application de la commande sur la MASDE et nous allons enfin montrer les avantages apportés par ce type de réglage par rapport à ceux obtenus par les régulateurs classiques PI, après illustration et visualisation des résultats de simulation.

## 4.2 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement [NEM02]. La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement (figure 4.1) :

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

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [ARZ–], [DEN04].

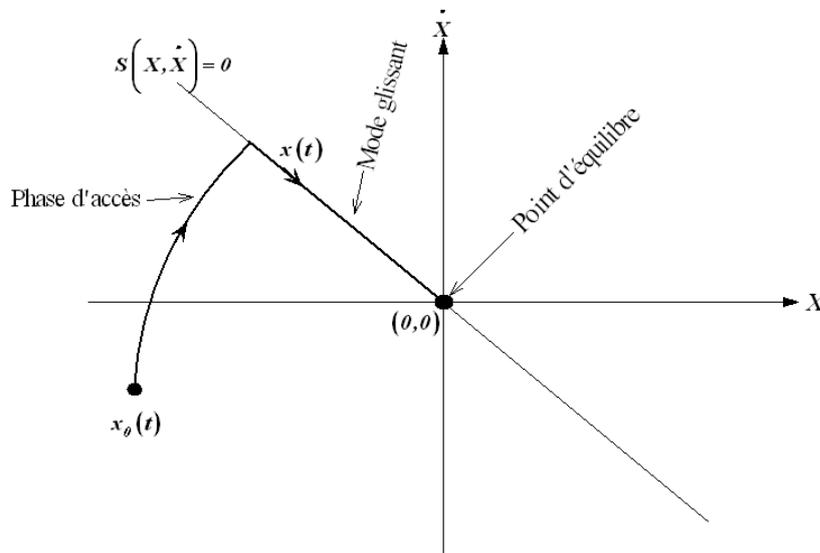


FIG. 4.1 – Modes de fonctionnement dans le plan de phase

## 4.3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

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

- Choix des surfaces de glissement ;

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

### 4.3.1 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (4.1)$$

où  $[X] \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $[U] \in \mathbb{R}^m$  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 [BEN96], [SAI06], [HAZ04], [HUA06] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (4.2)$$

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 :  $\frac{\partial \dot{S}}{\partial U} \neq 0$  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.

### 4.3.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [KER05]. On présente deux types de conditions 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 [ARZ–], [FNA06] :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.3)$$

### Approche de Lyapunov

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

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

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (4.4)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (4.5)$$

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

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.6)$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [SAI06], [SIN04], [COL94].

### 4.3.3 Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux cotés. 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 ( $U_n$ ).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (4.7)$$

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

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 [KER05], [NEM02].

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (4.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

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

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (4.8)$$

En remplaçant (4.1) et (4.7) dans (4.8), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (4.9)$$

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

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (4.10)$$

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

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (4.11)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (4.9), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (4.12)$$

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

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n < 0 \quad (4.13)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $U_n$  doit être opposé à celui de  $S(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B]$ . La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign* (figure 4.2).

$$U_n = K_x \text{sign} S(x) \quad (4.14)$$

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

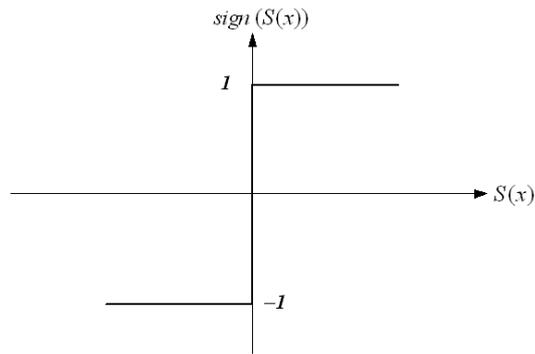


FIG. 4.2 – Fonction sign (non linéarité tout ou rien)

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 hautes fréquences [WIT00]. La figure 4.3 représente le phénomène broutement.

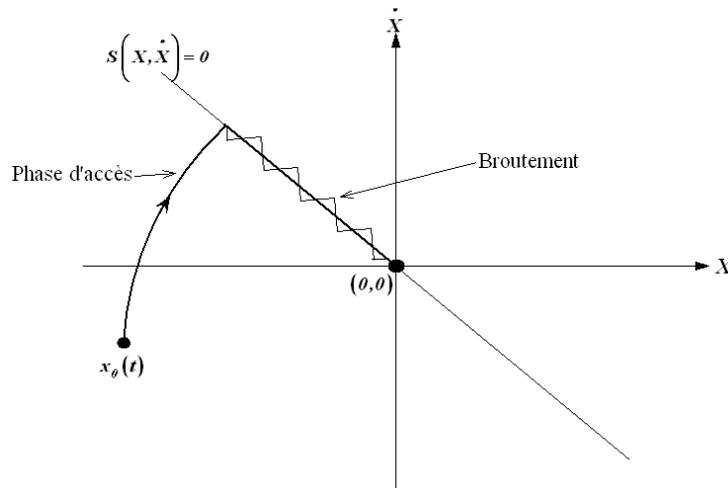


FIG. 4.3 – Phénomène de broutement

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 4.4).

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

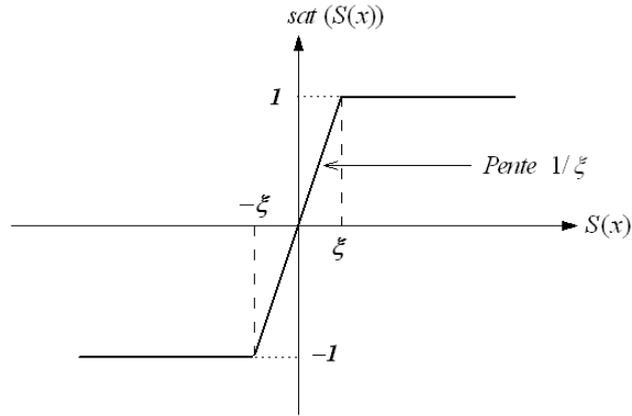


FIG. 4.4 – Fonction de saturation ( $\xi > 0$  et petit)

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\xi} \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (4.15)$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (figure 4.5).

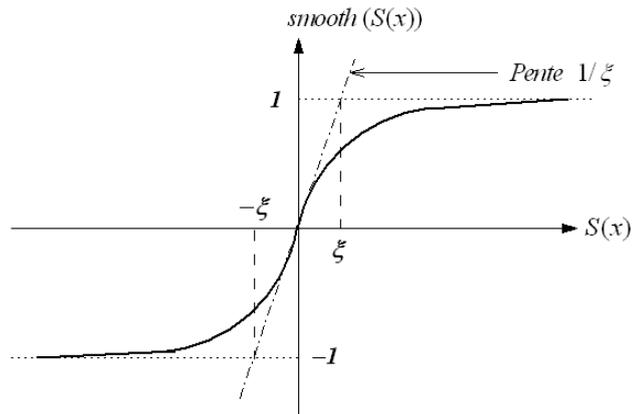


FIG. 4.5 – Fonction de classe  $C^1$  ( $\xi > 0$  et petit)

$$smooth(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (4.16)$$

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (4.17)$$

## 4.4 Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant

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

$$\begin{aligned}
 i_{d1} &= \frac{1}{L_1} \{v_{d1} - r_1 i_{d1} + \omega_s^*(L_1 i_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\
 i_{q1} &= \frac{1}{L_1} \{v_{q1} - r_1 i_{q1} - \omega_s^*(L_1 i_{d1} + \psi_r^*)\} \\
 i_{d2} &= \frac{1}{L_2} \{v_{d2} - r_2 i_{d2} + \omega_s^*(L_2 i_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\
 i_{q2} &= \frac{1}{L_2} \{v_{q2} - r_2 i_{q2} - \omega_s^*(L_2 i_{d2} + \psi_r^*)\} \\
 \dot{\Omega} &= \frac{1}{J} \left\{ P \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{q1} + i_{q2}) \psi_r^* - C_r - K_f \Omega \right\} \\
 \dot{\psi}_r &= -\frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_r + \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} (i_{d1} + i_{d2})
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

### 4.4.1 Surface de régulation de la vitesse

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

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \tag{4.19}$$

On a  $\Omega = \omega_r/P$ , d'où :

$$\dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{q1} + i_{q2}) \psi_r^* - \frac{K_f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \tag{4.20}$$

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

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \tag{4.21}$$

En posant  $i_{q1} + i_{q2} = i_q$  et en introduisant l'équation (4.20) dans (4.21), on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_q \psi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \tag{4.22}$$

A présent, en remplaçant le courant  $i_q$  par le courant de commande  $i_q^* = i_{qeq} + i_{qgn}$  dans l'équation (4.22), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \psi_r^* i_{qeq} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \psi_r^* i_{qgn} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \tag{4.23}$$

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 (4.23) :

$$i_{qeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \psi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (4.24)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant (4.24) dans (4.23), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\frac{P^2}{J} \frac{L_m \psi_r^*}{L_r + L_m} i_{qn} \quad (4.25)$$

On prend la commande douce suivante :

$$i_{qn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \quad (4.26)$$

#### 4.4.2 Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\psi_r) = \psi_r^* - \psi_r \quad (4.27)$$

D'où :

$$\dot{S}(\psi_r) = \dot{\psi}_r^* - \dot{\psi}_r \quad (4.28)$$

En posant  $i_{d1} + i_{d2} = i_d$  et en substituant l'équation de  $\dot{\psi}_r$  (système d'équations (4.18)) dans (4.28), on trouve :

$$\dot{S}(\psi_r) = \dot{\psi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_r - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} i_d \quad (4.29)$$

En introduisant le courant de commande  $i_d^* = i_{deq} + i_{dn}$  dans l'équation (4.29), on aura :

$$\dot{S}(\psi_r) = \dot{\psi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_r - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} i_{deq} - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} i_{dn} \quad (4.30)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\psi_r) = 0$  et par suite  $\dot{S}(\psi_r) = 0$  et  $i_{dn} = 0$ , d'où on tire  $i_{deq}$  de la relation (4.30) :

$$i_{deq} = \frac{L_r + L_m}{r_r L_m} \left[ \dot{\psi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_r \right] \quad (4.31)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\psi_r) \dot{S}(\psi_r) < 0$  doit être vérifiée. En substituant (4.31) dans (4.30), on obtient :

$$\dot{S}(\psi_r) = -\frac{r_r L_m}{L_r + L_m} \iota_{dn} \quad (4.32)$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$\iota_{dn} = K_{\psi_r} \frac{S(\psi_r)}{|S(\psi_r)| + \xi_{\psi_r}} \quad (4.33)$$

### 4.4.3 Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$S(\iota_{d1}) = i_{d1}^* - \iota_{d1} \quad (4.34)$$

$$S(\iota_{q1}) = i_{q1}^* - \iota_{q1} \quad (4.35)$$

$$S(\iota_{d2}) = i_{d2}^* - \iota_{d2} \quad (4.36)$$

$$S(\iota_{q2}) = i_{q2}^* - \iota_{q2} \quad (4.37)$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$\dot{S}(\iota_{d1}) = \dot{i}_{d1}^* - \dot{\iota}_{d1} \quad (4.38)$$

$$\dot{S}(\iota_{q1}) = \dot{i}_{q1}^* - \dot{\iota}_{q1} \quad (4.39)$$

$$\dot{S}(\iota_{d2}) = \dot{i}_{d2}^* - \dot{\iota}_{d2} \quad (4.40)$$

$$\dot{S}(\iota_{q2}) = \dot{i}_{q2}^* - \dot{\iota}_{q2} \quad (4.41)$$

En substituant les expressions des courants  $i_{d1}$ ,  $i_{q1}$ ,  $i_{d2}$  et  $i_{q2}$  données par le système d'équations (4.18) dans les équations précédentes, on obtient :

$$\dot{S}(\iota_{d1}) = \dot{i}_{d1}^* - \frac{1}{L_1} [-r_1 \iota_{d1} + \omega_s^* (L_1 \iota_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d1}] \quad (4.42)$$

$$\dot{S}(\iota_{q1}) = \dot{i}_{q1}^* - \frac{1}{L_1} [-r_1 \iota_{q1} - \omega_s^* (L_1 \iota_{d1} + \psi_r^*) + v_{q1}] \quad (4.43)$$

$$\dot{S}(\iota_{d2}) = \dot{i}_{d2}^* - \frac{1}{L_2} [-r_2 \iota_{d2} + \omega_s^* (L_2 \iota_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d2}] \quad (4.44)$$

$$\dot{S}(\iota_{q2}) = \dot{i}_{q2}^* - \frac{1}{L_2} [-r_2 \iota_{q2} - \omega_s^* (L_2 \iota_{d2} + \psi_r^*) + v_{q2}] \quad (4.45)$$

En remplaçant les tensions  $v_{d1}$ ,  $v_{q1}$ ,  $v_{d2}$  et  $v_{q2}$  par les tensions de commande  $v_{d1}^* = v_{d1eq} + v_{d1n}$ ,  $v_{q1}^* = v_{q1eq} + v_{q1n}$ ,  $v_{d2}^* = v_{d2eq} + v_{d2n}$  et  $v_{q2}^* = v_{q2eq} + v_{q2n}$  respectivement, on aura :

$$\dot{S}(\iota_{d1}) = \dot{i}_{d1}^* - \frac{1}{L_1} [-r_1 \iota_{d1} + \omega_s^* (L_1 \iota_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d1eq} + v_{d1n}] \quad (4.46)$$

$$\dot{S}(i_{q1}) = i_{q1}^* - \frac{1}{L_1} [-r_1 i_{q1} - \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \psi_r^*) + v_{q1eq} + v_{q1n}] \quad (4.47)$$

$$\dot{S}(i_{d2}) = i_{d2}^* - \frac{1}{L_2} [-r_2 i_{d2} + \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d2eq} + v_{d2n}] \quad (4.48)$$

$$\dot{S}(i_{q2}) = i_{q2}^* - \frac{1}{L_2} [-r_2 i_{q2} - \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \psi_r^*) + v_{q2eq} + v_{q2n}] \quad (4.49)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S(i_{d1}) = 0$ ,  $S(i_{q1}) = 0$ ,  $S(i_{d2}) = 0$  et  $S(i_{q2}) = 0$ , et par suite  $\dot{S}(i_{d1}) = 0$  et  $v_{d1n} = 0$ ,  $\dot{S}(i_{q1}) = 0$  et  $v_{q1n} = 0$ ,  $\dot{S}(i_{d2}) = 0$  et  $v_{d2n} = 0$ ,  $S(i_{q2}) = 0$  et  $v_{q2n} = 0$ . Alors, on tire à partir des équations (4.46)–(4.49) les expressions des commandes équivalentes  $v_{d1eq}$ ,  $v_{q1eq}$ ,  $v_{d2eq}$  et  $v_{q2eq}$  respectivement :

$$v_{d1eq} = L_1 i_{d1}^* + r_1 i_{d1} - \omega_s^* [L_1 i_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*] \quad (4.50)$$

$$v_{q1eq} = L_1 i_{q1}^* + r_1 i_{q1} + \omega_s^* [L_1 i_{d1} + \psi_r^*] \quad (4.51)$$

$$v_{d2eq} = L_2 i_{d2}^* + r_2 i_{d2} - \omega_s^* [L_2 i_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*] \quad (4.52)$$

$$v_{q2eq} = L_2 i_{q2}^* + r_2 i_{q2} + \omega_s^* [L_2 i_{d2} + \psi_r^*] \quad (4.53)$$

Durant le mode de convergence, les conditions  $S(i_{d1})\dot{S}(i_{d1}) < 0$ ,  $S(i_{q1})\dot{S}(i_{q1}) < 0$ ,  $S(i_{d2})\dot{S}(i_{d2}) < 0$  et  $S(i_{q2})\dot{S}(i_{q2}) < 0$  doivent être vérifiées. En substituant les équations (4.50)–(4.53) dans (4.46)–(4.49) respectivement, on obtient :

$$\dot{S}(i_{d1}) = -\frac{1}{L_1} v_{d1n} \quad (4.54)$$

$$\dot{S}(i_{q1}) = -\frac{1}{L_1} v_{q1n} \quad (4.55)$$

$$\dot{S}(i_{d2}) = -\frac{1}{L_2} v_{d2n} \quad (4.56)$$

$$\dot{S}(i_{q2}) = -\frac{1}{L_2} v_{q2n} \quad (4.57)$$

On prend respectivement :

$$v_{d1n} = K_{d1} \frac{S(i_{d1})}{|S(i_{d1})| + \xi_{d1}} \quad (4.58)$$

$$v_{q1n} = K_{q1} \frac{S(i_{q1})}{|S(i_{q1})| + \xi_{q1}} \quad (4.59)$$

$$v_{d2n} = K_{d2} \frac{S(i_{d2})}{|S(i_{d2})| + \xi_{d2}} \quad (4.60)$$

$$v_{q2n} = K_{q2} \frac{S(i_{q2})}{|S(i_{q2})| + \xi_{q2}} \quad (4.61)$$





Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à  $t = 0.52s$  sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de  $59.1N.m$  à  $t = 0.041s$ , puis il rejoint le régime permanent (à  $t = 0.52s$ ) sans dépassement. Au début, les courants statoriques  $i_{as1} = i_{as2} \simeq 15A$ , c'est-à-dire ils présentent un courant d'appel d'environ 2.3 fois le courant nominal, par suite à partir de  $t = 0.31s$  ils diminuent d'une manière presque linéaire jusqu'à  $t = 0.52s$ . Le courant en quadrature, initialement atteint  $18A$ , après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Le courant rotorique est approximativement de  $30A$  pendant  $0.31s$ , puis il diminue pour se stabiliser à  $0A$  à  $t = 0.52s$ . Les flux rotoriques selon  $(d,q)$  présentent au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes, ensuite ils se stabilisent à  $t = 0.31s$  et poursuivent leurs parcours selon leurs références.

Toutefois, les mêmes résultats qu'à l'égard de la commande vectorielle (indirecte ou directe) sont obtenus avec la commande par le mode de glissement, concernant les deux modes de fonctionnement de la machine (moteur et générateur). Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par la technique de commande par le mode de glissement, car l'insertion des charges n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse.

### Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement de la MASDE, les mêmes tests que pour la commande vectorielle sont effectués. Rappelons que le premier est celui par inversion de vitesse, et l'autre par la variation de la résistance rotorique.

#### • Premier test

La figure 4.9 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de  $2500$  à  $-2500tr/mn$  à partir de l'instant  $t = 1.5s$ .

Cette figure montre clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de  $t = 0s$  à  $1.5s$ ), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure 4.8).

Au delà de  $t = 1.5s$ , la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de  $t \simeq 0.98s$  sans aucun dépassement. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant  $i_{as1}(A)$  d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, qui se stabilise au bout de  $0.98s$ , pour redonner lieu à la forme du régime permanent ; le couple électromagnétique atteint  $-37N.m$  au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative ( $-2500tr/mn$ ) ; Le courant en quadrature

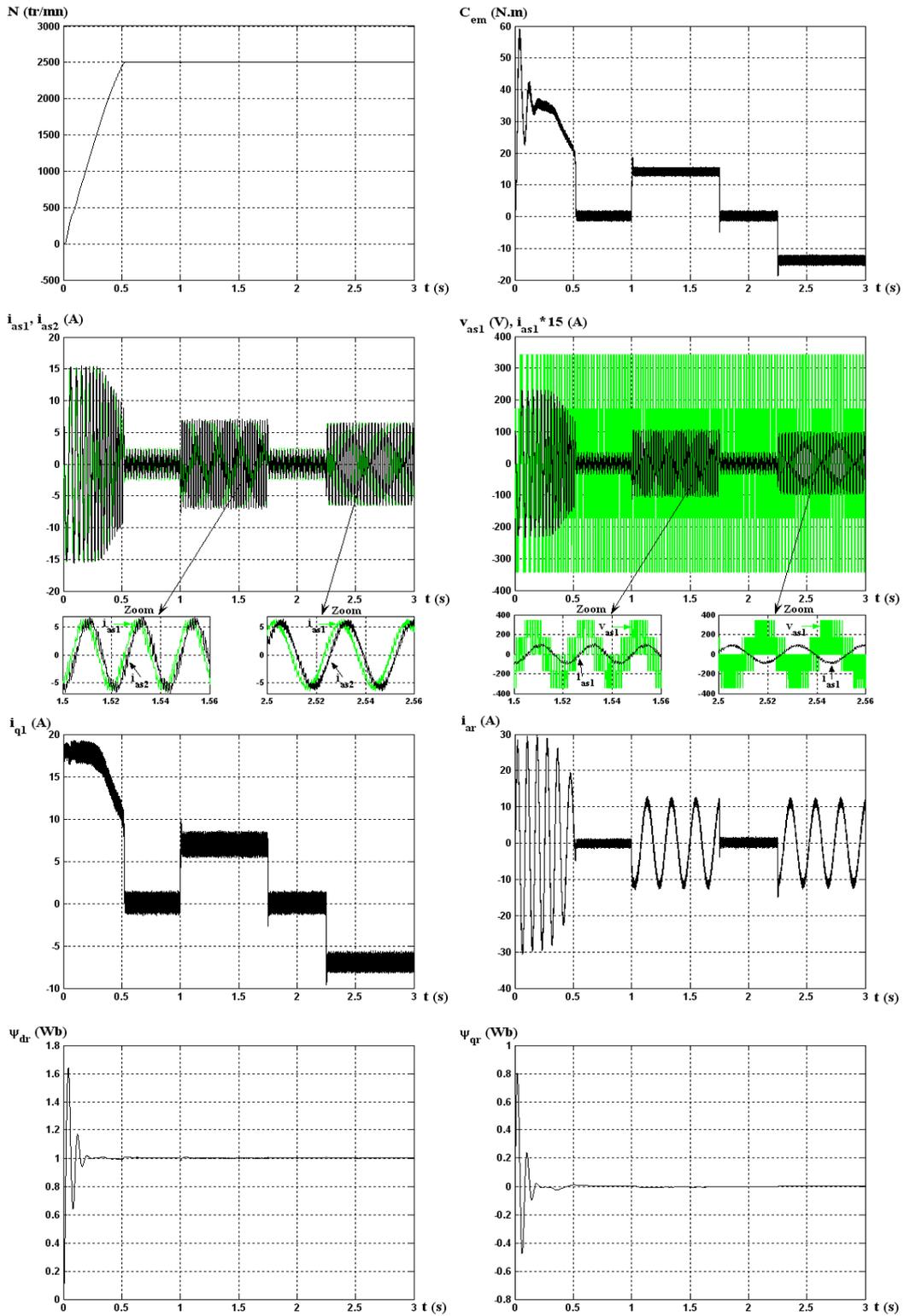


FIG. 4.8 – Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]$  s

$i_{q1}(A)$  progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique; les courbes des flux rotoriques observent une légère variation pendant l'inversion de la vitesse.

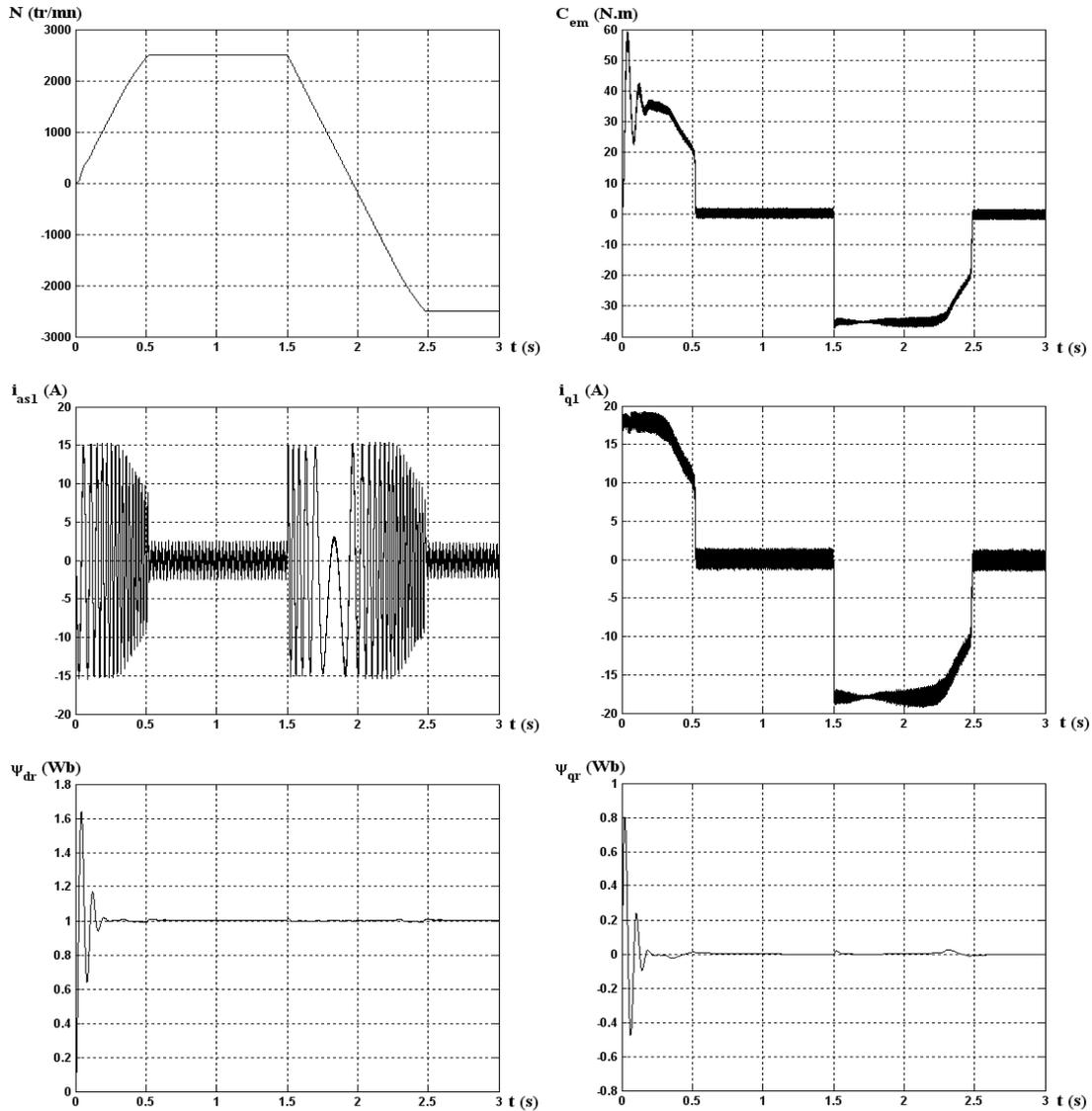


FIG. 4.9 – Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 2500 à  $-2500$  tr/mn à partir de  $t = 1.5s$

• **Second test**

La figure 4.10 représente les caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique  $r_r$  de 100% à partir de  $t = 1s$ , avec l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]s$ .

Ces dernières montrent :

Premièrement, une légère diminution de la vitesse (0.187% par rapport à la vitesse de

consigne) au moment de l'insertion de la charge  $C_r = 14N.m$  et de l'augmentation de la résistance rotorique à  $t = 1s$ . Deuxièmement, la stabilité de l'évolution du courant  $i_{as1}(A)$  et du couple  $C_{em}(N.m)$ . Finalement, une légère perturbation est observée par les flux rotoriques, qui est due à l'effet simultané de la variation de la résistance rotorique et de la charge ( $C_r = 14N.m$ ), car à partir de  $t = 1.75s$  ils reprennent leurs progressions selon leurs consignes sans perturbation, malgré l'augmentation de la résistance rotorique et de l'application de la charge  $C_r = -14N.m$  à partir de  $t = 2.25s$ .

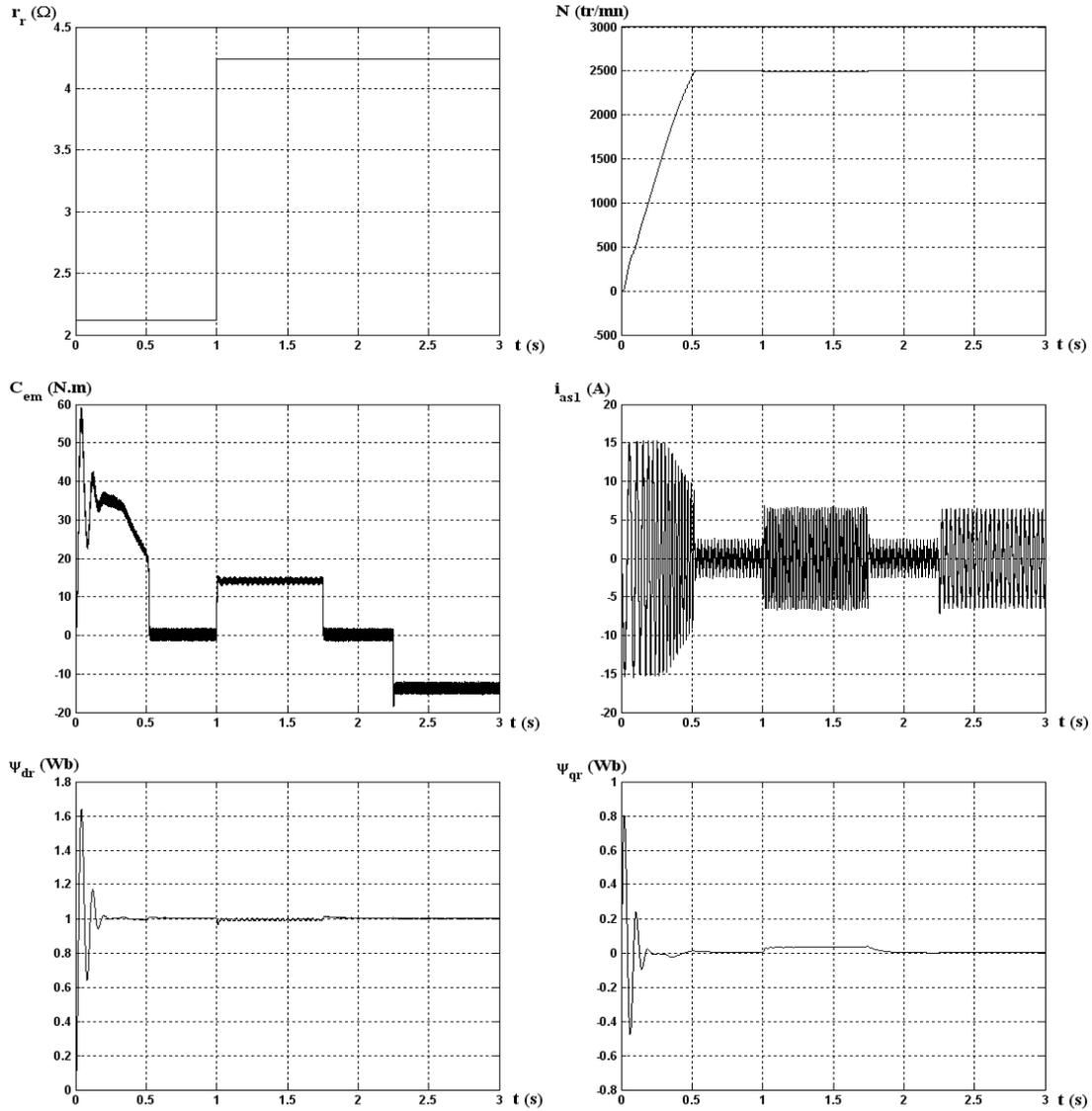


FIG. 4.10 – Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique  $r_r$  de 100% à partir de  $t = 1s$ , avec l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]s$

## 4.5 Conclusion

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

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

De cet état de fait, on conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

# Chapitre 5

## Modélisation de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE)

### 5.1 Introduction

La protection de l'environnement, la rareté des énergies fossiles, la crise pétrolière de 1974 et la recherche d'un développement durable, ont contribué à la relance des recherches sur les énergies renouvelables et en particulier, sur les énergies éoliennes qui ont été connues très tôt dans l'histoire. Au *XIX<sup>eme</sup>* siècle, il y avait environ 200000 moulins en Europe [OUH98], [PAL05], [MEN05].

La connexion des batteries de condensateurs aux bornes statoriques, la vitesse rotorique et la présence du flux magnétique rémanent dans le fer rotorique, sont les conditions nécessaires pour l'auto-amorçage de la génératrice [KIS06A], [SOU04], car cette dernière n'engendre pas sa propre énergie d'excitation. L'inductance de magnétisation est le facteur principal de la stabilisation de la tension générée sous les conditions de fonctionnement, à vide ou en charge [SEY03]. Cependant, les performances de la machine sont fortement influencées par la grandeur des condensateurs, ces derniers sont limités par un maximum et un minimum ; de même qu'elles sont affectées par les paramètres de la machine, la vitesse de rotation et par la charge [MAL90].

L'objectif de ce chapitre est la modélisation et l'analyse de la GASDE. Toutefois, nous entamons en premier lieu la description et la modélisation biphasé de la GASDE tout en tenant compte de la saturation du circuit magnétique, nous abordons ensuite la détermination de la capacité d'excitation et la modélisation de l'auto-amorçage de la GASDE, nous allons ensuite à la modélisation des différentes charges statiques et des différentes formes de compensations, et nous irons enfin commenter les résultats apportés par ce type de générateur après illustration et visualisation des résultats de simulation.

## 5.2 Modélisation de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE)

### 5.2.1 Description et modèle biphasé de la GASDE selon $\llcorner u, v \lrcorner$

Le système de conversion énergétique est composé d'une MASDE dont la description a été faite au deuxième chapitre, entraînée à une vitesse de rotation mécanique  $\Omega$ , et débitant sur des charges équilibrées (figure 5.1).

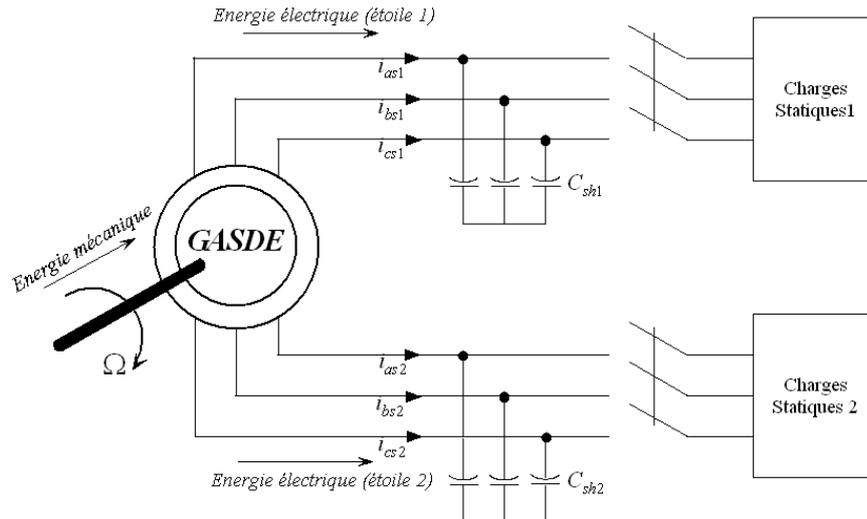


FIG. 5.1 – Système de conversion énergétique basé sur la GASDE

La figure 5.2 représente le schéma équivalent de la GASDE dans le référentiel de Park généralisé  $\llcorner u, v \lrcorner$  tournant à la vitesse  $\omega_{coor}$  [YON07], [OJO00].

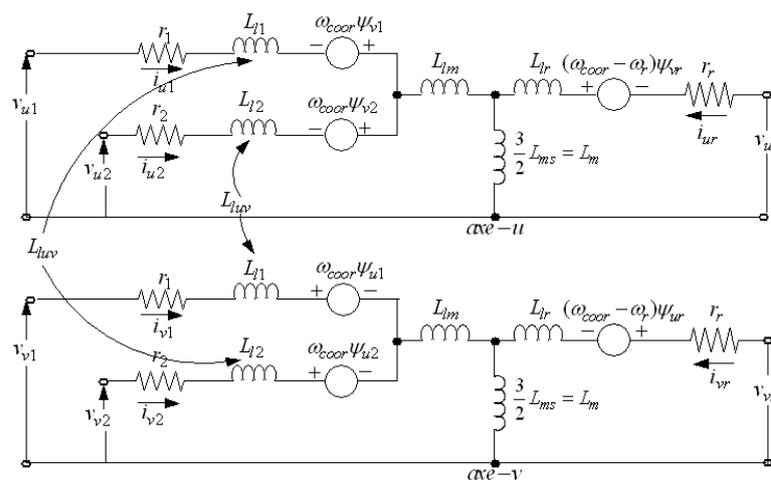


FIG. 5.2 – Schéma équivalent de la GASDE dans le référentiel de Park généralisé

Les systèmes d'équations différentielles de la GASDE selon le référentiel de Park généralisé  $\asymp u, v \asymp$  sont donnés par [SIN05B], [ABD07] :

1. Système d'équations électriques

$$\begin{aligned}
v_{u1} &= -r_1 i_{u1} + \frac{d}{dt} \psi_{u1} - w_{\text{coor}} \psi_{v1} \\
v_{v1} &= -r_1 i_{v1} + \frac{d}{dt} \psi_{v1} + w_{\text{coor}} \psi_{u1} \\
v_{u2} &= -r_2 i_{u2} + \frac{d}{dt} \psi_{u2} - w_{\text{coor}} \psi_{v2} \\
v_{v2} &= -r_2 i_{v2} + \frac{d}{dt} \psi_{v2} + w_{\text{coor}} \psi_{u2} \\
v_{ur} &= r_r i_{ur} + \frac{d}{dt} \psi_{ur} - (w_{\text{coor}} - w_r) \psi_{vr} \\
v_{vr} &= r_r i_{vr} + \frac{d}{dt} \psi_{vr} + (w_{\text{coor}} - w_r) \psi_{ur}
\end{aligned} \tag{5.1}$$

2. Système d'équations magnétiques

$$\begin{aligned}
\psi_{u1} &= -L_{l1} i_{u1} - L_{lm}(i_{u1} + i_{u2}) - L_{uv} i_{v2} + L_{mu}(-i_{u1} - i_{u2} + i_{ur}) \\
\psi_{v1} &= -L_{l1} i_{v1} - L_{lm}(i_{v1} + i_{v2}) + L_{uv} i_{u2} + L_{mv}(-i_{v1} - i_{v2} + i_{vr}) \\
\psi_{u2} &= -L_{l2} i_{u2} - L_{lm}(i_{u1} + i_{u2}) + L_{uv} i_{v1} + L_{mu}(-i_{u1} - i_{u2} + i_{ur}) \\
\psi_{v2} &= -L_{l2} i_{v2} - L_{lm}(i_{v1} + i_{v2}) - L_{uv} i_{u1} + L_{mv}(-i_{v1} - i_{v2} + i_{vr}) \\
\psi_{ur} &= L_{lr} i_{ur} + L_{mu}(-i_{u1} - i_{u2} + i_{ur}) \\
\psi_{vr} &= L_{lr} i_{vr} + L_{mv}(-i_{v1} - i_{v2} + i_{vr})
\end{aligned} \tag{5.2}$$

### 5.2.2 Modèle biphasé lié au système d'axe $\asymp d, q \asymp$

Le système d'axe de la GASDE dans le repère de Park tourne avec le champ magnétique créé par les enroulements statoriques, alors  $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$ . En remplaçant dans les systèmes d'équations (5.1) et (5.2)  $\omega_{\text{coor}}$  par  $\omega_s$ , les indices  $(u, v)$  par  $(d, q)$  et  $\frac{d}{dt}$  par  $p$  (opérateur de Laplace), on obtient les systèmes d'équations suivants :

1. Les équations électriques selon  $\asymp d, q \asymp$

$$\begin{aligned}
v_{d1} &= -r_1 i_{d1} + p \psi_{d1} - w_s \psi_{q1} \\
v_{q1} &= -r_1 i_{q1} + p \psi_{q1} + w_s \psi_{d1} \\
v_{d2} &= -r_2 i_{d2} + p \psi_{d2} - w_s \psi_{q2} \\
v_{q2} &= -r_2 i_{q2} + p \psi_{q2} + w_s \psi_{d2} \\
v_{dr} &= r_r i_{dr} + p \psi_{dr} - (w_s - w_r) \psi_{qr} = 0 \\
v_{qr} &= r_r i_{qr} + p \psi_{qr} + (w_s - w_r) \psi_{dr} = 0
\end{aligned} \tag{5.3}$$

2. Les expressions des flux statoriques et rotoriques suivant  $\approx d, q \approx$

$$\begin{aligned}
\psi_{d1} &= -L_{l1}\iota_{d1} - L_{lm}(\iota_{d1} + \iota_{d2}) - L_{dq}\iota_{q2} + L_{md}(-\iota_{d1} - \iota_{d2} + \iota_{dr}) \\
\psi_{q1} &= -L_{l1}\iota_{q1} - L_{lm}(\iota_{q1} + \iota_{q2}) + L_{dq}\iota_{d2} + L_{mq}(-\iota_{q1} - \iota_{q2} + \iota_{qr}) \\
\psi_{d2} &= -L_{l2}\iota_{d2} - L_{lm}(\iota_{d1} + \iota_{d2}) + L_{dq}\iota_{q1} + L_{md}(-\iota_{d1} - \iota_{d2} + \iota_{dr}) \\
\psi_{q2} &= -L_{l2}\iota_{q2} - L_{lm}(\iota_{q1} + \iota_{q2}) - L_{dq}\iota_{d1} + L_{mq}(-\iota_{q1} - \iota_{q2} + \iota_{qr}) \\
\psi_{dr} &= L_{lr}\iota_{dr} + L_{md}(-\iota_{d1} - \iota_{d2} + \iota_{dr}) \\
\psi_{qr} &= L_{lr}\iota_{qr} + L_{mq}(-\iota_{q1} - \iota_{q2} + \iota_{qr})
\end{aligned} \tag{5.4}$$

Les inductances cycliques de saturation sont données par [ABD97], [JAI02], [LIA98] :

$$L_{md} = L_m + \frac{\iota_{md}}{\iota_{mq}} L_{dq} = L \cos^2 \mu + L_m \sin^2 \mu \tag{5.5}$$

$$L_{mq} = L_m + \frac{\iota_{mq}}{\iota_{md}} L_{dq} = L \sin^2 \mu + L_m \cos^2 \mu \tag{5.6}$$

Avec :

$$\cos \mu = \frac{\iota_{md}}{|\overline{\iota_m}|} \tag{5.7}$$

$$\sin \mu = \frac{\iota_{mq}}{|\overline{\iota_m}|} \tag{5.8}$$

Les inductances cycliques totales statoriques et rotoriques selon les axes d et q sont exprimées par [SIN06B], [KIS06A] :

$$\begin{aligned}
L_{s1d} &= L_{l1} + L_{md} \\
L_{s1q} &= L_{l1} + L_{mq} \\
L_{s2d} &= L_{l2} + L_{md} \\
L_{s2q} &= L_{l2} + L_{mq} \\
L_{rd} &= L_{lr} + L_{md} \\
L_{rq} &= L_{lr} + L_{mq}
\end{aligned} \tag{5.9}$$

L'inductance cyclique d'intersaturation est donnée par [JAI02], [MER07B], [BEL96] :

$$L_{dq} = \frac{\iota_{md}\iota_{mq}}{|\overline{\iota_m}|} \frac{dL_m}{d|\overline{\iota_m}|} = \frac{\iota_{md}\iota_{mq}}{|\overline{\iota_m}|^2} (L - L_m) \tag{5.10}$$

L'expression de l'inductance dynamique est :

$$L = \frac{d|\overline{\psi_m}|}{d|\overline{\iota_m}|} \tag{5.11}$$

La relation de l'inductance de magnétisation est donnée par [HAL91], [SIN06B], [SEY03] :

$$L_m = \frac{|\overline{\psi_m}|}{|\overline{i_m}|} \quad (5.12)$$

La courbe de magnétisation est indispensable afin de tenir compte de la saturation du circuit magnétique, elle est obtenue par expérimentation et approximée par un polynôme d'interpolation [AHM04], [KIS06B]. La figure 5.3 représente les variations de l'inductance de magnétisation  $L_m$  et de l'inductance dynamique  $L$  en fonction du module du courant de magnétisation  $|i_m|$ .

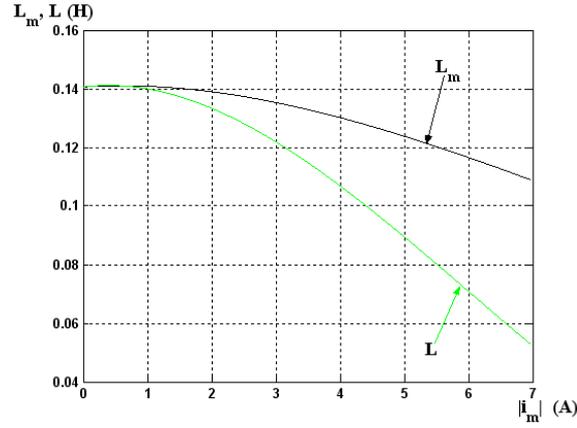


FIG. 5.3 – Variations de l'inductance de magnétisation  $L_m$  et de l'inductance dynamique  $L$  en fonction du module du courant de magnétisation  $|i_m|$

L'inductance de magnétisation  $L_m$  en fonction de  $i_m$  est approximée par le polynôme d'interpolation suivant [SIN05B] :

$$L_m = 0.1406 + 0.0014i_m - 0.0012i_m^2 + 0.00005i_m^3 \quad (5.13)$$

Il en résulte à partir des équations (5.5)–(5.9) que sous les conditions magnétiques linéaires  $L_{dq} = 0$ ,  $L_{md} = L_{mq} = L_m$ ,  $L_{s1d} = L_{s1q}$ ,  $L_{s2d} = L_{s2q}$  et  $L_{rd} = L_{rq}$  [HAL91], [AMI08].

L'expression du courant de magnétisation est exprimée par [SIN06B], [SIN07] :

$$i_m = \sqrt{(-i_{d1} - i_{d2} + i_{dr})^2 + (-i_{q1} - i_{q2} + i_{qr})^2} \quad (5.14)$$

Le couple électromagnétique dans le repère de Park doit être multiplié par le facteur (3/2) pour obtenir la grandeur correspondante [HAL91]. Cependant, la relation du couple est donnée par :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P \frac{L_m}{L_{lr} + L_m} [(i_{q1} + i_{q2})\psi_{dr} - (i_{d1} + i_{d2})\psi_{qr}] \quad (5.15)$$

La vitesse rotorique dynamique est exprimée par [OUH98], [SIN06A] :

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = C_r - C_{em} \quad (5.16)$$

### 5.2.3 Mise du modèle biphasé sous forme compacte

En remplaçant le système d'équations (5.4) dans (5.3) et en mettant tout sous forme compacte, on obtient :

$$[B][U] = [L][\dot{I}] + \omega_{gl}[C][I] + [D][I] \quad (5.17)$$

Avec :

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

$$[U] = [v_{d1} \ v_{q1} \ v_{d2} \ v_{q2} \ v_{dr} \ v_{qr}]^t : \text{vecteur de commande ;}$$

$$[I] = [i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d2} \ i_{q2} \ i_{dr} \ i_{qr}]^t : \text{vecteur d'état, et } [\dot{I}] = \frac{d}{dt}[I] ;$$

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

$[L]$ ,  $[C]$  et  $[D]$  sont respectivement données par les matrices suivantes, où  $L_{ld} = L_{lm} + L_{md}$  et  $L_{lq} = L_{lm} + L_{mq}$  :

$$[L] = \begin{bmatrix} -(L_{l1} + L_{ld}) & 0 & -L_{ld} & -L_{dq} & L_{md} & 0 \\ 0 & -(L_{l1} + L_{lq}) & L_{dq} & -L_{lq} & 0 & L_{mq} \\ -L_{ld} & L_{dq} & -(L_{l2} + L_{ld}) & 0 & L_{md} & 0 \\ -L_{dq} & -L_{lq} & 0 & -(L_{l2} + L_{lq}) & 0 & L_{mq} \\ -L_{md} & 0 & -L_{md} & 0 & L_{lr} + L_{md} & 0 \\ 0 & -L_{mq} & 0 & -L_{mq} & 0 & L_{lr} + L_{mq} \end{bmatrix} ;$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 & (L_{lr} + L_{mq}) \\ -L_{md} & 0 & -L_{md} & 0 & (L_{lr} + L_{md}) & 0 \end{bmatrix} ;$$

$$[D] = \begin{bmatrix} -r_1 & -\omega_s(L_{l1} + L_{lq}) & -\omega_s L_{dq} & \omega_s L_{lq} & 0 & -\omega_s L_{mq} \\ -\omega_s(L_{l1} + L_{ld}) & -r_1 & -\omega_s L_{ld} & -\omega_s L_{dq} & \omega_s L_{md} & 0 \\ \omega_s L_{dq} & \omega_s L_{lq} & -r_2 & -\omega_s(L_{l2} + L_{ld}) & 0 & -\omega_s L_{mq} \\ -\omega_s L_{ld} & \omega_s L_{dq} & -\omega_s(L_{l2} + L_{ld}) & -r_2 & \omega_s L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} .$$

En mettant le système (5.17) sous forme d'état, on trouve :

$$[\dot{I}] = [L]^{-1} \{ [B][U] - \omega_{gl}[C][I] - [D][I] \} \quad (5.18)$$

### 5.3 Détermination de la valeur des capacités d'auto-amorçage

L'auto-amorçage de la GASDE, ne peut avoir lieu que si la puissance apparente qu'elle produit correspond à celle qu'elle absorbe [POI03]. Cependant, pour la partie puissance réactive, on doit insérer et déterminer la valeur des capacités d'excitation shunt. Sachant que, les grandeurs des condensateurs sont limitées par un minimum et un maximum  $C_{shmin} \leq C_{sh} \leq C_{shmax}$  [MAL90]. La condition nécessaire pour l'auto-amorçage est donc [POI03], [ABD97], [BEL96] :

$$L_s C_{sh} \omega_s^2 > 1 \Rightarrow C_{sh} > \frac{1}{L_s \omega_s^2} \quad (5.19)$$

Cette condition montre que la valeur minimale (critique) conduisant à l'auto-amorçage est fonction de l'inductance cyclique statorique ainsi que de la pulsation rotorique du glissement, car pour  $g = 0$ , on a  $\omega_s = \omega_r$ , d'où :

$$C_{shmin} = \frac{1}{L_s \omega_r^2} \quad (5.20)$$

Ce qu'on vient de voir est établi pour la génératrice asynchrone à cage classique. Concernant la GASDE on doit satisfaire la même condition. En pratique, seule la valeur de  $C_{shmin}$  est intéressante, car au delà de  $C_{shmax}$  correspond à un fonctionnement instable [POI03].

### 5.4 Modélisation de l'auto-amorçage de la GASDE

Les équations des tensions de l'auto-amorçage aux bornes des condensateurs shunt, sont données selon le système d'axe de Park généralisé  $\simeq u, v \succeq$  par [WAN99], [SIN07] :

$$\begin{aligned} p v_{u1} &= (\iota_{u1sh}/C_{sh1}) + w_{coor} v_{v1} \\ p v_{v1} &= (\iota_{v1sh}/C_{sh1}) - w_{coor} v_{u1} \\ p v_{u2} &= (\iota_{u2sh}/C_{sh2}) + w_{coor} v_{v2} \\ p v_{v2} &= (\iota_{v2sh}/C_{sh2}) - w_{coor} v_{u2} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Sachant que le système d'axe est lié au champ tournant, alors le système (5.21) suivant  $\simeq d, q \succeq$  devient :

$$\begin{aligned} p v_{d1} &= (\iota_{d1sh}/C_{sh1}) + w_s v_{q1} \\ p v_{q1} &= (\iota_{q1sh}/C_{sh1}) - w_s v_{d1} \\ p v_{d2} &= (\iota_{d2sh}/C_{sh2}) + w_s v_{q2} \\ p v_{q2} &= (\iota_{q2sh}/C_{sh2}) - w_s v_{d2} \end{aligned} \quad (5.22)$$

## 5.5 Modélisation des charges statiques

### 5.5.1 Charges résistives

Les charges purement résistives ( $R$ ) sont connectées en étoile aux bornes de la génératrice. Le système d'équations suivant le référentiel de Park  $\preceq u, v \succeq$  est :

$$\begin{aligned}
 pv_{u1} &= (1/C_{sh1})\{\iota_{u1} - \iota_{u1R}\} + w_{coor}v_{v1} \\
 pv_{v1} &= (1/C_{sh1})\{\iota_{v1} - \iota_{v1R}\} - w_{coor}v_{u1} \\
 pv_{u2} &= (1/C_{sh2})\{\iota_{u2} - \iota_{u2R}\} + w_{coor}v_{v2} \\
 pv_{v2} &= (1/C_{sh2})\{\iota_{v2} - \iota_{v2R}\} - w_{coor}v_{u2}
 \end{aligned} \tag{5.23}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 \iota_{u1R} &= v_{u1}/R_1 \\
 \iota_{v1R} &= v_{v1}/R_1 \\
 \iota_{u2R} &= v_{u2}/R_2 \\
 \iota_{v2R} &= v_{v2}/R_2
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

En substituant (5.24) dans (5.23) et en remplaçant les indices  $\preceq u, v \succeq$  par  $\preceq d, q \succeq$  ainsi que  $w_{coor}$  par  $w_s$ , on retrouve les équations liées au champ tournant suivantes :

$$\begin{aligned}
 pv_{d1} &= (1/C_{sh1})\{\iota_{u1} - (v_{d1}/R_1)\} + w_s v_{q1} \\
 pv_{q1} &= (1/C_{sh1})\{\iota_{q1} - (v_{q1}/R_1)\} - w_s v_{d1} \\
 pv_{d2} &= (1/C_{sh2})\{\iota_{d2} - (v_{d2}/R_2)\} + w_s v_{q2} \\
 pv_{q2} &= (1/C_{sh2})\{\iota_{q2} - (v_{q2}/R_2)\} - w_s v_{d2}
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

### 5.5.2 Charges résistives-inductives

Les charges résistives-inductives ( $RL_{ch}$ ) sont aussi connectées en étoile aux bornes de la GASDE. Les équations dans le repère de Park généralisé  $\preceq u, v \succeq$  sont :

$$\begin{cases}
 pv_{u1} = (1/C_{sh1})\iota_{u1sh} + w_{coor}v_{v1} \\
 v_{u1} = R_1\iota_{u1L} + L_{ch1}p\iota_{u1L} - w_{coor}L_{ch1}\iota_{v1L} \\
 pv_{v1} = (1/C_{sh1})\iota_{v1sh} - w_{coor}v_{u1} \\
 v_{v1} = R_1\iota_{v1L} + L_{ch1}p\iota_{v1L} + w_{coor}L_{ch1}\iota_{u1L}
 \end{cases} \tag{5.26}$$

$$\begin{cases}
 pv_{u2} = (1/C_{sh2})\iota_{u2sh} + w_{coor}v_{v2} \\
 v_{u2} = R_2\iota_{u2L} + L_{ch2}p\iota_{u2L} - w_{coor}L_{ch2}\iota_{v2L} \\
 pv_{v2} = (1/C_{sh2})\iota_{v2sh} - w_{coor}v_{u2} \\
 v_{v2} = R_2\iota_{v2L} + L_{ch2}p\iota_{v2L} + w_{coor}L_{ch2}\iota_{u2L}
 \end{cases}$$

Où :

$$\begin{aligned}
\iota_{u1sh} &= \iota_{u1} - \iota_{u1L} \\
\iota_{v1sh} &= \iota_{v1} - \iota_{v1L} \\
\iota_{u2sh} &= \iota_{u2} - \iota_{u2L} \\
\iota_{v2sh} &= \iota_{v2} - \iota_{v2L}
\end{aligned} \tag{5.27}$$

En introduisant (5.27) dans (5.26) et en mettant les équations sous forme d'état suivant le système d'axe  $\preceq d, q \succeq$ , on obtient :

$$\begin{aligned}
&\begin{cases} pv_{d1} = (1/C_{sh1})\{\iota_{d1} - \iota_{d1L}\} + w_s v_{q1} \\ p\iota_{d1L} = (1/L_{ch1})\{v_{d1} - R_1 \iota_{d1L}\} + w_s \iota_{q1L} \end{cases} \\
&\begin{cases} pv_{q1} = (1/C_{sh1})\{\iota_{q1} - \iota_{q1L}\} - w_s v_{d1} \\ p\iota_{q1L} = (1/L_{ch1})\{v_{q1} - R_1 \iota_{q1L}\} - w_s \iota_{d1L} \end{cases} \\
&\begin{cases} pv_{d2} = (1/C_{sh2})\{\iota_{d2} - \iota_{d2L}\} + w_s v_{q2} \\ p\iota_{d2L} = (1/L_{ch2})\{v_{d2} - R_2 \iota_{d2L}\} + w_s \iota_{q2L} \end{cases} \\
&\begin{cases} pv_{q2} = (1/C_{sh2})\{\iota_{q2} - \iota_{q2L}\} - w_s v_{d2} \\ p\iota_{q2L} = (1/L_{ch2})\{v_{q2} - R_2 \iota_{q2L}\} - w_s \iota_{d2L} \end{cases}
\end{aligned} \tag{5.28}$$

### 5.5.3 Charges résistives avec compensation série

De même que précédemment, les charges  $RC_{se}$  sont connectées en étoile aux bornes du générateur. Les équations selon  $\preceq d, q \succeq$  sont :

$$\begin{aligned}
&\begin{cases} pv_{d1} = (1/C_{sh1})\{\iota_{d1} - \iota_{d1R}\} + w_s v_{q1} \\ pv_{d1se} = \iota_{d1R}/C_{se1} + w_s v_{q1se} \\ \iota_{d1R} = (1/R_1)\{v_{d1} - v_{d1se}\} \end{cases} \\
&\begin{cases} pv_{q1} = (1/C_{sh1})\{\iota_{q1} - \iota_{q1R}\} - w_s v_{d1} \\ pv_{q1se} = \iota_{q1R}/C_{se1} - w_s v_{d1se} \\ \iota_{q1R} = (1/R_1)\{v_{q1} - v_{q1se}\} \end{cases} \\
&\begin{cases} pv_{d2} = (1/C_{sh2})\{\iota_{d2} - \iota_{d2R}\} + w_s v_{q2} \\ pv_{d2se} = \iota_{d2R}/C_{se2} + w_s v_{q2se} \\ \iota_{d2R} = (1/R_2)\{v_{d2} - v_{d2se}\} \end{cases} \\
&\begin{cases} pv_{q2} = (1/C_{sh2})\{\iota_{q2} - \iota_{q2R}\} - w_s v_{d2} \\ pv_{q2se} = \iota_{q2R}/C_{se2} - w_s v_{d2se} \\ \iota_{q2R} = (1/R_2)\{v_{q2} - v_{q2se}\} \end{cases}
\end{aligned} \tag{5.29}$$

### 5.5.4 Charges résistives-inductives avec compensation série

Les charges  $RL_{ch}C_{se}$  sont connectées en étoile aux bornes de la GASDE. Les systèmes d'équations liés au champ tournant sont :

- Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} pv_{d1} = (1/C_{sh1})\{\iota_{d1} - \iota_{d1L}\} + w_s v_{q1} \\ pv_{d1se} = \iota_{d1L}/C_{se1} + w_s v_{q1se} \\ p\iota_{d1L} = (1/L_{ch1})\{v_{d1} - v_{d1se} - R_1 \iota_{d1L}\} + w_s \iota_{q1L} \end{cases} \quad (5.30)$$

$$\begin{cases} pv_{q1} = (1/C_{sh1})\{\iota_{q1} - \iota_{q1L}\} - w_s v_{d1} \\ pv_{q1se} = \iota_{q1L}/C_{se1} - w_s v_{d1se} \\ p\iota_{q1L} = (1/L_{ch1})\{v_{q1} - v_{q1se} - R_1 \iota_{q1L}\} - w_s \iota_{d1L} \end{cases}$$

- Concernant la deuxième étoile, il suffit de remplacer dans les équations (5.30) de la première étoile, l'indice 1 par l'indice 2.

### 5.5.5 Charges résistives avec compensation parallèle

Dans ce cas (charges  $RC_p$ ), les capacités de compensation sont connectées en parallèle de la même façon que les capacités d'excitation. Les équations selon les axes  $\preceq d, q \succeq$  sont :

$$\begin{aligned} pv_{d1} &= \{1/(C_{sh1} + C_{p1})\}\{\iota_{d1} - (v_{d1}/R_1)\} + w_s v_{q1} \\ pv_{q1} &= \{1/(C_{sh1} + C_{p1})\}\{\iota_{q1} - (v_{q1}/R_1)\} - w_s v_{d1} \\ pv_{d2} &= \{1/(C_{sh2} + C_{p2})\}\{\iota_{d2} - (v_{d2}/R_2)\} + w_s v_{q2} \\ pv_{q2} &= \{1/(C_{sh2} + C_{p2})\}\{\iota_{q2} - (v_{q2}/R_2)\} - w_s v_{d2} \end{aligned} \quad (5.31)$$

### 5.5.6 Charges résistives-inductives avec compensation parallèle

Dans ce dernier cas (charges  $RL_{ch}C_p$ ), les charges  $RL_{ch}$  sont connectées en étoile aux bornes de la génératrice, et les condensateurs de compensation  $C_p$  sont connectés en parallèle de la même manière que ceux d'excitation. Les systèmes d'équations dans le repère de Park  $\preceq d, q \succeq$  sont :

- Pour la première étoile :

$$\begin{cases} pv_{d1} = \{1/(C_{sh1} + C_{p1})\}\{\iota_{d1} - \iota_{d1L}\} + w_s v_{q1} \\ p\iota_{d1L} = (1/L_{ch1})\{v_{d1} - R_1 \iota_{d1L}\} + w_s \iota_{q1L} \end{cases} \quad (5.32)$$

$$\begin{cases} pv_{q1} = \{1/(C_{sh1} + C_{p1})\}\{\iota_{q1} - \iota_{q1L}\} - w_s v_{d1} \\ p\iota_{q1L} = (1/L_{ch1})\{v_{q1} - R_1 \iota_{q1L}\} - w_s \iota_{d1L} \end{cases}$$

- Pour la deuxième étoile, on remplace tout simplement l'indice 1 dans les équations de l'étoile 1 (5.32), par l'indice 2.

## 5.6 Simulation et interprétation des résultats

Le modèle électromécanique de la GASDE est implanté sous l'environnement MATLAB/SIMULINK®. Ce dernier va permettre de dresser un bilan des performances et des limites d'utilisation de la GASDE auto-excitée en fonctionnement autonome. Pour cela, les dynamiques du processus de l'auto-excitation à vide et l'application des charges de différentes facteurs de puissances, tout en fixant la vitesse d'entraînement à  $\Omega = 157.25 \text{rd/s}$  sont analysés.

### 5.6.1 Fonctionnement à vide et influence de la capacité d'auto-amorçage

La figure 5.4 représente respectivement l'évolution des tensions et des courants statoriques (étoiles 1 et 2), le courant de magnétisation et ainsi que le courant rotorique de la GASDE en fonctionnement à vide, avec  $C_{sh} = C_{sh1} = C_{sh2} = 40 \mu F$ . Les allures montrent que :

- \* Au démarrage, les tensions et les courants statoriques générés par les deux étoiles croient d'une façon exponentielle, puis ils se stabilisent respectivement à  $225.4V$  et à  $2.83A$  en régime totalement établi à  $t = 2.55s$ , et c'est l'instant où le courant de magnétisation atteint son régime saturé de  $i_m = 6.93A$ .
- \* On constate que les évolutions des tensions et des courants statoriques suivent la forme de l'évolution du courant de magnétisation.
- \* La forme des courants statoriques est identique à celle des tensions statoriques (mêmes fréquences) avec un déphasage de  $90^\circ$ .
- \* L'allure du courant rotorique montre que celui-ci est très faible par rapport au courant statorique, car l'augmentation du courant rotorique est due essentiellement à l'augmentation de la puissance active fournie par la GASDE.

Dans le but de voir l'influence de la capacité d'excitation (dont la valeur minimale conduisant à l'amorçage de la génératrice est  $C_{shmin} = 33 \mu F$ ) sur les caractéristiques de la génératrice, on a simulé cette dernière pour des différentes valeurs de  $C_{sh}$ . Le tableau 5.1 montre les résultats obtenus à l'instant du régime établi (saturé) pour chaque cas. De ce dernier, on remarque que l'augmentation de la capacité d'excitation engendre une augmentation au niveau des caractéristiques de la machine ainsi qu'une diminution du temps d'amorçage (plus rapide), ce qui veut dire que les performances de la machine sont fortement influencées par la dimension des condensateurs d'excitations, qui sont limités par un minimum et par un maximum.

Dorénavant, les grandeurs des condensateurs d'excitations seront fixées à  $40 \mu F$ .

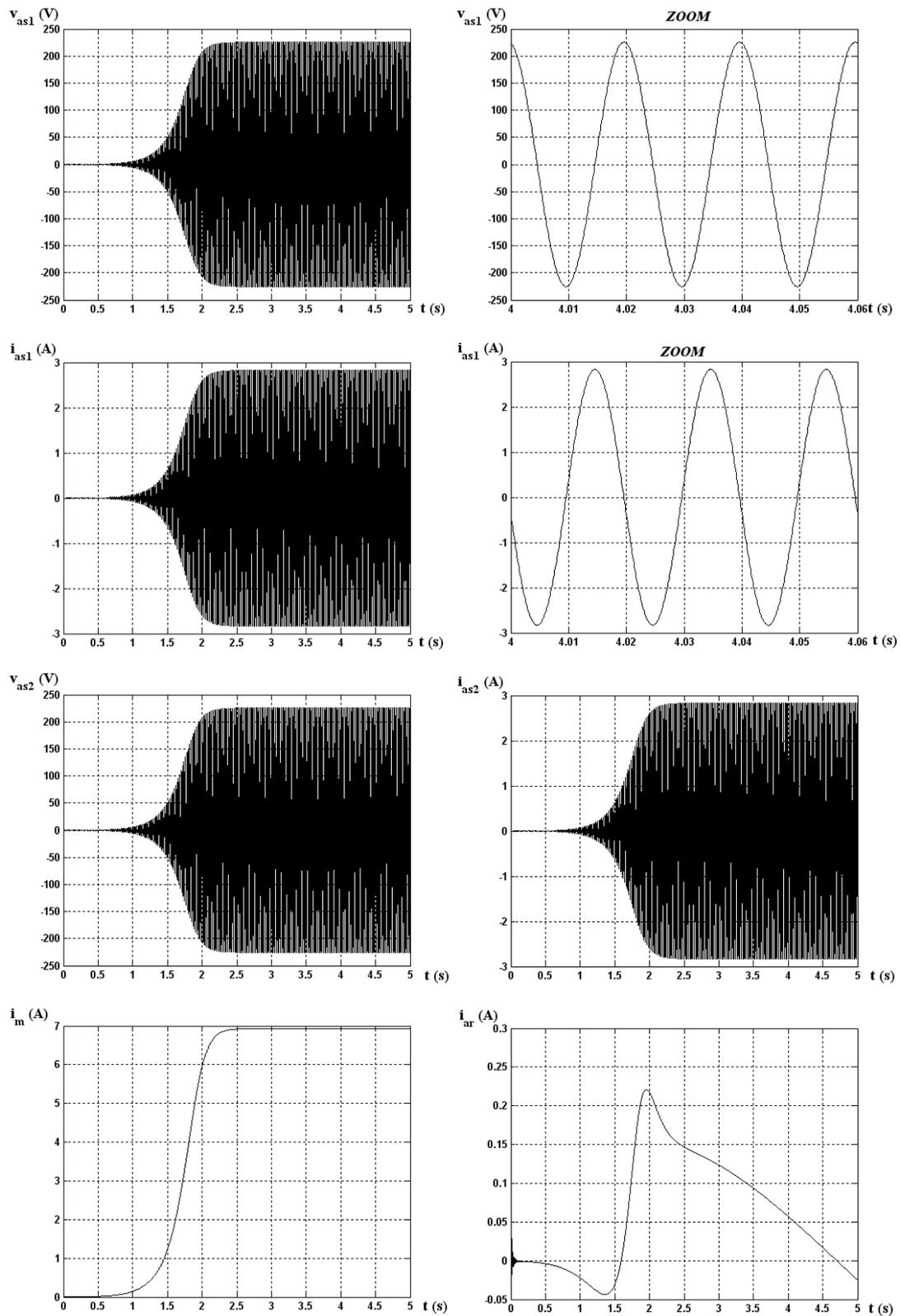


FIG. 5.4 – Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement à vide

$C_{sh}$ ( $\mu F$ )	$v_{as1}$ (V)	$i_{as1}$ (A)	$i_m$ (A)
35 (établi à $t = 7.4s$ )	166.4	1.82	4.5
40 (établi à $t = 2.55s$ )	225.4	2.83	6.93
45 (établi à $t = 1.31s$ )	249.8	3.51	8.64

TAB. 5.1 – Influence de la capacité d'excitation  $C_{sh}$ 

### 5.6.2 Fonctionnement en charges purement résistives

La figure 5.5 représente l'évolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges purement résistives insérées à  $t = 3s$ , avec  $R = R_1 = R_2 = 200\Omega$ . On observe à partir des courbes obtenues que, la tension, le courant statorique ainsi que le courant de magnétisation diminuent puis se stabilisent respectivement à  $165.5V$ ,  $2.184A$  et  $4.62A$ . Par contre, le courant rotorique augmente et atteint  $2.04A$ , puis il poursuit son évolution sinusoidalement. Cette augmentation est due essentiellement à l'augmentation de la puissance active fournie par la GASDE, qui est absorbée par les charges, d'ailleurs le courant de charge est de  $0.831A$ .

Afin de mieux voir l'influence de la connexion des charges résistives sur les caractéristiques de fonctionnement de la GASDE, on a effectué des simulations pour des diverses valeurs des résistances. Les résultats obtenus (relevés à  $t = 5s$ ) sont présentés par le tableau 5.2. Ces résultats montrent que, l'augmentation de la résistance (diminution de la charge) engendre une augmentation au niveau des caractéristiques de la machine. Alors, la GASDE ne peut être utilisée qu'avec des charges bien déterminées et peu exigeantes en termes de tension et de fréquence. Cependant, les performances de fonctionnement de la génératrice sont influencées par les charges résistives.

$R$ ( $\Omega$ )	$v_{as1}$ (V)	$i_{as1}$ (A)	$i_m$ (A)
150	111.9	1.548	2.969
200	165.5	2.184	4.62
250	184.2	2.384	5.302

TAB. 5.2 – Influence de la charge résistive  $R$ 

### 5.6.3 Fonctionnement en charges résistives-inductives

L'évolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives-inductives dont les grandeurs sont de  $R = R_1 = R_2 = 200\Omega$  et  $L_{ch} = L_{ch1} = L_{ch2} = 0.05H$  est représentée par la figure 5.6. Cette dernière montre que, la présence des inductances engendre des diminutions supplémentaires au niveau de la tension, du courant statorique et du courant de magnétisation qui sont respectivement de  $13.29\%$ ,  $11.97\%$  et  $33.07\%$  par

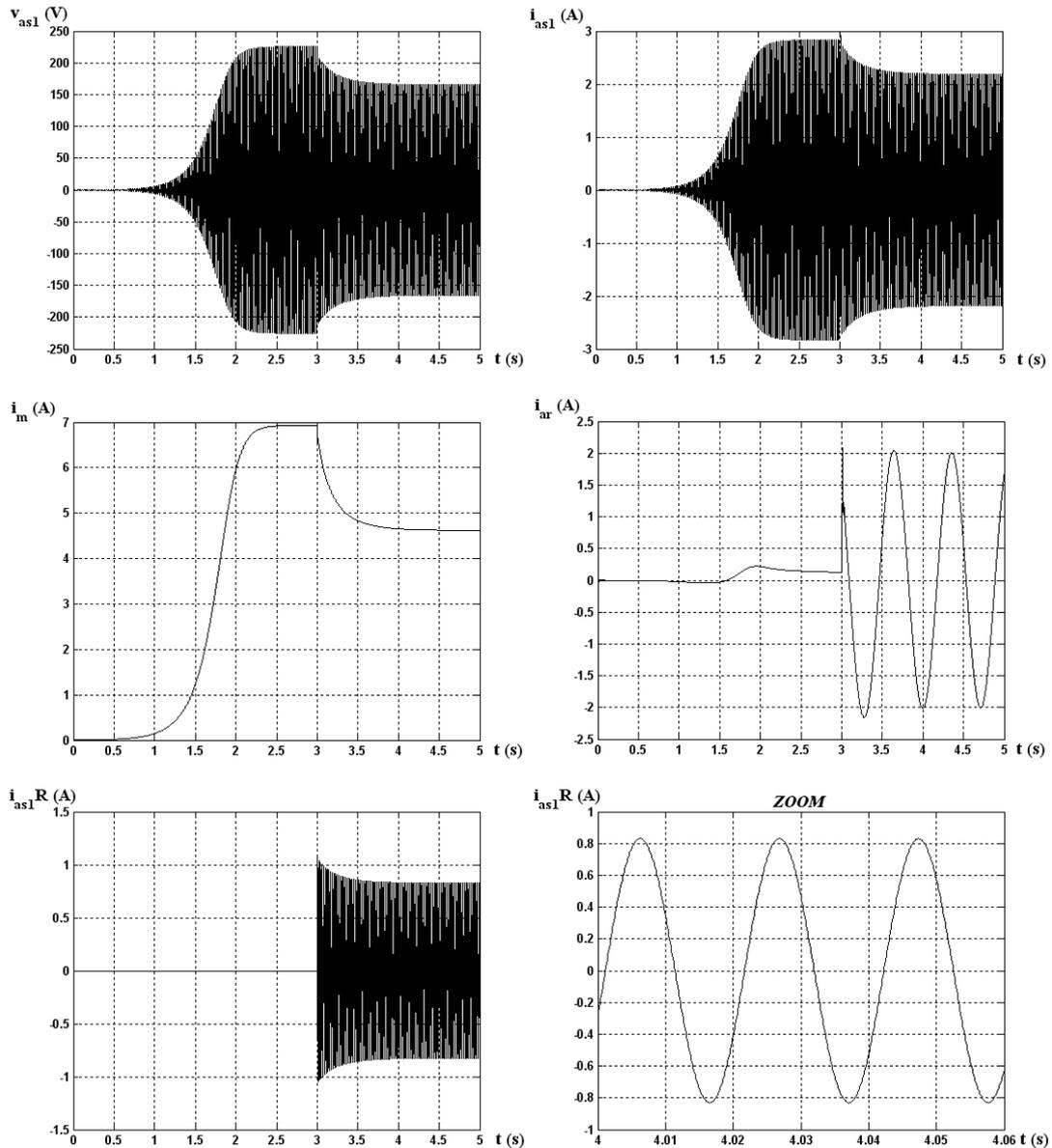


FIG. 5.5 – Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges purement résistives

rapport à ceux observés précédemment (figure 5.5). On remarque aussi des diminutions au niveau du courant rotorique et du courant de charge respectivement de 15.34% et 13.84% par rapport à ceux obtenus en charges purement résistives.

Dans le but de mieux voir et expliquer l'influence de l'inductance sur les performances de la génératrice, on a dressé un tableau pour des différentes valeurs de l'inductance  $L_{ch}(H)$ , sachant que la résistance est fixée à  $200\Omega$  (voir tableau 5.3). Les valeurs relevées pour les différentes grandeurs à  $t = 5s$  sont inversement proportionnelle à l'inductance (proportionnelle à la charge). Cela est dû à l'effet que la charge inductive est consommatrice d'énergie

réactive, ce qui est nuisant à la magnétisation de la machine et engendre des diminutions supplémentaires des caractéristiques, car se sont les capacités d'excitations qui doivent partager la puissance réactive qu'elles produisent entre la machine et les inductances.

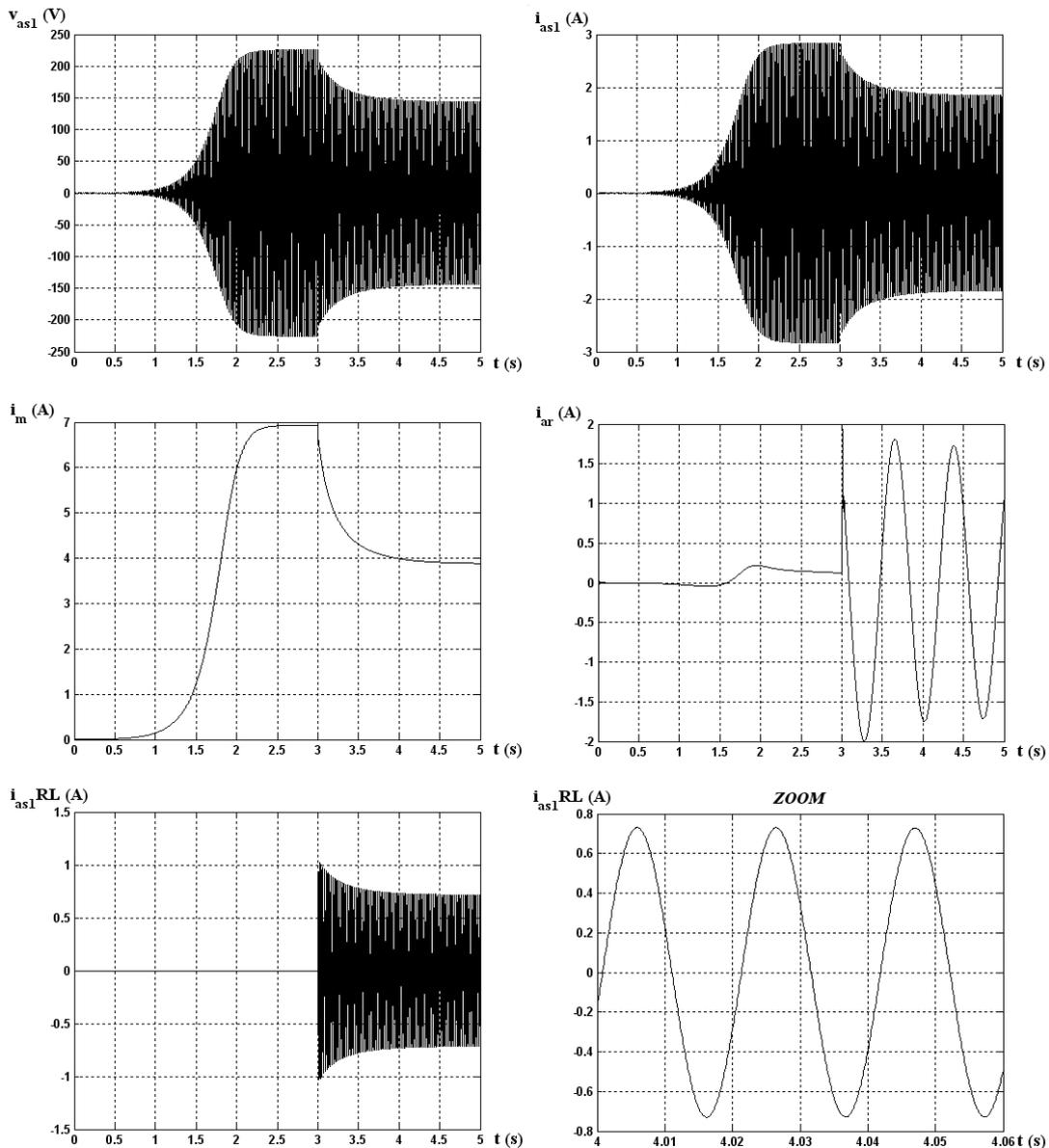


FIG. 5.6 – Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives-inductives

### 5.6.4 Fonctionnement en charges résistives avec compensation série

La figure 5.7 représente l'évolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives ( $R = 200\Omega$ ), avec compensation série  $C_{se} = C_{se1} = C_{se2} = 55\mu F$ . Rap-

$L_{ch}$ (H)	$v_{as1}$ (V)	$i_{as1}$ (A)	$i_m$ (A)
0.01	161.3	2.12	4.479
0.05	143.5	1.844	3.885
0.1	117.36	1.466	3.092

TAB. 5.3 – Influence de l'inductance  $L_{ch}$ 

pelons que les capacités de compensation sont connectées en série avec les charges, qui sont insérées en même moment à  $t = 3s$ . Des résultats obtenus on note que, par rapport à ceux obtenus en charges résistives, des augmentations importantes au niveau de l'ensemble des caractéristiques sont observées. Néanmoins, par rapport aux résultats en fonctionnement à vide (avant l'insertion des charges  $RC_{se}$ ), on enregistre une légère diminution de la tension et du courant de magnétisation qui sont respectivement de 3.749% et 1.54% et une augmentation du courant statorique de 9.12%. D'autre part, des augmentations sont aussi observées par le courant rotorique ainsi que par le courant de charge par rapport à ceux relevés en charges résistives, et cela est dû au fait que, les condensateurs séries représentent aussi des charges supplémentaires absorbant une partie de l'énergie active, et ce qui se traduit encore par l'augmentation du courant statorique.

Le tableau 5.4 représente les résultats établis pour des différentes grandeurs des capacités de compensation. Les valeurs des caractéristiques relevées à  $t = 5s$  sont inversement proportionnelle à l'augmentation des capacités. Pour une augmentation de  $20\mu F$ , on obtient des diminutions de 11.57V de la tension, 0.237A du courant statorique et 0.634A du courant de magnétisation. Par conséquent, les performances de la GASDE sont encore influencées par la grandeur des condensateurs séries, qui permettent de résoudre à peu près le problème de l'énergie réactive.

$C_{se}$ ( $\mu F$ )	$v_{as1}$ (V)	$i_{as1}$ (A)	$i_m$ (A)
45	223.24	3.245	7.182
55	216.95	3.114	6.823
65	211.67	3.008	6.548

TAB. 5.4 – Influence de la capacité de compensation série  $C_{se}$  en charges résistives

### 5.6.5 Fonctionnement en charges résistives-inductives avec compensation série

Les caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives-inductives ( $R = 200\Omega$  et  $L_{ch} = 0.05H$ ), avec compensation série  $C_{se} = 45\mu F$  sont représentées par la figure 5.8. Les résultats acquis dans ce cas là sont presque similaires à ceux obtenus

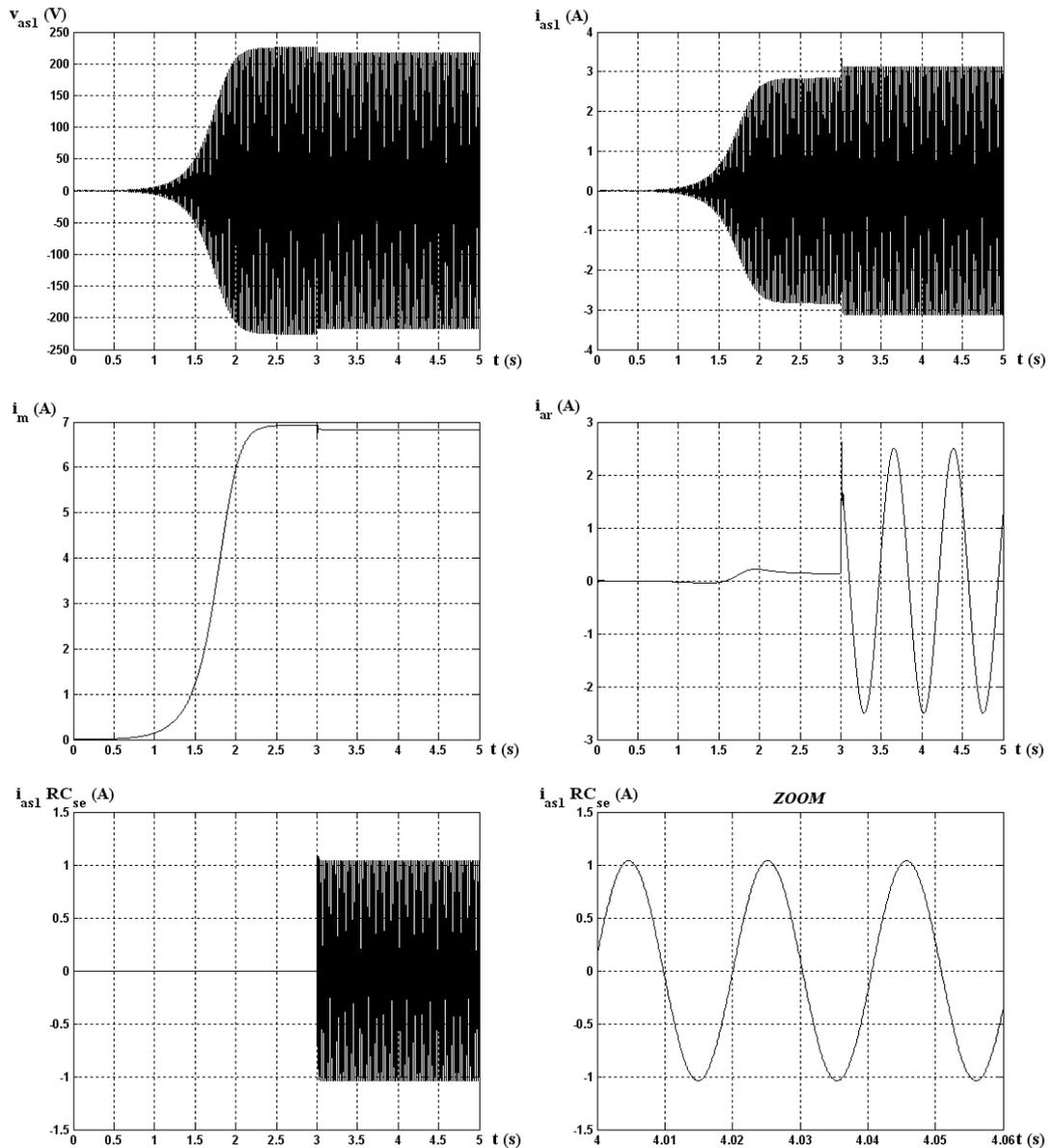


FIG. 5.7 – Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives avec compensation série

précédemment (figure 5.7), avec une différence au niveau de la grandeur de la capacité de compensation ( $55\mu F$  dans le cas précédent).

Afin de mieux voir l'influence de la capacité série sur le fonctionnement de la machine, on a reporté quelques résultats dans le tableau 5.5. Ces derniers montrent que, pour un surcroît de  $20\mu F$  de la capacité de compensation, on parvient à des diminutions de  $16.8V$  de la tension,  $0.361A$  du courant statorique et  $0.961A$  du courant de magnétisation. En comparant par rapport aux résultats montrés antérieurement (tableau 5.4), on remarque que les diminutions sont plus importantes dans ce présent cas. Ce qui veut dire que les

inductances absorbent une portion de l'énergie réactive apportée par les capacités.

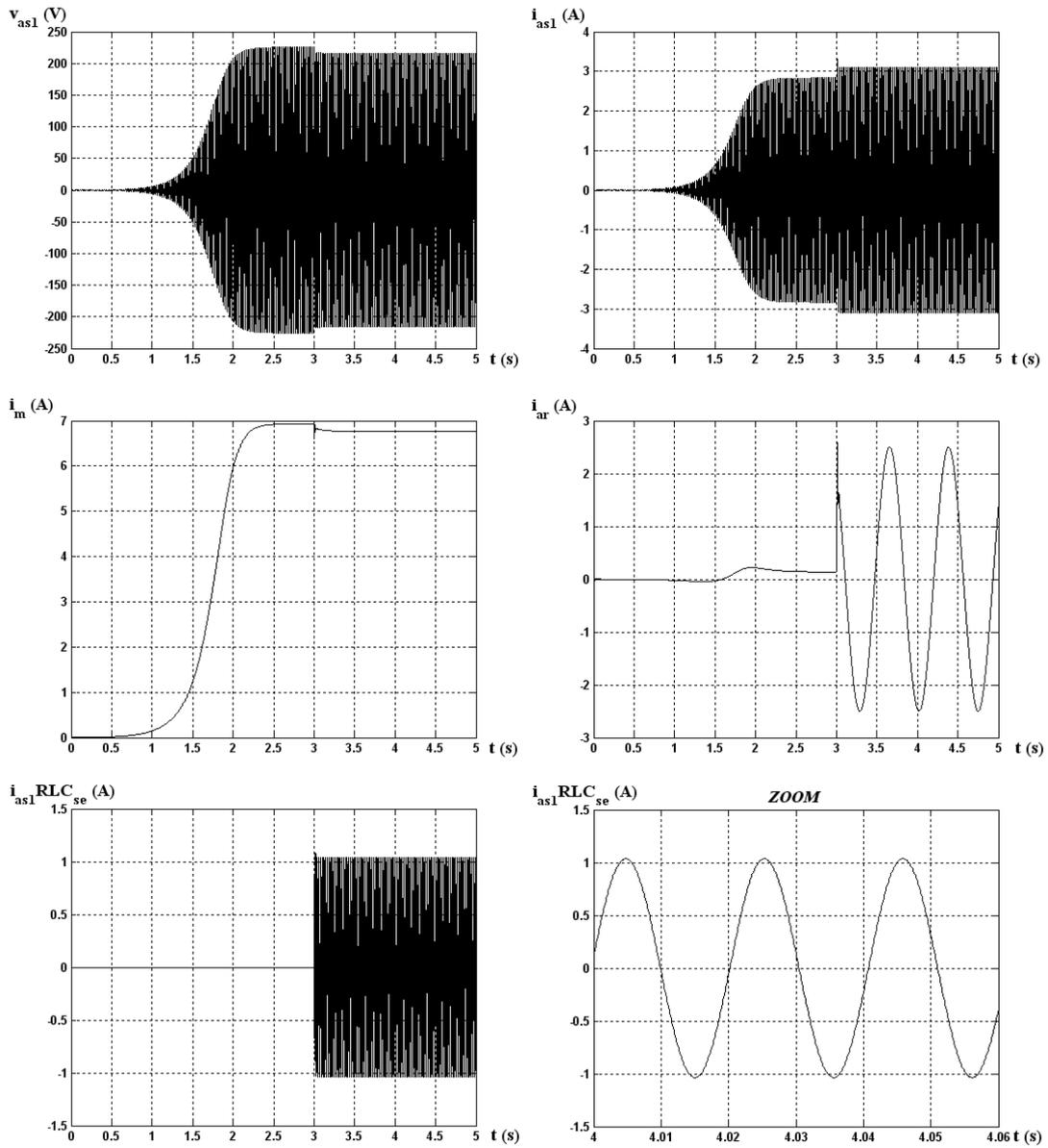


FIG. 5.8 – Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives-inductives avec compensation série

$C_{se}$ ( $\mu F$ )	$v_{as1}$ (V)	$i_{as1}$ (A)	$i_m$ (A)
35	224.48	3.292	7.313
45	215.8	3.091	6.762
55	207.68	2.931	6.352

TAB. 5.5 – Influence de la capacité de compensation série  $C_{se}$  en charges résistives-inductives

### 5.6.6 Fonctionnement en charges résistives avec compensation parallèle

La figure 5.9 représente l'évolution des caractéristiques de la GASDE débitant sur des charges résistives ( $R = 200\Omega$ ), avec compensation parallèle dont les valeurs des capacités sont de  $C_p = C_{p1} = C_{p2} = 5\mu F$ . En comparant cette dernière avec la figure 5.7, on constate que les courbes sont approximativement identiques avec une légère augmentation au niveau du courant rotorique, sachant que dans l'application de la compensation série, la capacité a été de  $C_{se} = 55\mu F$  (c'est-à-dire de 11 fois celle en parallèle). Ce qui veut dire qu'en fonctionnement avec compensation parallèle, la génératrice fournit une puissance active un peu plus importante par rapport aux cas précédents.

Le tableau 5.6 montre les différents résultats enregistrés pour les diverses grandeurs de la capacité de compensation parallèle  $C_p$  à  $t = 5s$ . Cependant, pour une variation seulement de  $2\mu F$ , on retrouve grossièrement les mêmes différences observées préalablement avec la compensation série pour une mutation de  $20\mu F$ . Mais, dans ce cas l'augmentation des différentes grandeurs est proportionnelle à l'augmentation de la capacité (contrairement au cas de la compensation série). Cela est dû au fait que la capacité de compensation parallèle joue le même rôle que celui de la capacité d'excitation.

$C_p$ ( $\mu F$ )	$v_{as1}$ (V)	$i_{as1}$ (A)	$i_m$ (A)
4	209.08	2.995	6.434
5	216.06	3.158	6.801
6	222.01	3.308	7.146

TAB. 5.6 – Influence de la capacité de compensation parallèle  $C_p$  en charges résistives

### 5.6.7 Fonctionnement en charges résistives-inductives avec compensation parallèle

Dans ce cas, on constate que les performances (voir figure 5.10) obtenues avec la valeur de la capacité de compensation parallèle  $C_p = 6.3\mu F$ , en charges résistives-inductives ( $R = 200\Omega$  et  $L_{ch} = 0.05H$ ) sont approximativement identiques avec les performances observées avec la compensation série ( $C_{se} = 45\mu F$ ) débitant sur les mêmes charges, et avec celles enregistrées à l'égard de la compensation parallèle  $C_p = 5\mu F$  en charges purement résistives.

Le tableau 5.7 montre l'influence de la grandeur de la capacité de compensation parallèle sur les caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives-inductives. On enregistre les mêmes observations que précédemment (tableau 5.6) concernant la proportionnalité. La différence réside du fait qu'on obtient les mêmes résultats que préalablement

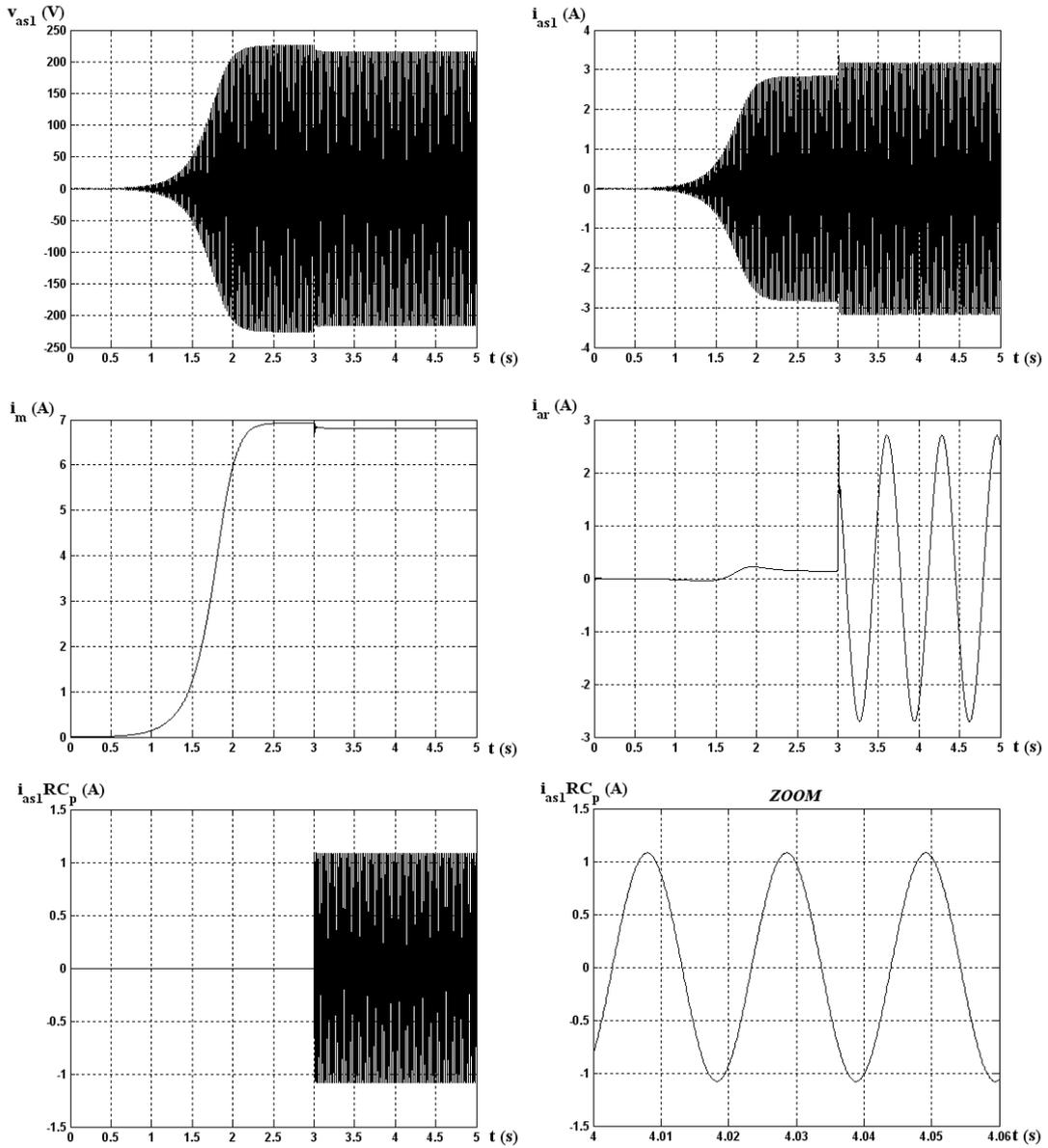


FIG. 5.9 – Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives avec compensation parallèle

avec des grandeurs des capacités un peu plus importantes. Ce qui est dû à la présence de l'inductance, c'est-à-dire que l'effet inductif impose une énergie réactive supplémentaire.

$C_p$ ( $\mu F$ )	$v_{as1}$ (V)	$i_{as1}$ (A)	$i_m$ (A)
5.3	209.85	3.009	6.472
6.3	216.75	3.169	6.837
7.3	222.63	3.319	7.179

TAB. 5.7 – Influence de la capacité de compensation parallèle  $C_p$  en charges résistives-inductives

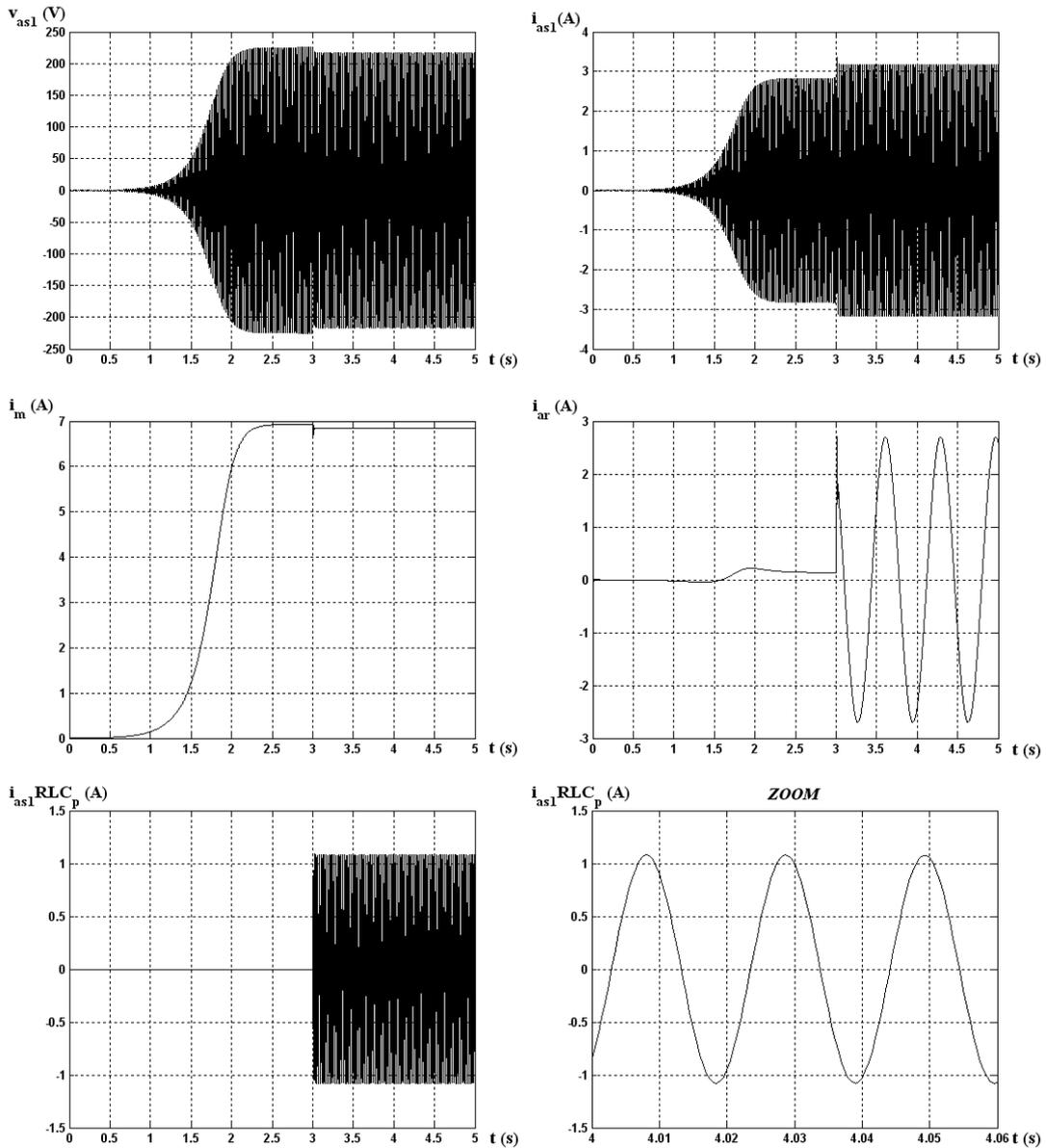


FIG. 5.10 – Evolution des caractéristiques de la GASDE en fonctionnement en charges résistives-inductives avec compensation parallèle

### 5.6.8 Influence de la variation de la vitesse

Dans le but de voir l'influence de la variation de la vitesse sur les performances de fonctionnement de la GASDE, malgré que dans les systèmes de conversion aérodynamique (turbines éoliennes) utilisant les génératrices asynchrones à cage sont équipées d'un dispositif d'orientation des pales de type "pitch" (angle de calage), afin de maintenir la plage de variation dans une très faible gamme autour de la vitesse de synchronisme, mais parfois le temps de réponse d'un tel mécanisme est un peu long, ce qui entraîne des faibles variations

de vitesse, alors on considère une diminution de la vitesse d'entraînement de  $\omega_r = 314.5$  à  $300 \text{rd/s}$  à partir de  $t = 3 \text{s}$ , et les résultats obtenus sont représentés par la figure 5.11. Ces derniers montrent que la diminution de 4.61% de la vitesse provoque des diminutions au niveau de l'ensemble des caractéristiques de fonctionnement de la génératrice, qui sont de 4.61% de la fréquence, 19.94% de la tension, 23.67% du courant statorique et 23.66% du courant de magnétisation. D'où les performances de la GASDE sont fortement influencées par la variation de la vitesse d'entraînement.

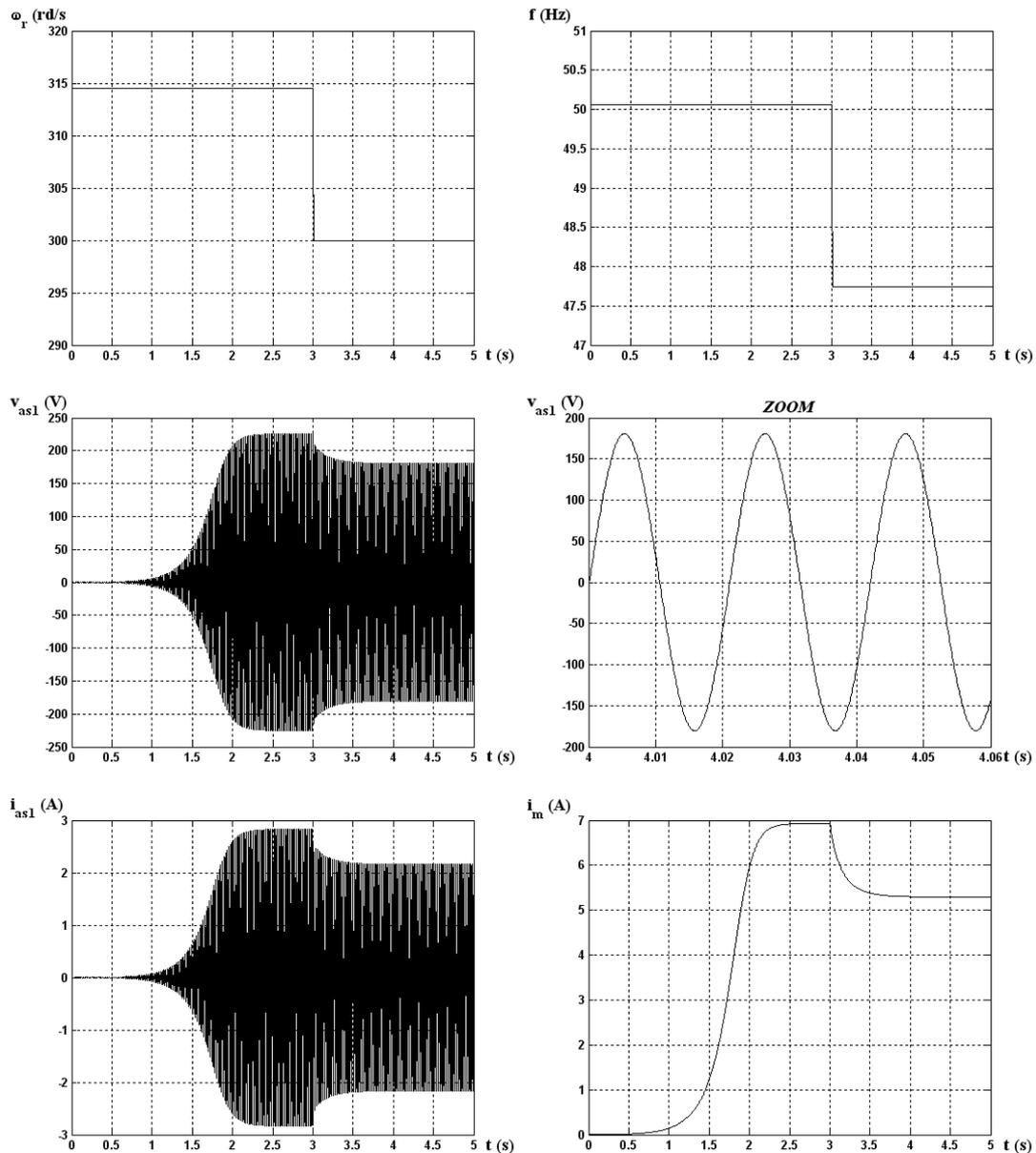


FIG. 5.11 – Influence de la diminution de la vitesse sur les performances de la GASDE

## 5.7 Conclusion

Ce présent chapitre a été consacré à la modélisation et à l'analyse de la GASDE auto-excitée en fonctionnement autonome. Pour cela, un modèle mathématique unifié de la GASDE a été développé, en incluant l'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits. L'auto-amorçage et la simulation des essais à vide et en charges de différents facteurs de puissances ainsi que l'influence de la vitesse d'entraînement ont été présentés.

De cet état de fait, on constate que, la connexion des batteries de condensateurs aux bornes statoriques, la vitesse rotorique et la présence du flux magnétique rémanent dans le fer rotorique, sont les conditions nécessaires pour l'auto-amorçage de la génératrice ; l'inductance de magnétisation est le facteur principal de la stabilisation des caractéristiques générées sous les diverses conditions de fonctionnement ; les performances de la machine sont fortement influencées par la grandeur des capacités d'excitation qui sont limités par un minimum et un maximum ; de même que ces performances sont affectées par les paramètres de la machine, la vitesse d'entraînement et par les charges, et en particulier les charges inductives qui sont consommatrices de l'énergie réactive, ce qui est nuisant à la magnétisation de la machine, car se sont les capacités d'excitation qui doivent partager la puissance réactive qu'elles produisent entre la machine et les inductances, toutefois l'insertion des condensateurs de compensation en série ou en parallèle permettent de résoudre approximativement le problème de l'énergie réactive.

# Conclusion générale

La contribution à la commande de la machine asynchrone double étoile par mode de glissement, alimentée par deux onduleurs de tension contrôlés par la technique M.L.I, et commandée par orientation du flux rotorique, suivi par la modélisation et l'analyse de la machine en régime générateur en fonctionnement autonome, afin de mieux maîtriser la machine, dans le but de mieux l'exploiter dans les systèmes de génération de l'énergie électrique, tel est l'objectif principal de ce mémoire.

Le premier chapitre rappelle les différentes sources d'énergies existantes, en particulier l'énergie éolienne. Un état de l'art sur les diverses configurations les plus rencontrées dans les travaux de recherche est dressé. Cependant, actuellement la majorité des éoliennes installées dans le monde utilisent la génératrice asynchrone à cage. Toutefois, le générateur à double étoile dont les recherches sont très récentes constitue un concurrent sérieux de la génératrice à cage.

Afin de mieux maîtriser la machine, le second chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE, et de son alimentation. Pour cela, on a commencé par la simulation de la machine directement alimentée par deux sources triphasées et équilibrées, puis par deux onduleurs de tension à commande M.L.I.

Nous avons dédié le troisième chapitre à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Dans ce cadre, nous avons développé deux méthodes, la première est la méthode de commande indirecte et la seconde est celle de commande directe. On a constaté que la régulation de la vitesse par la méthode directe est bien meilleure que par l'autre méthode. Néanmoins, la fragilité et les problèmes de fiabilité des capteurs de flux, limitent la mise en œuvre de la méthode directe. D'autre part, malgré les simplifications introduites dans les techniques de commande vectorielle, ces dernières offrent des performances acceptables. Ainsi, les algorithmes de réglage classiques, tel que les PI peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montré que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables

par rapport aux régulateurs classiques PI. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite.

La modélisation et l'analyse de la GASDE ont été présentées dans le cinquième chapitre. Dans ce dernier, nous avons développé un modèle unifié de la génératrice, en incluant l'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits. Des essais à vide et en charges effectués sous MATLAB/SIMULINK<sup>®</sup>, on a constaté que, les performances de la GASDE sont fortement influencées par, la grandeur des capacités d'excitations, la vitesse d'entraînement, les charges, et en particulier les charges inductives qui sont consommatrices de l'énergie réactive, quoique l'insertion des condensateurs de compensation en série ou en parallèle permettent de résoudre à peu près le problème de la démagnétisation de la machine.

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

- Remplacement des onduleurs de tension par des convertisseurs matriciels ;
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux ;
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la logique floue, la commande adaptative, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques, commande par la méthode du backstepping, le feedback linearization ;
- Combinaisons entre les différentes techniques associées à la commande par mode de glissement, à titre d'exemples : la commande par mode de glissement adaptative, le flou glissant, le flou adaptative glissant, optimisation par les algorithmes génétiques des différents gains du mode de glissement, etc. ;
- Etude de la MASDE en régime dégradé ;
- Etude et réalisation d'une éolienne à base de la GASDE ;
- Réglage des performances de la GASDE en fonctionnement autonome par le mode de glissement ;
- Intégration de la GASDE dans un parc éolien mixte ;
- Optimisation par les différentes techniques de commande les performances de la GASDE ;
- Etude expérimentale de chaque voie de recherche.

# Annexe A

## Force magnétomotrice des enroulements de la MASDE

### A.1 Relation générale des équations des ondes pulsatoires et des ondes mobiles

L'expression mathématique d'une onde pulsant sinusoidalement dans le temps et répartie dans l'espace également sinusoidalement peut être écrite sous la forme suivante [Kos79] :

$$F(t,x) = F_{\delta m} \sin(\omega t) \cos\left(\frac{2\pi}{T_e} x\right) \quad (\text{A.1})$$

Avec,  $\omega t = \frac{2\pi}{T} t$ .

$T$  représente la période de l'onde dans le temps ;

$T_e$  représente la période de l'onde dans l'espace ;

$F_{\delta m}$  représente l'amplitude de l'onde.

Dans le cas des machines électriques à courant alternatif  $T_e = 2\tau_p$ , où  $\tau_p$  représente le pas polaire. Par conséquent, on obtient la F.M.M d'un enroulement d'une machine asynchrone pour le premier harmonique suivante :

$$F(t,x) = F_{\delta m} \sin(\omega t) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) \quad (\text{A.2})$$

D'une manière générale :

$$F(t,x) = F_{\delta m} \sin(\omega t - \theta_t) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_x\right) \quad (\text{A.3})$$

Avec :

$\theta_t$  représente la position initiale de l'onde dans le temps ;

$\theta_x$  représente la position initiale de l'onde dans l'espace.

## A.2 Les forces magnétomotrices (F.M.M) d'une MASDE

– Pour la première étoile

$$\begin{aligned}
 F_{a1}(t,x) &= F_{\delta m1} \sin(\omega t - \theta_{t1}) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1}\right) \\
 F_{b1}(t,x) &= F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \theta_{t1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 F_{c1}(t,x) &= F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \theta_{t1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1} + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{A.4}$$

En additionnant les trois F.M.M des trois phases, on obtient la F.M.M résultante de la première étoile suivante :

$$\begin{aligned}
 F_{res1}(t,x) &= F_{a1}(t,x) + F_{b1}(t,x) + F_{c1}(t,x) \\
 &= F_{\delta m1} \left[ \sin(\omega t - \theta_{t1}) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1}\right) \right. \\
 &\quad + \sin\left(\omega t - \theta_{t1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &\quad \left. + \sin\left(\omega t - \theta_{t1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1} + \frac{2\pi}{3}\right) \right]
 \end{aligned}$$

Après tout calcul fait, on trouve :

$$F_{res1}(t,x) = \frac{3}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t1} - \theta_{x1})\right) \tag{A.5}$$

En considérant le point de repère  $\theta_{t1} = 0$  et  $\theta_{x1} = 0$ , on aura l'expression suivante :

$$F_{res1}(t,x) = \frac{3}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) \tag{A.6}$$

– Pour la deuxième étoile

$$\begin{aligned}
 F_{a2}(t,x) &= F_{\delta m2} \sin(\omega t - \theta_{t2}) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x2}\right) \\
 F_{b2}(t,x) &= F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \theta_{t2} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x2} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 F_{c2}(t,x) &= F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \theta_{t2} + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x2} + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{A.7}$$

La F.M.M résultante de la somme des trois F.M.M des trois phases de la deuxième étoile est :

$$F_{res2}(t,x) = F_{a2}(t,x) + F_{b2}(t,x) + F_{c2}(t,x) \tag{A.8}$$

Ce qui aboutit à :

$$F_{res2}(t,x) = \frac{3}{2} F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right) \quad (\text{A.9})$$

Puisque les deux étoiles sont logées dans le même circuit magnétique, la F.M.M résultante totale est égale à :

$$\begin{aligned} F_{res}(t,x) &= F_{res1}(t,x) + F_{res2}(t,x) \\ &= \frac{3}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \frac{3}{2} F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right) \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Sachant que les deux étoiles sont identiques (mêmes paramètres électriques, magnétiques et géométriques), alors :

$$F_{\delta m1} = F_{\delta m2} = F_{\delta m}$$

D'où la F.M.M totale s'écrit :

$$F_{res}(t,x) = \frac{3}{2} F_{\delta m} \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right) \right] \quad (\text{A.11})$$

Cependant, les exigences d'un meilleur rendement, nécessite la maximisation de la F.M.M totale, ce qui est obtenu si et seulement si  $\theta_{t2} = \theta_{x2}$ , et on aura par conséquent l'expression de la F.M.M totale suivante :

$$F_{res}(t,x) = \frac{3}{2} F_{\delta m} \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) \right] \quad (\text{A.12})$$

Ce qui nous donne :

$$F_{res}(t,x) = 3 F_{\delta m} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) \quad (\text{A.13})$$

Pour les machines multiphasées dont les deux étoiles sont de nombre de phases  $m_1$  et  $m_2$  respectivement, on aura les F.M.M résultante suivante :

$$F_{res1}(t,x) = \frac{m_1}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t1} - \theta_{x1})\right) \quad (\text{A.14})$$

$$F_{res2}(t,x) = \frac{m_2}{2} F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right) \quad (\text{A.15})$$

Avec  $m_1 > 1$  et  $m_2 > 1$ .

En additionnant les deux F.M.M résultantes, on aura la F.M.M résultante totale suivante :

$$\begin{aligned} F_{res}(t,x) &= \frac{1}{2} \left[ m_1 F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t1} - \theta_{x1})\right) \right. \\ &\quad \left. + m_2 F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

En choisissant le point de repère  $\theta_{t1} = 0$  et  $\theta_{x1} = 0$ , et sachant que la F.M.M totale maximale s'obtient si et seulement si  $\theta_{t2} = \theta_{x2}$ , alors l'expression (A.16) devient :

$$F_{res}(t,x) = \frac{1}{2} [m_1 F_{\delta m1} + m_2 F_{\delta m2}] \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) \quad (\text{A.17})$$

D'une façon analogue, on peut additionner les F.M.M des harmoniques supérieurs de chacune des deux étoiles (de  $m_1$  et  $m_2$  phases).

## Annexe B

# Calcul des grandeurs de la MASDE selon la transformation de Park

### B.1 Calcul des tensions directes et quadratiques de la MASDE pour un décalage électrique $\alpha$ quelconque entre les deux étoiles

Les tensions de la MASDE selon le repère de Park ( $dqo$ ) à partir des tensions réelles sont :

– Pour la première étoile

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{o1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{as1} = V_m \cos \theta \\ v_{bs1} = V_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs1} = V_m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

D'où :

$$\begin{cases} v_{d1} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_m [\cos \theta \cos \theta + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})] \\ v_{q1} = -\sqrt{\frac{2}{3}} V_m [\sin \theta \cos \theta + \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})] \\ v_{o1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\sqrt{2}} V_m [\cos \theta + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})] \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Après tout calcul fait, on trouve :

$$\begin{cases} v_{d1} = \frac{\sqrt{6}}{2} V_m \\ v_{q1} = 0 \\ v_{o1} = 0 \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

– Pour la deuxième étoile

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \\ v_{o2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{as2} = V_m \cos(\theta - \alpha) \\ v_{bs2} = V_m \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs2} = V_m \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

En introduisant (B.6) dans (B.5) et après tout calcul fait, on aboutit à :

$$\begin{cases} v_{d2} = \frac{\sqrt{6}}{2} V_m \\ v_{q2} = 0 \\ v_{o2} = 0 \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

De (B.4) et (B.7), on constate que :

$$\begin{cases} v_{d1} = v_{d2} \\ v_{q1} = v_{q2} \\ v_{o1} = v_{o2} \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

## B.2 Calcul des courants directs et quadratiques de la MASDE pour un décalage électrique $\alpha$ quelconque entre les deux étoiles

Sachant que les courants sont déphasés d'un angle  $\varphi$  par rapport aux tensions, qui est dû à l'effet inductif de la machine, donc les équations des courants selon les axes réels seront :

1. Pour la première étoile

$$\begin{cases} i_{as1} = I_m \cos(\theta - \varphi) \\ i_{bs1} = I_m \cos(\theta - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{cs1} = I_m \cos(\theta - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

2. Pour la deuxième étoile

$$\begin{cases} i_{as2} = I_m \cos(\theta - \alpha - \varphi) \\ i_{bs2} = I_m \cos(\theta - \alpha - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{cs2} = I_m \cos(\theta - \alpha - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

Les courants de la MASDE suivant le repère de Park  $dqo$  sont :

– Pour la première étoile

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{o1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

En remplaçant (B.9) dans (B.11) et après tout calcul fait, on aura :

$$\begin{cases} \iota_{d1} = \frac{\sqrt{6}}{2} I_m \cos \varphi \\ \iota_{q1} = -\frac{\sqrt{6}}{2} I_m \sin \varphi \\ \iota_{o1} = 0 \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

– Pour la deuxième étoile

$$\begin{bmatrix} \iota_{d2} \\ \iota_{q2} \\ \iota_{o2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \iota_{as2} \\ \iota_{bs2} \\ \iota_{cs2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

En poursuivant le même raisonnement que précédemment, on obtient :

$$\begin{cases} \iota_{d2} = \frac{\sqrt{6}}{2} I_m \cos \varphi \\ \iota_{q2} = -\frac{\sqrt{6}}{2} I_m \sin \varphi \\ \iota_{o2} = 0 \end{cases} \quad (\text{B.14})$$

Des systèmes d'équations (B.12) et (B.14), on constate que :

$$\begin{cases} \iota_{d1} = \iota_{d2} \\ \iota_{q1} = \iota_{q2} \\ \iota_{o1} = \iota_{o2} \end{cases} \quad (\text{B.15})$$

D'après les systèmes d'équations (B.8) et (B.15), on remarque que l'angle de décalage électrique  $\alpha = \theta_{t2} = \theta_{x2}$  (voir annexe A) entre les deux étoiles n'apparaît pas au niveau des grandeurs (tensions et courants) directes et quadratiques. Toutefois, on conclut que le décalage des deux étoiles engendre seulement le même angle de déphasage au niveau des sources d'alimentation.

# Annexe C

## Les paramètres des machines

### C.1 Les paramètres de la MASDE

Les paramètres de la MASDE sont donnés par le tableau suivant [MER05], [BER04B] :

Puissance nominale	$P_n = 4.5kW$
Tension nominale	$V_n = 220V$
Courant nominal	$I_n = 6.5A$
Vitesse nominale (synchronisme)	$v_n = 3000tr/mn$
Fréquence nominale	$f_s = 50Hz$
Résistance d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$r_1 = r_2 = 3.72\Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$r_r = 2.12\Omega$
Inductance propre cyclique d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$L_1 = L_2 = 0.022H$
Inductance propre cyclique d'une phase rotorique	$L_r = 0.006H$
Inductance mutuelle cyclique stators-rotor	$L_m = 0.3672H$
Moment d'inertie	$J = 0.0625kg.m^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001N.m.s/rd$

### C.2 Les paramètres de la GASDE

Ceux de la GASDE sont illustrés par le tableau ci-après [SIN05B] :

Résistance d'une phase statorique	$r_1 = r_2 = 1.9\Omega$
Résistance d'une phase rotorique (étoiles 1 et 2)	$r_r = 2.1\Omega$
Inductance propre de fuite d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$L_{l1} = L_{l2} = 0.0132H$
Inductance propre de fuite d'une phase rotorique	$L_{lr} = 0.0132H$
Inductance mutuelle de fuite stators-rotor	$L_{lm} = 0.011H$
Inductance cyclique d'intersaturation stators-rotor	$L_{dq} = 0H$
Vitesse nominale (synchronisme)	$v_n = 1500tr/mn$
Moment d'inertie	$J = 0.038kg.m^2$

# Bibliographie

- [ABD07] L. Abdelhamid, R. Abdessemed, H. Amimeur, E. Merabet, “Etude des performances des génératrices utilisées dans les systèmes éoliens,” *International Conference on Renewable Energy ICRE’07*, University of Bejaia, pp. 1–6 (CDROM), 25–27 November 2007.
- [ABD97] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, *Modélisation des machines électriques*, Presses de l’Université de Batna, Algérie, 1997.
- [AHM04] T. Ahmed, K. Nishida, M. Nakaoka, H. W. Lee, “Self-excited induction generator with simple voltage regulation scheme for wind turbine,” *The 30<sup>th</sup> Annual Conference IEEE Industrial Electronics Society*, Bussan, Korea, pp. 86–91, 2–6 November 2004.
- [ALG76] P. L. Alger, R. E. Arnold, “The history of induction motors in America,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 64, No. 9, pp. 1380–1383, September 1976.
- [AMI08] H. Amimeur, R. Abdessemed, D. Aouzellag, E. Merabet, F. Hamoudi, “Modélisation et analyse d’une génératrice asynchrone double étoile (GASDE),” *2<sup>nd</sup> International Conference on Electrical and Electronics Engineering ICEEE’08*, University of Laghouat, (CDROM), 21-23 April 2008.
- [ARZ–] D. Arzelier, D. Peaucelle, *Systèmes et asservissement non linéaires*, Notes de Cours, Version 4, CNAM–B2.
- [BAG99] L. Baghli, *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*, Thèse de Doctorat de l’Université Henri Poincaré de Nancy I, France, Janvier 1999.
- [BEL96] A. Belamoudi, *Etude et simulation d’un système de conversion d’énergie à base d’une machine asynchrone*, Mémoire de Magister de l’Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Décembre 1996.

- 
- [BEN96] M. F. Benkhoris, A. Gayed, “Discrete sliding control technique of DC motor drive,” *IEE Conference Publication No. 429 Power Electronics and Variable Speed drives*, pp. 81–86, 23–25 September 1996.
- [BER04A] D. Berbier, E. M. Berkouk, A. Talha, M. O. Mahmoudi, “Study and control of two two-level PWM rectifiers-clamping bridge-two three-level NPC VSI cascade. Application to double stator induction machine,” *35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, pp. 3894–3899, 2004.
- [BER04B] D. Berbier, *Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC*, Mémoire de Magister de l’ENP, Alger, Algérie, 2004.
- [BOJ06] R. Bojoi, A. Tenconi, G. Griva, F. Profumo, “Vector control of dual-three-phase induction-motor drives two current sensors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 5, pp. 1284–1292, September/October 2006.
- [BÜH86] H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
- [CHA04] A. Chaiba, *Commande par la logique floue de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension*, Mémoire de Magister de l’Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Novembre 2004.
- [COL94] C. P. Coleman, D. Grodble, “A comparaison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control,” *IEEE*, pp. 1654–1659, 1994.
- [CRE97] G. Crellet, G. Clerc, *Actionneurs électriques*, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [DEN04] A. Dendouga, *Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double alimentation alimentée par onduleur de tension*, Mémoire de Magister de l’Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2004.
- [FNA06] M. A. Fnaiech, F. Betin, F. Fnaiech, G. A. Capolino, “Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives,” *IEEE ISIE*, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, July 9–12 2006.
- [HAD01] D. Hadiouche, *Contribution à l’étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure*, Thèse de Doctorat de l’Université Henri Poincaré de Nancy I, France, Décembre 2001.
- [HAD06] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, “Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implemen-
-

- tation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006.
- [HAL91] K. E. Hallenius, P. Vas, J. E. Brown, “The analysis of a saturated self-excited asynchronous generator,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 6, No. 2, pp. 336–341, June 1991.
- [HAM07] H. Hammache, *Etude et réalisation d’une machine asynchrone double étoile : conception, alimentation et commande*, Mémoire de Magister de l’Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, Janvier 2007.
- [HAZ04] A. Hazzab, I. K. Bousserhane, M. Kamli, “Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control,” *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, Vol. 1, Iss. 2, Art. 1008, pp. 1–17, 2004.
- [HUA06] S. J. Huang, H. Y. Chen, “Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy compensation for vehicle suspension control,” *Science Direct, Mechatronics* 16, pp. 607–622, 2006.
- [JAI02] S. K. Jain, J. D. Sharma, S. P. Singh, “Transient performance of three-phase self-excited induction generator during balanced and unbalanced faults,” *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, Vol. 149, No. 1, pp. 50–57, January 2002.
- [KAT01] S. Kato, N. Hoshi, K. Oguchi, “A low cost system of variable-speed cascaded induction generators for small hydroelectricity,” *Conference Record of the IEEE Industrial Applications Conference*, pp. 1419–1425, 2001.
- [KAT02] S. Kato, N. Hoshi, K. Oguchi, “Analysis of power electronics systems including cascaded induction machines with modified nodal analysis,” *IEEE PCC-Osaka*, pp. 282–287, 2002.
- [KER05] M. Kercha, *Commande par mode de glissement d’un moteur pas à pas à aimant permanent*, Mémoire de Magister de l’Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2005.
- [KIS06A] A. Kishore, R. C. Prasad, B. M. Karan, “Matlab simulink based dq modelling dynamic characteristics of three phase self-excited induction generator,” *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, Cambridge, USA, pp. 312–316, March 26–29 2006.

- 
- [KIS06B] A. Kishore, G. S. Kumar, “Dynamic modeling and analysis of three phase self-excited induction generator using generalized state-space approach,” *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM*, S15, pp. 52–59, 2006.
- [KLI83] E. A. Klingshirn, “High phase order induction motors-part I-description and theoretical considerations,” *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, Vol. PAS-102, No. 1, pp. 47–53, June 1983.
- [KOS79] M. Kostenko, L. Piotrovski, *Machines électriques*, Tome II, Editions Mir, Moscou, 1979.
- [LEV06] E. Levi, “Recent developments in high performance variable speed multiphase induction motor drives,” *Sixth International Symposium Nikola Tesla*, Belgrade, SASA, Serbia, October 18–20 2006.
- [LIA98] Y. W. Liao, E. Levi, “Modelling and simulation of a stand-alone induction generator with rotor flux oriented control,” *Electric Power Systems Research* 46, Elsevier Science, pp. 141–152, 1998.
- [LIN05] L. Lingshun, H. Yuwen, H. Wenxin, “Optimal design of dual stator-winding induction generator with variable speed based on improved genetic algorithm,” *Proceedings of the Eighth Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 2343–2348, 2005.
- [MAL90] N. H. Malik, A. H. Al-Bahrani, “Influence of the terminal capacitor on the performance characteristics of a self-excited induction generator,” *IEE Proceedings*, Vol. 137, Pt. C, No. 2, pp. 168–173, March 1990.
- [MEN05] I. Meny, “Modélisation et réalisation d’une chaîne de conversion éolienne petite puissance,” *Laboratoire d’Electrotechnique de Montpellier LEM*, France, 2005.
- [MER05] E. Merabet, A. Belayali, *Commande par la logique floue d’une machine asynchrone double stator*, Mémoire d’Ingéniorat de l’Université Mohamed Boudiaf de M’sila, Algérie, Juin 2005.
- [MER07A] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, “Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators,” *4<sup>th</sup> International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP’07*, University of Setif, F10 (CDROM), 03–04 November 2007.
-

- [MER07B] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, L. Abdelhamid, “Influence de la charge sur une génératrice asynchrone double étoile (GASDE),” *International Conference on Renewable Energy ICRE’07*, University of Bejaia, pp. 63–68 (CDROM), 25–27 November 2007.
- [MER03] M. Merabtene, E. R. Dehault, “Modélisation en vue de la commande de l’ensemble convertisseur-machine multi-phase fonctionnant en régime dégradé,” *JCGE’03*, Saint-Nazaire, pp. 193–198, 5–6 Juin 2003.
- [MIR05] A. Mireki, *Etude comparative de chaînes de conversion d’énergie dédiées à une éolienne de petite puissance*, Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Avril 2005.
- [MUL95] B. Multon, “Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable,” *Revue 3E.I*, No. 3, pp. 3–8, Juin 1995.
- [NEM02] A. L. Nemmour, *Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation*, Mémoire de Magister de l’Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Avril 2002.
- [NEY88] H. Ney, *Equipements de puissance*, Editions Fernand Nathan, Paris, 1988.
- [OJO00] O. Ojo, I. E. Davidson, “PWM-VSI inverter-assisted stand-alone dual stator winding induction generator,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 6, pp. 1604–1611, November/December 2000.
- [OUD04] Z. Oudjebour, E. M. Berkouk, N. Sami, S. Belgasmi, S. Arezki, I. Messaif, “Indirect space vector control of a double star induction machine fed by two five-levels NPC VSI,” *International Conference on Electric Machine, ICEM’04*, Poland, 2004.
- [OUH98] M. A. Ouhrouche, X. D. Do, Q. M. Lê, R. Chaine, “EMTP based simulation of a self-excited induction generator after its disconnection from the grid,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 13, No. 1, pp. 7–13, March 1998.
- [PAL05] B. Palle, M. G. Simões, F. A. Farret, “Dynamic simulation and analysis of parallel self-excited induction generator for islanded wind farm systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 4, pp. 1099–1106, July/August 2005.
- [POI03] F. Poitiers, *Etude et commande de génératrices asynchrones pour l’utilisation de l’énergie éolienne*, Thèse de Doctorat de l’Université de Nantes, France,

---

Décembre 2003.

- [SAI06] A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli, “Commande par mode de glissement d’une machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs à MLI à trois niveaux,” *4<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering, CEE’06*, Batna University, pp. 215–220, 7–8 November 2006.
- [SEY03] D. Seyoum, C. Grantham, M. F. Rahman, “The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 4, pp. 936 – 944, July/August 2003.
- [SIN06A] B. Singh, M. V. Verma, A. K. Tandon, “Rating reduction of static compensator for voltage control of three-phase self-excited induction generator,” *IEEE ISIE*, Montréal, Québec, Canada, pp. 1194–1199, July 9–12 2006.
- [SIN04] G. K. Singh, K. E. Holé, “Guaranteed performance in reaching mode of sliding mode controlled systems,” *Sādhanā*, Vol. 29, Part 1, pp. 129 – 141, February 2004.
- [SIN05A] G. K. Singh, K. Nam, S. K. Lim, “A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 4, pp. 1177–1184, August 2005.
- [SIN05B] G. K. Singh, K. B. Yadav, R. P. Saini, “Modeling and analysis of multi-phase (six phase) self-excited induction generator,” *IEEE proceedings, The Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS’2005*, China, pp. 1922–1927, 2005.
- [SIN06B] G. K. Singh, K. B. Yadav, R. P. Saini, “Analysis of a saturated multi-phase (six phase) self-excited induction generator,” *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, Vol. 7, Iss. 2, Art. 5, pp. 1–21, 2006.
- [SIN07] G. K. Singh, “Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation,” *Renewable Energy*, Article in Press Science Direct, Elsevier Science, pp. 1–17, 2007.
- [Sou04] F. E. Sousy, M. Orabi, H. Godah, “Indirect field orientation control of self-excited induction generator for wind energy conversion system,” *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 480–485, 2004

- [TAM05] S. Tamazoult, *Etude comparative de l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation par un convertisseur statique AC/AC à commutation forcée et naturelle*, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Juin 2005.
- [THO98] J. L. Thomas, "Future practical developments in vector control principles," *IEE Colloquium - Power Division*, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1–4/8, 23 February 1998.
- [VID04] P. Vidal, *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
- [WAN99] L. Wang, J. Y. Su, "Dynamic performances of an isolated self-excited induction generator under various loading conditions," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 1, pp. 93–100, March 1999.
- [WIT00] C. C. D. Wit, *Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discrétisation et observateurs*, Hermès Science Publications, Paris, 2000.
- [YON07] L. Yong, H. Yuwen, H. Wenxin, L. Lingshun, C. Guang-hui, Q. Jingfeng, "The dual stator-winding induction generator for wide-speed-range operation," *IEEE*, pp. 619–624, 2007.