



# T H E S E

Présentée à



l'U n i v e r s i t é   H a d j   L a k h d a r   B a t n a  
Faculté de Technologie  
Département d'Electrotechnique

En vue de l'obtention du diplôme de

D O C T O R A T   E N   S C I E N C E S

Présentée par

**AMIMEUR HOCINE**

Maître Assistant à l'Université de Béjaia  
*Magister en Electrotechnique – Université de Batna*  
*Ingénieur d'Etat en Electrotechnique – Université de Béjaia*

—◆—  
**CONTRIBUTION AU CONTROLE DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE**  
—◆—

Thèse soutenue le : 27/06/2012 devant le jury :

Farid NACERI	Président	Professeur	Univ. Batna
Rachid ABDESSEMED	Rapporteur	Professeur	Univ. Batna
Djamal AOUZELLAG	Co-Rapporteur	Maître de Conférences	Univ. Béjaia
Messaoud BOULOUH	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Guelma
Hammoud RADJEL	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Setif
Youcef HARBOUCHE	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Batna

# 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 messenger 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), et à Monsieur Djamal AOUZELLAG, Maître de Conférences à l'Université de Béjaïa, rapporteurs de cette thèse de doctorat, pour les conseils précieux, les idées, les encouragements, les orientations, la confiance et l'aide qu'ils m'ont accordés pour mener ce travail à terme. Mes deux enseignants ont fait beaucoup plus que leur devoir comme rapporteurs de thèse et c'est pourquoi que je tiens à leur exprimer ma reconnaissance la plus profonde et mes respects les plus distingués.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Farid NACERI, Professeur à l'Université de Batna, pour l'honneur qu'il ma fait en acceptant de présider le jury.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements envers les membres du jury :  
Monsieur Messaoud BOULOUEH, Maître de Conférences à l'Université de Guelma,  
Monsieur Hammoud RADJEAI, Maître de Conférences à l'Université de Setif,  
Monsieur Youcef HARBOUCHE, Maître de Conférences à l'Université de Batna,  
pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier infiniment Monsieur Kaci GHEDAMSI, Maître de Conférences à l'Université de Béjaïa, pour son aide et ces encouragements, qui m'ont été indispensable.

J'aimerais à présent remercier mes proches et en premier lieu mes chers parents qui ont tellement sacrifiés, que Dieu vous bénissent, et merci infiniment de m'avoir soutenu et d'avoir cru en moi. Je remercie aussi ma femme, mes frères, mes sœurs, mes tantes et toute la famille.

Mes remerciements vont également à mes amis, en particulier Farid HAMOUDI (Maître Assistant à l'Université de Boumèrdès) et Elkheir MERABET (Maître Assistant à l'Université de Batna), mes collègues et mes enseignants.

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

*A la mémoire de ma **grand-mère**,  
à mes **parents**,  
à ma **femme**,  
à ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études,  
**je dédie cette thèse.***

# Table des matières

# Table des matières

Table des matières	ii
Table des figures	vii
Liste des tableaux	xi
Nomenclature	xiii
Abréviations	xxiii
<b>Introduction générale</b>	<b>2</b>
<b>1 Classification des machines électriques</b>	<b>6</b>
1.1 Introduction . . . . .	6
1.2 Machines avec contacts . . . . .	6
1.2.1 Machines à courant continu . . . . .	6
1.2.2 Machines synchrones à excitation électrique . . . . .	8
1.2.3 Machines asynchrones à rotor bobiné . . . . .	9
1.2.4 Inconvénients des machines avec contacts . . . . .	10
1.3 Machines sans contacts . . . . .	10
1.3.1 Machines synchrones à aimants permanents . . . . .	10
1.3.2 Machines à reluctance variable . . . . .	12
1.3.3 Machines à excitation avec redresseur tournant . . . . .	12
1.3.4 Machines asynchrones à cage d'écureuil . . . . .	13
1.3.5 Machines linéaires à induction . . . . .	16
1.3.6 Machines asynchrones en cascade . . . . .	17
1.3.7 Machines multiphasées . . . . .	19
1.3.8 Organigramme récapitulatif des machines sans contacts . . . . .	21
1.3.9 Avantages des machines sans contacts . . . . .	21

1.4	Conclusion . . . . .	22
<b>2</b>	<b>Modélisation de la machine asynchrone double étoile et des convertisseurs statiques</b>	<b>25</b>
2.1	Introduction . . . . .	25
2.2	Description de la machine asynchrone double étoile . . . . .	25
2.3	Hypothèses simplificatrices . . . . .	26
2.4	Modèle triphasé de la MASDE . . . . .	27
2.4.1	Equations électriques . . . . .	27
2.4.2	Equations magnétiques . . . . .	27
2.4.3	Expression du couple électromagnétique . . . . .	28
2.4.4	Equation mécanique . . . . .	28
2.5	Modèle biphasé de la MASDE . . . . .	28
2.5.1	Transformation de Park . . . . .	28
2.5.2	Modèle de la MASDE selon le système d'axes généralisé . . . . .	29
2.5.3	Choix du système d'axes . . . . .	30
2.5.4	Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes $(d,q)$ . . . . .	31
2.5.5	Puissance absorbée et couple électromagnétique . . . . .	32
2.6	Modélisation d'onduleurs de tension à commande M.L.I . . . . .	33
2.6.1	Modélisation de l'onduleur . . . . .	33
2.6.2	Commande par modulation sinus-triangle . . . . .	35
2.7	Modélisation de convertisseurs matriciels . . . . .	35
2.7.1	Structure du convertisseur matriciel triphasé - triphasé idéal . . . . .	35
2.7.2	Fonction de connexion des interrupteurs . . . . .	36
2.7.3	Fonction de conversion . . . . .	37
2.7.4	Commande du convertisseur matriciel par la méthode de modulation de Venturini . . . . .	38
2.8	Conclusion . . . . .	40
<b>3</b>	<b>Commande par mode de glissement du moteur asynchrone double étoile</b>	<b>42</b>
3.1	Introduction . . . . .	42
3.2	Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable . . . . .	43
3.3	Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement . . . . .	44
3.3.1	Choix des surfaces de glissement . . . . .	44
3.3.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant . . . . .	44

---

3.3.3	Détermination de la loi de commande . . . . .	45
3.4	Commande vectorielle par orientation du flux rotorique . . . . .	49
3.5	Détermination des différentes surfaces de régulation et application . . . . .	52
3.5.1	Surface de régulation de la vitesse . . . . .	52
3.5.2	Surface de régulation du flux rotorique . . . . .	53
3.5.3	Surfaces de régulation des courants statoriques . . . . .	54
3.5.4	Application de la commande . . . . .	55
3.5.5	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	58
3.6	Conclusion . . . . .	63
<b>4</b>	<b>Commande par mode de glissement de la génératrice asynchrone double étoile intégrée dans un système éolien</b>	<b>65</b>
4.1	Introduction . . . . .	65
4.2	Description du système étudié . . . . .	66
4.3	Modélisation du système éolien . . . . .	66
4.3.1	Zones de fonctionnement du système éolien . . . . .	66
4.3.2	Modélisation de la turbine et du multiplicateur . . . . .	67
4.3.3	Commande du générateur éolien . . . . .	69
4.4	Modélisation et contrôle de la liaison au réseau . . . . .	71
4.4.1	Modélisation du bus continu . . . . .	71
4.4.2	Calcul de la tension du bus continu . . . . .	73
4.4.3	Modélisation du filtre . . . . .	73
4.4.4	Contrôle de la liaison au réseau . . . . .	74
4.4.5	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	76
4.5	Conclusion . . . . .	83
<b>5</b>	<b>Intégration du système de stockage d'énergie inertiel</b>	<b>85</b>
5.1	Introduction . . . . .	85
5.2	Modélisation du volant inertiel et équation dynamique de la machine électrique du SISE . . . . .	86
5.2.1	Modélisation du volant inertiel . . . . .	86
5.2.2	Equation dynamique de la machine électrique du SISE . . . . .	87
5.3	Modélisation et commande de la MAS . . . . .	87
5.3.1	Modèle biphasé de la MAS lié au champ tournant . . . . .	87
5.3.2	Orientation du flux rotorique . . . . .	89

---

5.3.3	Détermination des différentes surfaces de régulation par mode de glissement . . . . .	90
5.4	Contrôle du SISE associé au générateur éolien . . . . .	92
5.4.1	Principe de contrôle du SISE associé au générateur éolien . . . . .	92
5.4.2	Contrôle en couple pour le SISE et contrôle par mode de glissement pour la MAS . . . . .	93
5.5	Simulation et interprétation des résultats . . . . .	95
5.6	Conclusion . . . . .	100
 <b>Conclusion générale</b>		 <b>103</b>
 <b>Annexes</b>		 <b>107</b>
 <b>A Calcul des grandeurs de la MASDE selon la transformation de Park</b>		 <b>107</b>
A.1	Calcul des tensions directes et quadratiques de la MASDE pour un décalage électrique $\alpha$ quelconque entre les deux étoiles . . . . .	107
A.2	Calcul des courants directs et quadratiques de la MASDE pour un décalage électrique $\alpha$ quelconque entre les deux étoiles . . . . .	108
 <b>B Calcul d'un régulateur PI avec compensation</b>		 <b>110</b>
 <b>C Calcul du régulateur PI de la tension du bus continu</b>		 <b>112</b>
 <b>D Paramètres</b>		 <b>114</b>
D.1	Paramètres de la MASDE . . . . .	114
D.2	Paramètres de la turbine . . . . .	114
D.3	Paramètres de la GASDE . . . . .	115
D.4	Paramètres du bus continu et du filtre . . . . .	115
D.5	Paramètres de la MAS et du SISE . . . . .	116
 <b>Bibliographie</b>		 <b>118</b>



## Table des figures

# Table des figures

1.1	Machine à courant continu . . . . .	7
1.2	Stators des machines à courant continu . . . . .	8
1.3	Rotor d'une machine à courant continu . . . . .	8
1.4	Porte balais (1), collecteur (2) et les balais . . . . .	8
1.5	Différents inducteurs et types de bobinage des MS, avec 1 et 2 sont le pôle et le bobinage d'inducteur respectivement ; 1, . . . , 12 sont les encoches . . . . .	9
1.6	Rotors d'une MADA . . . . .	10
1.7	Rotors d'une MSAP . . . . .	12
1.8	Prototype de machine à réluctance variable 6:4 . . . . .	13
1.9	Machine à excitation avec un redresseur tournant . . . . .	13
1.10	Machine asynchrone à cage d'écureuil . . . . .	14
1.11	Stators d'une MAS . . . . .	15
1.12	Rotors d'une MAS . . . . .	16
1.13	Moteur linéaire . . . . .	16
1.14	Cascade de deux machines asynchrones (couplage frontal) . . . . .	17
1.15	Cascade de deux machines asynchrones (couplage par succession) . . . . .	18
1.16	Structure en cascade de deux machines asynchrones . . . . .	18
1.17	Machine en cascade avec une carcasse unique et un rotor à cage d'écureuil . . . . .	19
1.18	Machines multiphasées avec le nombre de phases statoriques multiple de trois . . . . .	20
1.19	Machines multiphasées avec le nombre de phases statoriques n'est pas un multiple de trois . . . . .	20
1.20	Organigramme des machines électriques sans contacts . . . . .	22
2.1	Représentation schématique des enroulements de la MASDE . . . . .	26
2.2	Représentation du modèle généralisé de la MASDE . . . . .	29
2.3	Onduleur triphasé . . . . .	34
2.4	Convertisseur matriciel triphasé - triphasé idéal . . . . .	36

3.1	Modes de fonctionnement dans le plan de phase . . . . .	43
3.2	Fonction <i>sign</i> (non linéarité tout ou rien) . . . . .	47
3.3	Phénomène de broutement . . . . .	47
3.4	Fonction de saturation ( $\xi > 0$ et petit) . . . . .	48
3.5	Fonction de classe $C^1$ ( $\xi > 0$ et petit) . . . . .	49
3.6	Schéma de défluxage . . . . .	51
3.7	Schéma bloc de commande par mode glissant de la MASDE alimentée par deux onduleurs MLI . . . . .	56
3.8	Schéma bloc de commande par mode glissant de la MASDE alimentée par deux convertisseurs matriciels . . . . .	56
3.9	Représentation schématique du bloc FOC(MG) . . . . .	57
3.10	Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application de la charges $C_r = 14N.m$ entre l'intervalle de temps $t = [1.5, 2.5]s$ pour les deux cas d'alimentations . . . . .	59
3.11	Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 2500 à $-2500 tr/mn$ à partir de $t = 1.5s$ dans les deux cas d'alimentations . . . . .	61
3.12	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 50% à partir de $t = 1.5s$ , avec l'application de la charge $C_r = 14N.m$ entre $t = [1.5, 2.5]s$ pour les deux alimentations . . . . .	62
4.1	Représentation schématique du système étudié . . . . .	66
4.2	Zones de fonctionnement du système éolien . . . . .	67
4.3	Coefficient de puissance ( $C_p$ ) en fonction du rapport de vitesse ( $\lambda$ ) . . . . .	68
4.4	Représentation schématique du modèle de la turbine . . . . .	69
4.5	Représentation schématique du principe de la commande par mode de glissement du générateur éolien basé sur la GASDE . . . . .	72
4.6	Représentation schématique d'une phase du filtre . . . . .	73
4.7	Représentation schématique du principe du contrôle de la liaison au réseau . . . . .	75
4.8	Vitesse mécanique de la GASDE et sa référence . . . . .	79
4.9	Puissance mécanique de la GASDE . . . . .	79
4.10	Couple électromagnétique de la GASDE et sa référence . . . . .	79
4.11	Flux rotoriques de la GASDE direct et quadratique . . . . .	80
4.12	Tension et courant statoriques de la GASDE (phase 1 étoile 1) . . . . .	80
4.13	Courants statoriques de la GASDE de la phase 1 de chaque étoile . . . . .	80

4.14 Courant rotorique de la GASDE . . . . .	81
4.15 Puissances statoriques active et réactive de la GASDE . . . . .	81
4.16 Tension du bus continu . . . . .	81
4.17 Tension et courant avant le filtre à la sortie du convertisseur MLI 3 . . . . .	82
4.18 Tension et courant côté réseau basse tension . . . . .	82
4.19 Puissances active et réactive côté réseau . . . . .	82
5.1 Représentation schématique du système de génération de l'énergie éolienne avec stockage . . . . .	
	86
5.2 Schéma du principe de contrôle du SISE associé au générateur éolien . . . . .	93
5.3 Schéma du contrôle en couple pour le SISE et contrôle par mode de glisse- ment pour la MAS . . . . .	94
5.4 Puissance active du SISE et sa référence . . . . .	97
5.5 Tension et courant statoriques de la MAS du SISE . . . . .	98
5.6 Couple électromagnétique de la MAS et sa référence . . . . .	98
5.7 Vitesse du SISE . . . . .	99
5.8 Flux direct et quadratique de la MAS . . . . .	99
5.9 Tension et courant avant le filtre à la sortie du convertisseur MLI 3 . . . . .	99
5.10 Tension et courant côté réseau basse tension . . . . .	100
5.11 Puissances active et réactive côté réseau . . . . .	100
B.1 Représentation schématique du régulateur PI avec compensation de la constante de temps . . . . .	
	110
C.1 Représentation schématique de la boucle de régulation de la tension du bus continu . . . . .	
	112

## Liste des tableaux

# Liste des tableaux

3.1	Paramètres des régulateurs par mode de glissement . . . . .	58
4.1	Stratégie de commande à puissance de référence désirée . . . . .	70
D.1	Paramètres de la MASDE . . . . .	114
D.2	Paramètres de la turbine . . . . .	114
D.3	Paramètres de la GASDE . . . . .	115
D.4	Paramètres du bus continu et du filtre . . . . .	115
D.5	Paramètres de la MAS et du SISE . . . . .	116

# Nomenclature

# Nomenclature

## A.

$A, B, C$  et  $U, V, W$  : Trois phases d'entrée et trois phases de sortie du C.M

## C.

$C$  : Capacité du condensateur du bus continu

$C_{aer}$  : Couple aérodynamique

$C_{em}$  : Couple électromagnétique

$C_{em,IM}$  : Couple électromagnétique de la MAS

$C_{mec}$  : Couple mécanique total

$C_g$  : Couple sur l'arbre de la GASDE issu du multiplicateur

$C_p$  : Coefficient de puissance

$C_{pmax}$  : Coefficient de puissance maximal

$C_r$  : Couple résistant (de charge)

$C_s$  : Couple de frottement sec

$C_{visq}$  : Couple des frottements visqueux

## E.

$E$  : Tension continue

$E_c$  : Energie cinétique du volant inertiel

$e$  : Erreur

$e(x)$  : Ecart de la variable  $x$

## F.

$F_{ij}$  : Fonction de connexion des interrupteurs  $S_{ij}$  du C.M

$[F(t)]$  : Matrice de connexion du C.M

$f$  : Fréquence de la tension de référence

$f_p$  : Fréquence de la porteuse

$f_s$  : Fréquence du réseau



$f_v$  : Coefficient de frottements visqueux  
 $f_{vol}$  : Coefficient de frottements visqueux du SISE

### G.

$G$  : Gain du multiplicateur

### H.

$H$  : Hauteur du mat

### I.

$I_m$  : Valeur maximale du courant

$I_{sm}$  : Amplitude maximale du courant de phase de sortie du C.M

$i_{A,B,C}$  : Vecteurs instantanés des courants modulés du C.M

$i_{U,V,W}$  : Vecteurs instantanés des courants commutés issus des sources de courant du C.M

$i_{a,b,cg}$  : Courants triphasés simples à la sortie du transformateur

$i_{a,b,ci}$  : Courants triphasés circulant dans le filtre et fournis au réseau

$i_{a,b,cr}$  : Courants triphasés rotoriques

$i_{a,b,cs1,2}$  : Courants triphasés statoriques (étoiles 1 et 2)

$i_c$  : Courant capacitif du bus continu

$i_{d1}, i_{q1}$  : Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park  $(d,q)$

$i_{d2}, i_{q2}$  : Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park  $(d,q)$

$i_{deq}, i_{qeq}$  : Courants statoriques de commande équivalente suivant  $(d,q)$

$i_{dr}, i_{qr}$  : Courants rotoriques dans le référentiel de Park  $(d,q)$

$i_{dn}, i_{qn}$  : Courants statoriques de commande non linéaire suivant  $(d,q)$

$i_g$  : Courant modulé par le convertisseur MLI 3

$i_{id}, i_{iq}$  : Composantes directe et quadratique des courants dans le filtre

$i_m$  : Courant fourni par la GASDE et modulé par les convertisseurs MLI 1 et 2

$i_n$  : Courant nominal

$i_{rdIM}, i_{rqIM}$  : Courants rotoriques de la MAS selon le référentiel de Park  $(d,q)$

$[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$  : Vecteurs des courants statoriques et rotoriques

$i_{sdIM}, i_{sqIM}$  : Courants statoriques de la MAS selon le référentiel de Park  $(d,q)$

$i_{sdIMeq}$  : Courant statorique de commande équivalente de la MAS selon l'axe  $d$

$i_{sdIMn}$  : Courant statorique de commande non linéaire de la MAS selon l'axe  $d$

$i_{u1}, i_{v1}$  : Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park  $(u,v)$

$i_{u2}, i_{v2}$  : Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park  $(u,v)$

$v_{ur}, v_{vr}$  : Courants rotoriques dans le référentiel de Park ( $u, v$ )

**J.**

$J$  : Moment d'inertie de la MASDE

$J_g$  : Moment d'inertie de la GASDE

$J_t$  : Moment d'inertie de l'aérogénérateur ramené sur l'arbre de la GASDE

$J_{turb}$  : Moment d'inertie de la turbine

$J_{vol}$  : Moment d'inertie du volant inertiel

**K.**

$K$  : Coefficient de forme du volant inertiel

$K_f$  : Coefficient de frottement

$K_i$  : Gain intégral

$K_p$  : Gain proportionnel

$K_x$  : Gain positif

**L.**

$L_1$  : Inductance de fuite d'une phase de l'étoile 1

$L_1 + L_m$  : Inductance cyclique d'une phase de l'étoile 1

$L_2$  : Inductance de fuite d'une phase de l'étoile 2

$L_2 + L_m$  : Inductance cyclique d'une phase de l'étoile 2

$L_f$  : Inductance du filtre

$L_m$  : Inductance mutuelle cyclique stators-rotor

$L_{mr}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique

$L_{ms}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique

$L_r$  : Inductance de fuite d'une phase du rotor

$L_r + L_m$  : Inductance cyclique d'une phase rotorique

$L_{rIM}$  : Inductance cyclique d'une phase rotorique de la MAS

$L_{sIM}$  : Inductance cyclique d'une phase statorique de la MAS

$L_{sr}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor

**M.**

$M$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor de la MAS

$m$  : Indice de modulation

$m_{vol}$  : Masse du volant inertiel

**N.**

$N$  : Vitesse de rotation de la machine

$N_n$  : Vitesse nominale

**P.**

$P$  : Nombre de paires de pôles

$P_1, P_2, P_s$  : Puissance actives statoriques de l'étoile 1, de l'étoile 2 et totale

$P_{IM}$  : Nombre de paires de pôles de la MAS

$P_R$  : Puissance active injectée au réseau

$P_{aer}$  : Puissance aérodynamique

$P_{aern}$  : Puissance aérodynamique nominale

$P_{dc}$  : Puissance active dans le condensateur du bus continu

$P_{dcm}$  : Puissance active transitée au bus continu

$P_{ge}$  : Puissance électrique de la génératrice

$P_{mec}$  : Puissance mécanique de la GASDE

$P_n$  : Puissance nominale

$P_{nIM}$  : Puissance nominale de la MAS

$P_{sIM}$  : Puissance active statorique de la MAS

$P_{vt}$  : Puissance du vent captée par les pales

$P_w$  : Puissance active du SISE

$p$  : Opérateur de Laplace

**Q.**

$Q_1, Q_2, Q_s$  : Puissance réactives statoriques de l'étoile 1, de l'étoile 2 et totale

$Q_R$  : Puissance réactive injectée au réseau

$Q_{sIM}$  : Puissance réactive statorique de la MAS

$q$  : Rapport de transformation entre la tension d'entrée et de sortie du C.M

**R.**

$R$  : Rayon des pales

$R_f$  : Résistance du filtre

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique de la MAS

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique de la MAS

$R_{vol}$  : Rayon du volant inertiel

$r_1$  : Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1  
 $r_2$  : Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2  
 $r$  : Coefficient de réglage en tension  
 $r_r$  : Résistance d'une phase rotorique  
 $[r_{s1}], [r_{s2}], [r_r]$  : Matrices des résistances statoriques et rotoriques

**S.**

$S$  : Surface circulaire balayée par la turbine  
 $S(\iota_{d1}), S(\iota_{q1})$  : Surface de glissement des courants de l'étoile 1 suivant  $(d,q)$   
 $S(\iota_{d2}), S(\iota_{q2})$  : Surface de glissement des courants de l'étoile 2 suivant  $(d,q)$   
 $S_{ij}$  : Désigne le commutateur liant la phase d'entrée  $i$  à la phase de sortie  $j$ , avec  $i \in \{A,B,C\}$  et  $j \in \{U,V,W\}$  du C.M  
 $S(\iota_{sd_{IM}}), S(\iota_{sq_{IM}})$  : Surface de glissement des courants statoriques de la MAS suivant  $(d,q)$   
 $S(x)$  : Surface de glissement de la variable  $x$   
 $S(\phi_r)$  : Surface de glissement du flux rotorique de la MAS  
 $S(\psi_r)$  : Surface de glissement du flux rotorique  
 $S(\omega_r)$  : Surface de glissement de la vitesse rotorique

**T.**

$T_p$  : Période de la porteuse  
 $T_{seq}$  : Période de commutation du C.M  
 $t$  : Temps  
 $t_r$  : Temps de réponse  
 $^t$  (*exposant*) : Transposé d'une matrice

**U.**

$U$  : Commande globale  
 $[U]$  : Vecteur de commande  
 $U_{eq}$  : Commande équivalente (linéarisation exacte)  
 $U_n$  : Commande non linéaire (stabilisante)  
 $u_c$  : Tension aux bornes du condensateur du bus continu  
 $u_{c0}$  : Tension aux bornes du condensateur du bus continu à  $t = 0s$   
 $u_{U,V,W}$  : Tensions simples des phases  $U,V,W$  par rapport au neutre  $N$  de la source de tension du C.M

V.

$V(x)$  : Fonction candidate de Lyapunov

$V_m$  : Valeur maximale de la tension

$V_{em}$  : Amplitude maximale de la tension de phase d'entrée du C.M

$v_{A,B,C}$  : Tensions simples des phases  $A,B,C$  par rapport au neutre  $N$  de la source de tension du C.M

$v_{a,b,c}$  : Tensions triphasées simples appliquées aux bornes du transformateur

$v_{a,b,cg}$  : Tensions triphasées simples à la sortie du transformateur

$v_{a,b,cr}$  : Tensions triphasées rotoriques

$v_{a,b,cs1,2}$  : Tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2)

$v_{d1}, v_{q1}$  : Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park  $(d,q)$

$v_{d2}, v_{q2}$  : Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park  $(d,q)$

$v_{d1,2eq}, v_{q1,2eq}$  : Tensions statoriques de commande équivalente suivant  $(d,q)$

$v_{d1,2n}, v_{q1,2n}$  : Tensions statoriques de commande non linéaire suivant  $(d,q)$

$v_d, v_q$  : Composantes directe et quadratique des tensions appliquées aux bornes du transformateur

$v_{dr}, v_{qr}$  : Tensions rotoriques dans le référentiel de Park  $(d,q)$

$v_{eff}$  : Tension simple efficace du réseau

$v_{id}, v_{iq}$  : Composantes directe et quadratique des tensions à l'entrée du filtre

$v_m$  : Amplitude de la tension de référence

$v_{ma,b,c}$  : Tensions triphasées simples modulées par le convertisseur 3

$v_{md}, v_{mq}$  : Composantes directe et quadratique des tensions modulées par le convertisseur 3

$v_n$  : Tension nominale

$v_{pm}$  : Valeur crête de l'onde de modulation

$v_{rdIM}, v_{rqIM}$  : Tensions rotoriques de la MAS selon le référentiel de Park  $(d,q)$

$v_{ref}$  : Tension de référence

$[v_{s1}], [v_{s2}], [v_r]$  : Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques

$v_{sdIM}, v_{sqIM}$  : Tensions statoriques de la MAS selon le référentiel de Park  $(d,q)$

$v_{sdIMEq}, v_{sqIMEq}$  : Tensions statoriques de commande équivalente de la MAS suivant  $(d,q)$

$v_{sdIMn}, v_{sqIMn}$  : Tensions statoriques de commande non linéaire de la MAS suivant  $(d,q)$

$v_{U,V,W}$  : Tensions simples des phases  $U,V,W$  par rapport au neutre  $N'$  de la source de courant du C.M

$v_{u1}, v_{v1}$  : Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park  $(u,v)$

$v_{u2}, v_{v2}$  : Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park  $(u,v)$

$v_{ur}, v_{vr}$  : Tensions rotoriques dans le référentiel de Park  $(u,v)$

$v_{vt}$  : Vitesse du vent

$v_{vtmax}$  : Vitesse du vent maximale

$v_{vtn}$  : Vitesse du vent nominale

$v_{vts}$  : Vitesse du vent de seuil

### X.

$[X]$  : Vecteur d'état

$x$  : Variable d'état

### $\alpha$ .

$\alpha$  : Angle électrique de décalage entre les deux étoiles

### $\beta$ .

$\beta$  : Angle de calage des pales

### $\phi$ .

$\phi_r$  : Vecteur flux rotorique de la MAS

$\phi_{rd}, \phi_{rq}$  : Composantes directe et quadratique du flux rotorique de la MAS

$\phi_{sd}, \phi_{sq}$  : Composantes directe et quadratique du flux statorique de la MAS

### $\psi$ .

$\psi_{a,b,cr}$  : Flux triphasés rotoriques

$\psi_{a,b,cs1,2}$  : Flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2)

$\psi_{d1}, \psi_{q1}$  : Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park  $(d,q)$

$\psi_{d2}, \psi_{q2}$  : Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park  $(d,q)$

$\psi_{dr}, \psi_{qr}$  : Flux rotoriques dans le référentiel de Park  $(d,q)$

$\psi_{en}$  : Déphasage tension-courant d'entrée du C.M

$\psi_r$  : Vecteur flux rotorique

$\psi_n$  : Flux nominal

$\psi_{u1}, \psi_{v1}$  : Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park  $(u,v)$

$\psi_{u2}, \psi_{v2}$  : Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park  $(u,v)$

$\psi_{ur}, \psi_{vr}$  : Flux rotoriques dans le référentiel de Park  $(u,v)$

$[\psi_{s1}], [\psi_{s2}], [\psi_r]$  : Vecteurs des flux statoriques et rotoriques

$\psi_{so}$  : Déphasage tension-courant de sortie du C.M

$\gamma$ .

$\gamma$ : Paramètre de dimensionnement du bus continu

$\lambda$ .

$\lambda$ : Rapport de vitesse de la turbine

$\lambda_{C_{pmax}}$ : Valeur du rapport de vitesse pour laquelle  $C_p$  est maximal

$\Omega$ .

$\Omega$ : Vitesse mécanique de la MASDE

$\Omega_{mec}$ : Vitesse mécanique de la GASDE issue du multiplicateur

$\Omega_n$ : Vitesse mécanique nominale

$\Omega_t$ : Vitesse de la turbine

$\Omega_{vol}$ : Vitesse angulaire du volant inertiel

$\omega$ .

$\omega_{coord}$ : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé

$\omega_{en}$ : Pulsation des grandeurs d'entrée du C.M

$\omega_{gl}$ : Pulsation électrique fondamentale du glissement

$\omega_{gl_{IM}}$ : Pulsation électrique fondamentale du glissement de la MAS

$\omega_n$ : Pulsation propre d'un système de deuxième ordre

$\omega_r$ : Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotoriques

$\omega_{r_{IM}}$ : Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotoriques de la MAS

$\omega_s$ : Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statoriques et aussi du réseau

$\omega_{s_{IM}}$ : Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statoriques de la MAS

$\omega_{so}$ : Pulsation des grandeurs de sortie du C.M

$\rho$ .

$\rho$ : Densité de l'air

$\rho_{vol}$ : Masse volumique du matériau du volant inertiel

$\sigma$ .

$\sigma$ : Coefficient de dispersion de la MAS

$\theta$ .

$\theta$  : Position de l'axe  $u$  par rapport à l'étoile 1

$\theta_{gl}$  : Position de l'axe  $u$  par rapport au rotor

$\theta_r$  : Position du rotor par rapport à l'étoile 1

$\theta_r - \alpha$  : Position du rotor par rapport à l'étoile 2

$\theta_s$  : Angle électrique relatif aux grandeurs électriques statoriques et aussi du réseau

$\xi$ .

$\xi$  : Gain positif

$\zeta$ .

$\zeta$  : Coefficient d'amortissement d'un système de deuxième ordre

\*.

\* (*exposant*) : Grandeur de référence



# Abréviations

# Abréviations

C.M: Convertisseur Matriciel

C.R. : Commande Rapprochée

FOC: Field Oriented Control (Commande à flux orienté)

FTBF: Fonction de Transfert en Boucle Fermée

FTBO: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte

GASDE: Génératrice ASynchrone Double Etoile

IM: Induction Machine

MADA: Machine Asynchrone à Double Alimentation

MAS: Machine ASynchrone à cage

MASDE: Machine (Moteur) ASynchrone Double Etoile

MCC: Machine à Courant Continu

MG: Mode Glissant

MLI: Modulation par Largeur d'Impulsion

MRV: Machines à Reluctance Variable

MS: Machine Synchrone

MSAP: Machine Synchrone à Aimants Permanents

PI: Proportionnel - Intégral

SISE: Système Inertiel de Stockage d'Energie

# Introduction générale

# 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 faible, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances, conserve sans modification ses parties constitutives essentielles et elle a aussi l'avantage d'être standardisée, etc..

Depuis la fin des années 20, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour segmenter 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 et grande fiabilité [BOJ06], [HAD06], [KLI83], [LEV06], [MER03], [AMI12], [SIN11].

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 sont devenus 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 contrôle 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].

La contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile, en fonctionnement moteur d'une part, et en fonctionnement génératrice intégrée dans un système éolien de l'autre part, tel est l'objectif principal de cette thèse.

La classification des machines électriques, la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) et des convertisseurs statiques triphasés (onduleurs de tension et convertisseurs matriciels), la commande par mode de glissement de la MASDE en fonctionnement moteur associé aux convertisseurs précédemment cités dans un premier temps, par suite en fonctionnement génératrice intégrée dans un système éolien contrôlée par la même technique de commande, puis un système de stockage d'énergie inertiel contrôlé en couple (puissance) et basé sur la machine asynchrone à cage commandée toujours par la même technique, constituent les cinq chapitres faisant l'objet de cette thèse.

Le premier chapitre sera consacré pour la classification des machines électriques selon la possession ou pas des contacts glissants, afin de mettre en aval les avantages des unes par rapport aux autres et essentiellement ceux de la MASDE.

Le second chapitre fera l'objet de la modélisation de la MASDE et des convertisseurs statiques triphasés. Après une description de la machine, nous donnons premièrement son modèle triphasé, et deuxièmement son modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Nous présentons ensuite les modélisations des onduleurs de tension à commande MLI contrôlés par modulation sinus-triangle, et des convertisseurs matriciels avec leur technique de contrôle par la méthode de modulation de Venturini.

Le troisième chapitre sera dédié au contrôle par mode de glissement associé à la commande à flux rotorique orienté de la MASDE en fonctionnement moteur, alimenté d'une part par onduleurs de tension et de l'autre part par convertisseurs matriciels. Dans ce cadre, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous entamons par suite l'application de la commande sur le moteur, et nous allons enfin montrer les performances de ce type de réglage

tout en exposant les résultats de simulation.

Le quatrième chapitre aura comme objectif l'intégration de la MASDE dans un système éolien. Pour cela, la description, la modélisation et la commande de la chaîne de conversion du système éolien, constitué de la MASDE fonctionnant en génératrice et pilotée par les deux étoiles statoriques, à base de convertisseurs statiques contrôlés par MLI et reliés au réseau via un bus continu, un filtre et un transformateur, la modélisation et le contrôle de la liaison au réseau, les performances de ce système seront présentées et commentées après visualisation et illustration des résultats de simulation.

Le dernier chapitre sera consacré à l'intégration d'un système de stockage afin de pouvoir assurer des transits de puissances constantes et de participer aux services systèmes à base d'énergie éolienne. Cependant, nous avons opté pour le système inertiel de stockage d'énergie (SISE), composé d'un volant d'inertie et d'une machine asynchrone à cage, commandé à partir de la puissance de référence obtenue en fonction de la puissance générée par l'aérogénérateur et de la puissance à envoyer au réseau électrique, afin de stocker ou de restituer de l'énergie sur le bus continu qui constitue le point de couplage électrique entre l'aérogénérateur et le SISE. L'énergie stockée ou restituée sera contrôlée par un convertisseur de puissance qui nous permettra de réaliser un contrôle en couple (puissance) de la machine asynchrone par mode de glissement. La modélisation et la commande des différents organes du SISE seront présentées. Nous exposons à la fin du chapitre, des résultats de simulation qui seront commentés.

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 des grandeurs de la MASDE selon la transformation de Park ; deuxièmement, le calcul d'un régulateur PI avec compensation ; troisièmement, le calcul du régulateur PI de la tension du bus continu ; finalement, nous donnons les différents paramètres, des machines (MASDE, GASDE et MAS), de la turbine, du bus continu et du filtre.

# Chapitre 1

## *Classification des machines électriques*

# Chapitre 1

## Classification des machines électriques

### 1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons élaborer une classification des machines selon la présence ou non des contacts glissants, tout en montrant l'intérêt que présente les machines sans ces derniers (absence des contacts bague-balais).

### 1.2 Machines avec contacts

Elles désignent les machines possédant un ensemble balais-collecteur ou balais-bagues servant à recueillir de l'énergie électrique pour le fonctionnement en génératrice et à alimenter la machine pour le fonctionnement moteur. Les balais sont des éléments conducteurs en graphite ou en charbon auxquels on ajoute du cuivre (pour augmenter leur conductivité électrique), et qui assurent le contact électrique en frottant sur les bagues ou sur le collecteur du rotor.

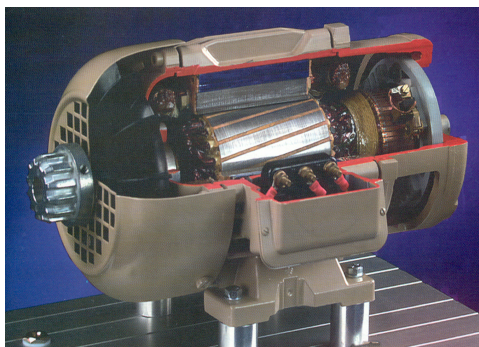
On distingue plusieurs variantes de ces machines parmi lesquelles on cite : les machines à courant continu, les machines synchrones à excitation électrique et les machines asynchrones à rotor bobiné.

#### 1.2.1 Machines à courant continu

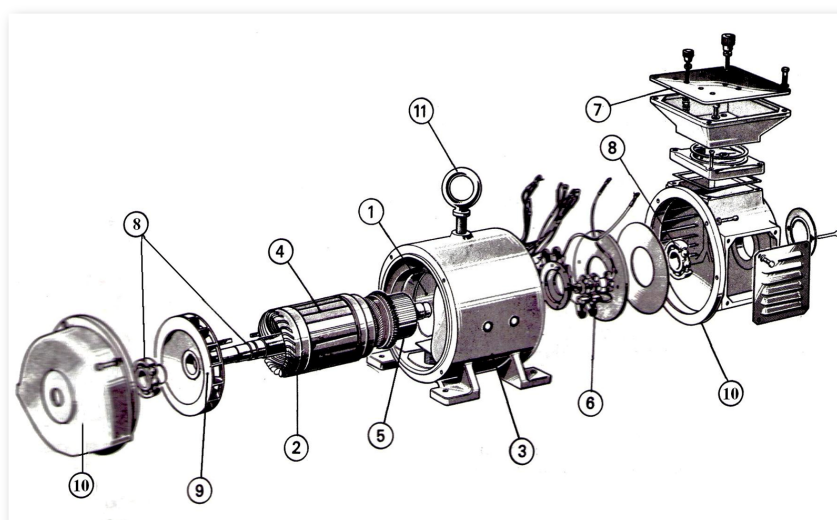
Ce sont les machines à courant continu qui ont été les plus utilisées pour les applications nécessitant un entraînement électromécanique à vitesse variable en raison de la qualité d'entraînement qu'elles offrent. Leurs constructions sont parfaitement normalisées ; ainsi que, la disposition et le dimensionnement sont semblables d'un constructeur à l'autre.



La figure 1.1 représente la MCC, où la figure 1.1(a) est une photographie montrant sa structure réelle et la figure 1.1(b) illustre sa vue éclatée tout en spécifiant ses différentes parties constitutives, telle que : 1 - Pôles d'inducteur, 2 - Induit, 3 - Stator, 4 - Faisceaux conducteurs, 5 - Collecteur, 6 - Balais et porte-balais, 7 - Plaque à bornes, 8 - Roulement, 9 - Turbine de ventilation, 10 - Flasques paliers (côté bout d'arbre et côté collecteur), 11 - Anneau de manutention.



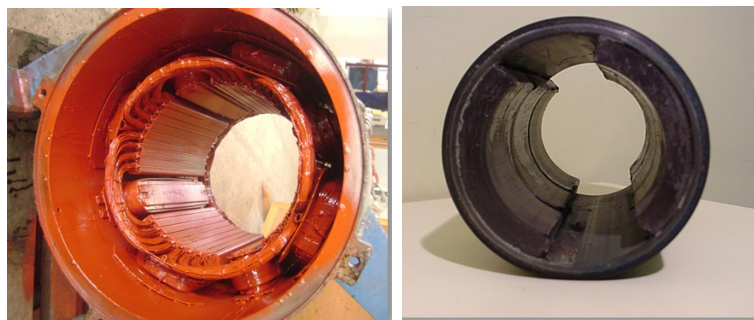
(a) Coupe de la MCC



(b) Vue éclatée de la MCC

FIG. 1.1 – Machine à courant continu

Elles sont constituées d'un stator (figure 1.2) qui peut être soit bobiné (figure 1.2(a)) soit à aimants permanents (figure 1.2(b)), et d'un rotor (figure 1.3), où : 1 – Induit (rotor), 2 – Collecteur, 3 – Canaux de ventilation. Les conducteurs de ce dernier sont alimentés par l'intermédiaire du collecteur et des balais (figure 1.4)



(a) Stator bobiné

(b) Stator à aimants

FIG. 1.2 – Stators des machines à courant continu

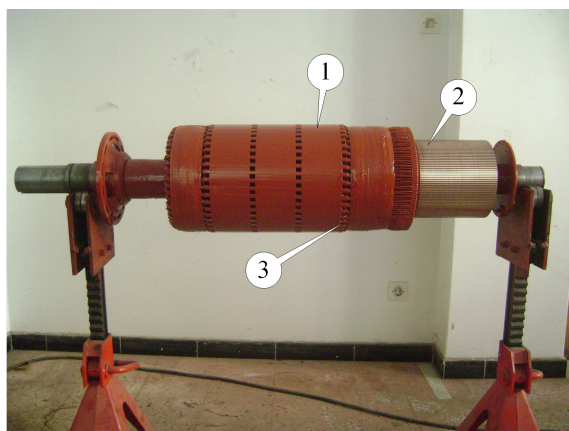


FIG. 1.3 – Rotor d'une machine à courant continu

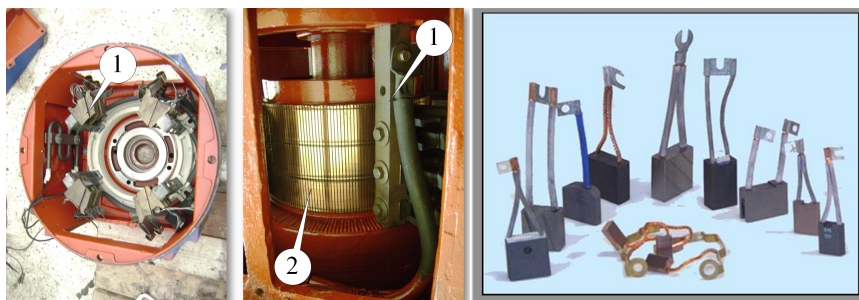


FIG. 1.4 – Porte balais (1), collecteur (2) et les balais

### 1.2.2 Machines synchrones à excitation électrique

Dans ce cas, le rotor supporte un bobinage monophasé alimenté par un courant continu tandis que le stator est équipé d'un bobinage polyphasé à courant alternatif (identique à celui de la MAS). L'obtention d'une valeur de couple moyen non nulle passe alors par la vérification de la condition de synchronisme qui impose une égalité stricte entre vitesse

du champ tournant stator et vitesse du champ tournant rotor. Concernant le rotor, deux configurations sont envisageables :

1. Un rotor à pôles saillants (figure 1.5(a)) pour lequel les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Ils sont fixés par queues d'aronde ou par clefs sur la jante qui assure le retour du flux ;
2. Un rotor à pôles lisses (figure 1.5(b)) plutôt adapté pour des applications à forte puissance et grande vitesse ; le bobinage est dans ce cas logé dans des encoches pratiquées dans la masse du rotor et fermées par des clavettes en acier amagnétique.

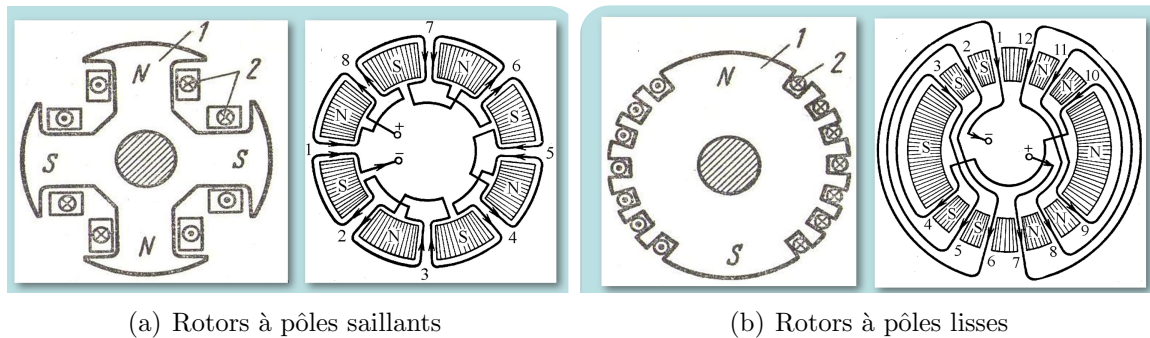


FIG. 1.5 – Différents inducteurs et types de bobinage des MS, avec 1 et 2 sont le pôle et le bobinage d'inducteur respectivement ; 1, ..., 12 sont les encoches

### 1.2.3 Machines asynchrones à rotor bobiné

Le rotor d'une machine asynchrone (figure 1.6) est fait, comme le stator, de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petites machines, les tôles sont découpées en une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus grosses machines, chaque lamination est constituée de plusieurs sections et montée sur un moyeu. Les encoches rotoriques sont inclinées par rapport à l'axe longitudinal (voir figure 1.6(a)) pour diminuer les harmoniques supérieurs d'espace et réduire la réactance liée à la position de la variation angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques.

On dispose des fils de conducteurs dans les encoches formant ainsi un bobinage polyphasé de même nombre de paires de pôles que le stator. En général, c'est un bobinage triphasé connecté en étoile d'une part et de l'autre, il est relié à trois bagues fixées sur l'arbre sur lesquelles frottent des balais fixés sur le stator (voir figure 1.6(b)), d'où l'on branche un rhéostat ou un convertisseur statique de fréquence (récupération d'énergie) pour améliorer les performances de démarrage (un couple électromagnétique élevé et un faible appel du courant statorique).

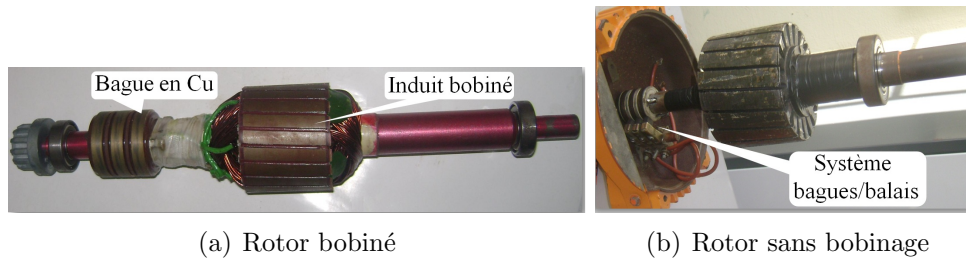


FIG. 1.6 – Rotors d'une MADA

### 1.2.4 Inconvénients des machines avec contacts

La présence de contacts dans ce genre de machines présente certains inconvénients parmi lesquels :

- Usure permanente de contacts ce qui rend l'entretien plus lourd et plus coûteux ;
- Bruits mécaniques dus aux frottements entre les balais et le collecteur ;
- Échauffement du rotor dû à la présence des contacts ;
- Durée de vie limitée ;
- Coût élevé de fabrication et d'entretien ;
- Encombrement à cause de la présence des balais et du collecteur ;
- Apparition d'étincelles qui représentent des dangers surtout dans les milieux à caractère explosifs ;
- Vitesse de rotation limitée (max 20000tr/mn).

## 1.3 Machines sans contacts

Cette appellation concerne les machines électriques tournantes ne possédant pas d'ensemble balais-collecteur ou balais-bagues, dans leur structure interne.

### 1.3.1 Machines synchrones à aimants permanents

Les MSAP peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques (figure 1.7). Leur classification globale en termes de placement des aimants est tel que :

- a) Aimants en surface ;
- b) Aimants insérés ;
- c) Aimants enterrés ;
- d) Aimants à concentration de flux.

### Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimantés radialement, comme le montre la figure 1.7(a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de ce type est sa simplicité, donc de faible coût de fabrication par rapport aux autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisants. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Les réactances synchrones de l'axe  $d$  et de l'axe  $q$  sont pratiquement les mêmes.

### Aimants insérés

Comme les machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme l'indique la figure 1.7(b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe  $q$  est légèrement supérieure à celle dans l'axe  $d$ .

### Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor et aimantés radialement, comme l'illustre la figure 1.7(c). Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone de l'axe  $d$  est plus petite que celle de l'axe  $q$ . Les aimants de cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

### Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence, comme le schématise la figure 1.7(d). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration du flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants enterrés, les

aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe  $q$  est plus grande que celle sur l'axe  $d$ .

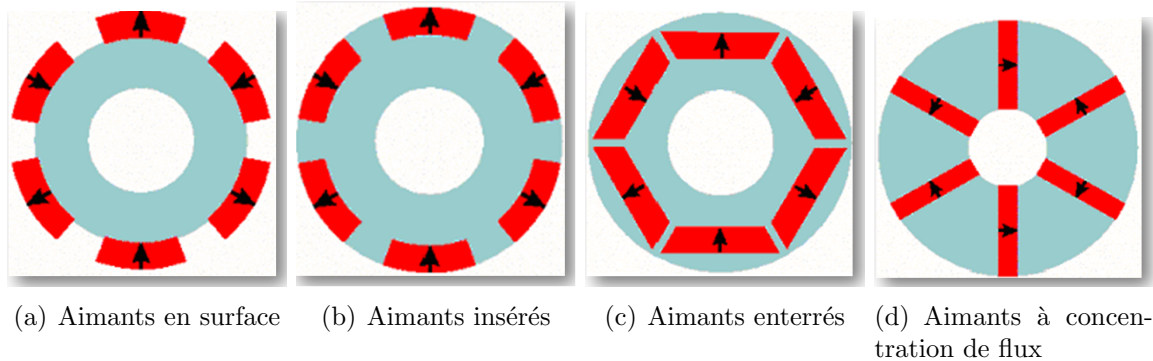


FIG. 1.7 – Rotors d'une MSAP

### 1.3.2 Machines à reluctance variable

La machine à reluctance variable (MRV) a été le premier moteur électrique conçu et a d'abord été utilisé dans l'horlogerie dans les années 1850 [MOR05]. Son couple est développé seulement par la reluctance. La MRV présente l'avantage d'une grande simplicité de construction mécanique, d'un faible coût et d'une bonne robustesse. De plus, l'absence d'excitation au rotor permet de réduire les pertes qui sont alors principalement localisées dans le stator plus simple à refroidir. Les principaux inconvénients de cette machine sont la complexité relative à sa commande et l'ondulation du couple provoquant un bruit important ; son rendement et le facteur de puissance sont détériorés. Pour améliorer son facteur de puissance on ajoute des excitations (MRV excitée). Les MRVs sont dédiées à l'éolien car elles offrent des caractéristiques intéressantes pour les basses vitesses de rotation [TAI02], [MOR05].

La photographie (prise dans la référence [ALH05]) donnée par la figure 1.8 illustre un prototype d'une MRV.

### 1.3.3 Machines à excitation avec redresseur tournant

Les puissances d'excitation des alternateurs de fortes puissances sont telles qu'il est intéressant d'utiliser la puissance mécanique disponible sur l'arbre pour fournir le courant d'excitation. On utilise alors un système d'excitation monté sur le même arbre que le rotor de l'alternateur. De plus, il est possible de supprimer les contacts glissants nécessaires à



FIG. 1.8 – Prototype de machine à réluctance variable 6:4

l'alimentation de l'excitation. L'excitatrice est en fait un alternateur inversé où le circuit d'excitation est placé sur le stator. Le rotor comporte un système d'enroulements triphasés dont les courants sont redressés afin d'alimenter l'inducteur de l'alternateur [BAG99]. La figure 1.9 illustre le schéma, donné initialement par [WIL00], d'une machine à excitation avec un redresseur tournant.

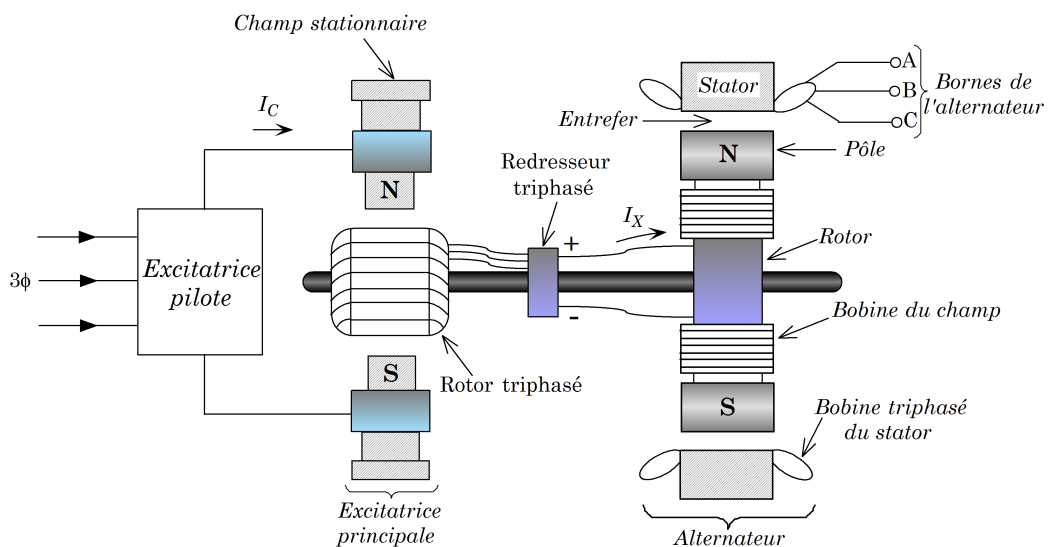
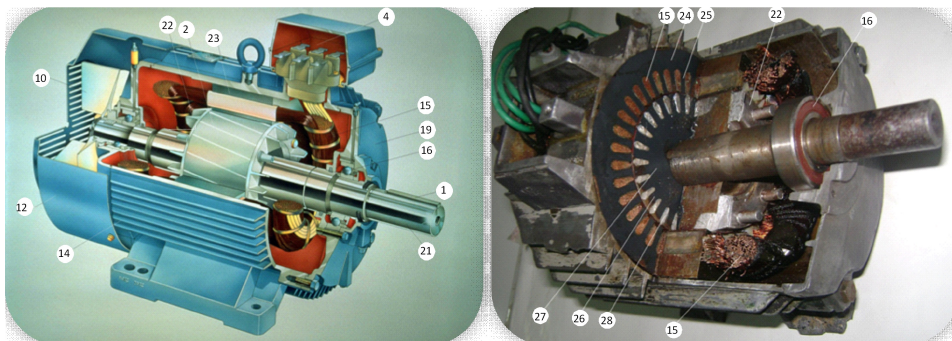


FIG. 1.9 – Machine à excitation avec un redresseur tournant

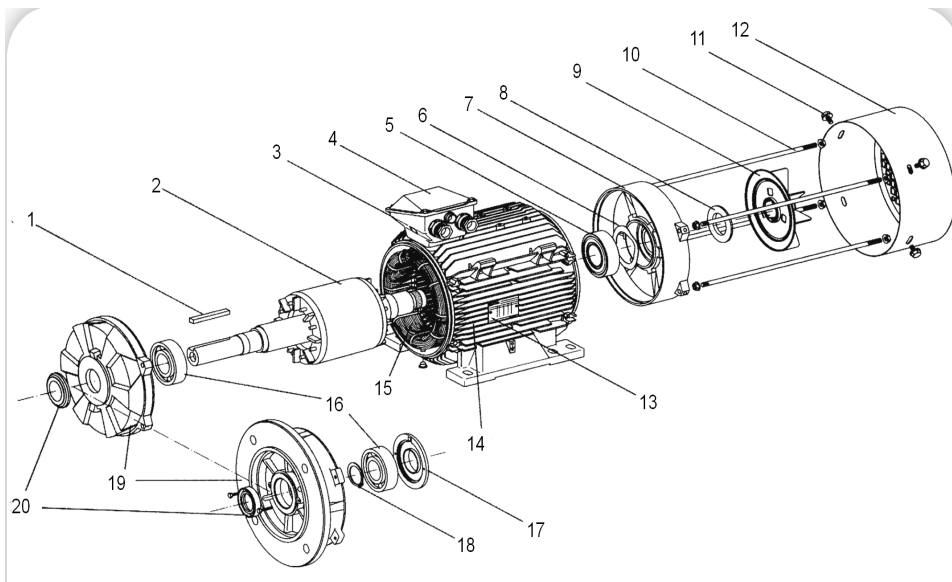
### 1.3.4 Machines asynchrones à cage d'écureuil

La machine asynchrone, de part sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Elles ont l'avantage d'être standardisées, fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances. Elles sont aussi les moins exigeantes en termes d'entretien et présentent un faible taux de défaillance. Les moteurs asynchrones représentent au moins 80% des moteurs électriques utilisés couramment.

La figure 1.10 représente la MAS, où la figure 1.10(a) illustre deux différentes coupes et la figure 1.10(b) donne une vue éclatée, tout en spécifiant ses différentes parties constitutives, telle que : 1 - Clavette, 2 - Rotor, 3 - Corps de boîte à bornes, 4 - Couvercle de boîte à bornes, 5 - Roulement arrière, 6 - Rondelle de pré-charge, 7 - Flasque arrière, 8 - Joint arrière, 9 - Ventilateur, 10 - Tiges de montage, 11 - Vis de fixation du capot, 12 - Capot de ventilation, 13 - Plaque signalétique, 14 - Carter, 15 - Bobinage statorique, 16 - Roulement côté accouplement, 17 - Chapeau intérieur côté accouplement, 18 - Circlips de roulement côté accouplement, 19 - Flasque côté accouplement, 20 - Joint côté accouplement, 21 - Arbre, 22 - Anneau, 23 - Stator, 24 - Culasse, 25 - Dent statorique, 26 - Dent rotorique, 27 - Noyau, 28 - Bobinage rotorique.



(a) Différentes coupes



(b) Vue éclatée

FIG. 1.10 – Machine asynchrone à cage d'écureuil

Le stator de la MAS est fixe et il est encoché à l'intérieur. Il porte à l'intérieur des



encoches un bobinage formant  $p$  paires de pôles, dont l'une des extrémités aboutit à la source et l'autre à une plaque à bornes avec laquelle on choisit le type de couplage : étoile ou triangle.

Pour les petites MAS, la carcasse moulée en alpac sur l'empilage de tôles assure le blocage des tôles et le refroidissement du circuit magnétique.

Pour les grosses MAS, la carcasse peut être en acier moulé ou en tôle d'acier roulé et soudé. Pour les diamètres supérieurs à  $1m$ , les tôles magnétiques sont réalisées par secteurs et serrées entre elles par des rivets ; elles sont centrées dans des nervures et maintenues serrées par deux plateaux prenant appui sur des butées soudées.

La figure 1.11 représente deux photographies montrant une coupe d'un stator (figure 1.11(a)) et un autre stator sans bobinage (figure 1.11(b)).

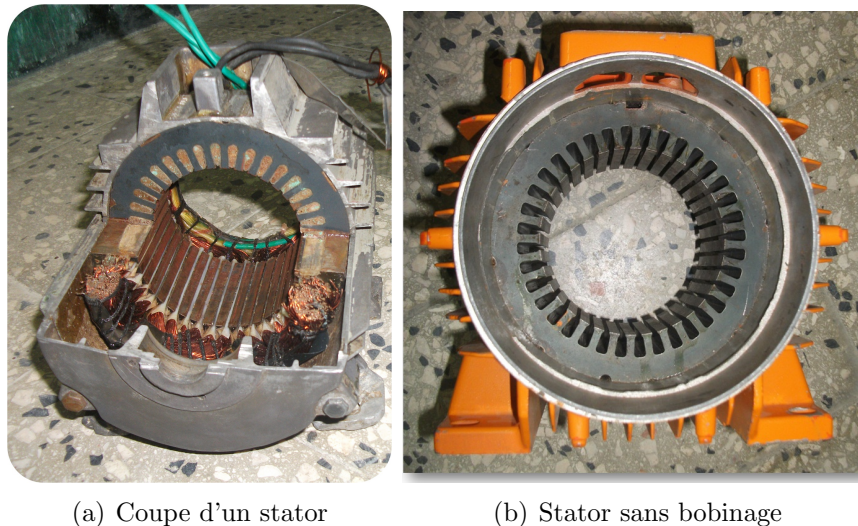


FIG. 1.11 – *Stators d'une MAS*

Le rotor d'une machine asynchrone est fait, comme le stator, de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petites machines, les tôles sont découpées en une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus grosses machines, chaque lamination est constituée de plusieurs sections et montée sur un moyeu.

L'anneau de tôles rainuré à l'extérieur, concentrique au stator et séparé de lui par un entrefer très étroit d'épaisseur de l'ordre de  $0.3$  à  $0.4mm$  pour les puissances inférieures à  $10kW$ . Il est monté sur un axe et libre de tourner. Selon que l'enroulement rotorique est accessible de l'extérieur ou est fermé sur lui-même en permanence, on reconnaît généralement trois types de rotor : le rotor massif (figure 1.12(a)), le rotor bobiné (rotor à bagues, voir la figure 1.6) et le rotor en court - circuit, où il existe trois types (rotor à cage d'écureuil (figure 1.12(b) qui représente une photographie d'une coupe de ce dernier) ; à encoches

profondes ; à double cage).

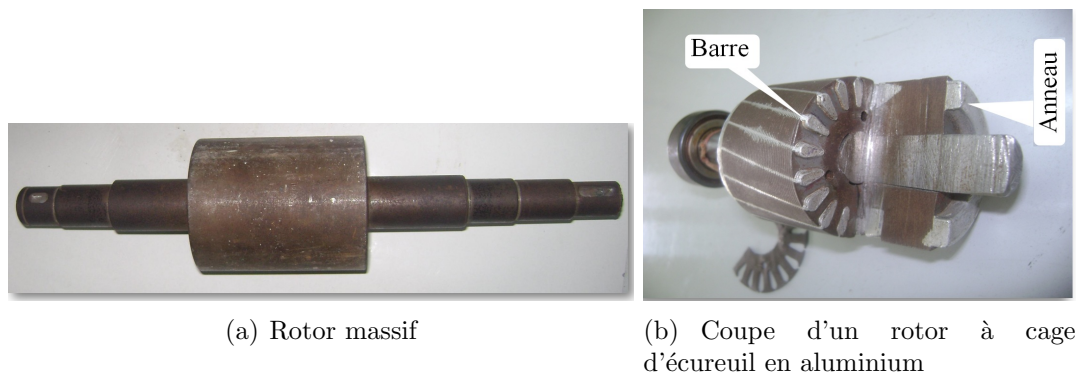


FIG. 1.12 – Rotors d'une MAS

### 1.3.5 Machines linéaires à induction

Un moteur linéaire fonctionne de sorte qu'au lieu de produire un couple (rotation), il produit une force linéaire sur sa longueur en installant un champ électromagnétique de déplacement (figure 1.13).

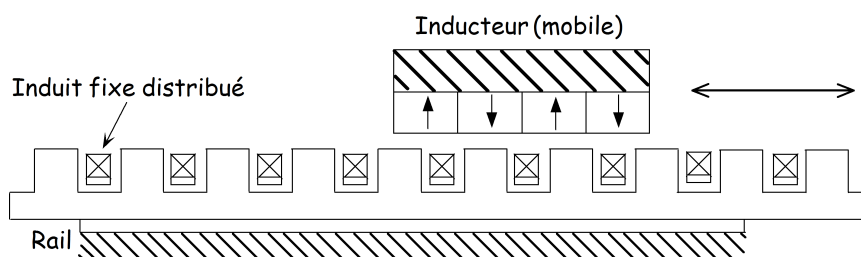


FIG. 1.13 – Moteur linéaire

L'intérêt pour ce type d'entraînement trouve son explication à travers sa technologie :

- Grande dynamique de mouvement (vitesse, accélération) ;
- Grande précision du positionnement ;
- Grande fiabilité, durée de vie longue ;
- Flexibilité d'utilisation (partie indépendante sur un même axe).

Les principales limites sont :

- Le moteur linéaire placé à proximité de la charge peut nuire au processus : échauffement, aimantation de copeaux sur la partie magnétique, environnement agressif. Dans ces cas, l'entraînement indirect est technologiquement plus adapté ;

- Surdimensionnement, pour les charges à inertie forte : l'adaptation à la charge nécessite une démultiplication mécanique [BEN02].

### 1.3.6 Machines asynchrones en cascade

On désigne par cascade, le couplage de deux machines électriquement et mécaniquement, ou mécaniquement seulement. De telle sorte que les balais et les bagues de glissement ne sont plus requis [MAA11].

Il existe plusieurs types de couplage :

#### Couplage frontal

Les deux machines sont mises face à face, tel qu'il est représenté sur la figure 1.14. Notons que pour ce genre de configuration, le couplage des enroulements rotoriques peut se faire de deux manières, soit en couplage direct où on respecte la succession des phases ou alors en couplage inverse où deux des phases sont inter-changées, ce changement est schématisé par un interrupteur à deux positions.

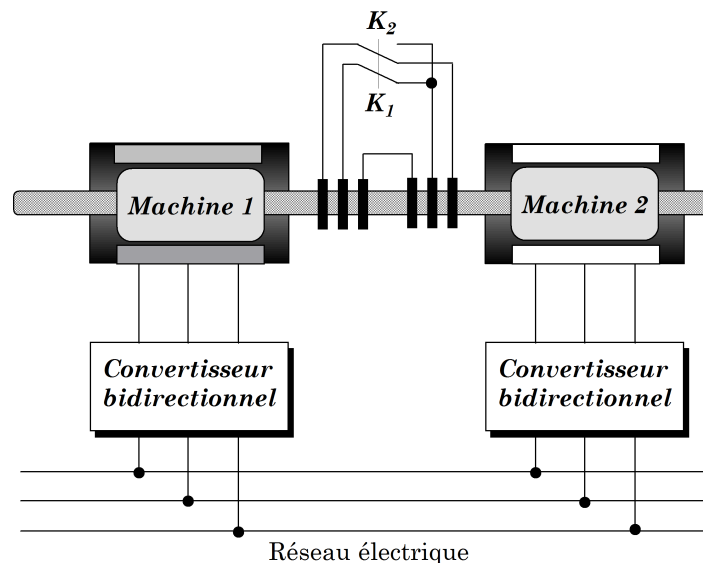


FIG. 1.14 – Cascade de deux machines asynchrones (couplage frontal)

#### Couplage par succession

Un couplage par succession, veut dire que les deux machines se succèdent l'une après l'autre, tel qu'il est représenté sur la figure 1.15. Là aussi, l'inversion de phases est possible.

On peut remarquer qu'une machine en cascade en couplage frontal avec un couplage direct est équivalente à une machine en succession en couplage inverse et vice-versa [MAA11].

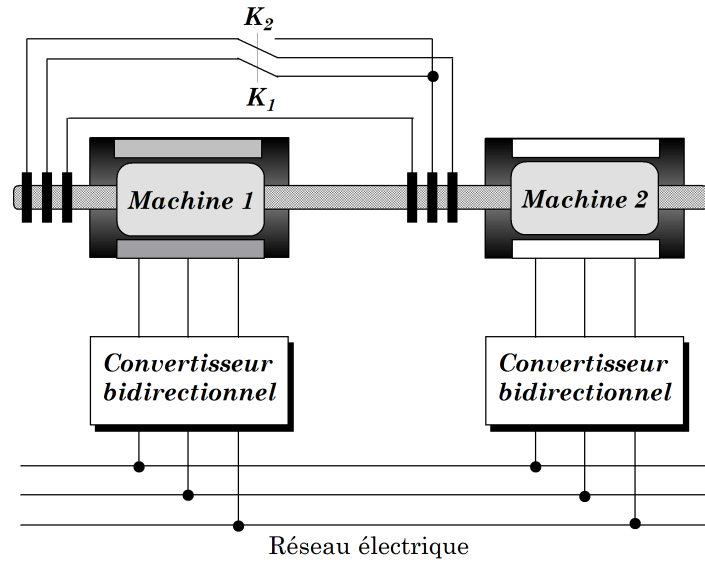


FIG. 1.15 – Cascade de deux machines asynchrones (couplage par succession)

### Autres structures à double alimentation

La structure en cascade (figure 1.16) peut être considérée comme la première réalisation pratique d'une machine tournante sans balais doublement alimentée. Grâce à l'ensemble convertisseur/machine 2 on peut maîtriser le courant du rotor 1, et ainsi, on peut fonctionner à fréquence et amplitude constante même si la vitesse du rotor est loin du synchronisme. La puissance à travers l'ensemble convertisseur/machine 2 est proportionnelle au glissement du rotor 1.

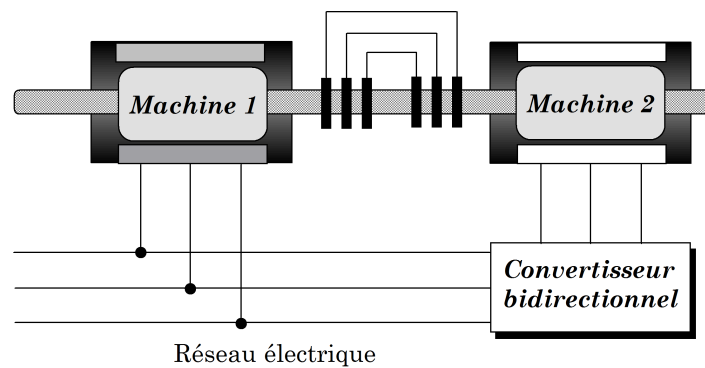


FIG. 1.16 – Structure en cascade de deux machines asynchrones

En partant du concept initial, on peut essayer d'optimiser des aspects telles que l'encombrement, la robustesse, etc. Les deux stators peuvent être inclus dans la même carcasse et le rotor peut adopter une structure à cage (figure 1.17) [Poz99].

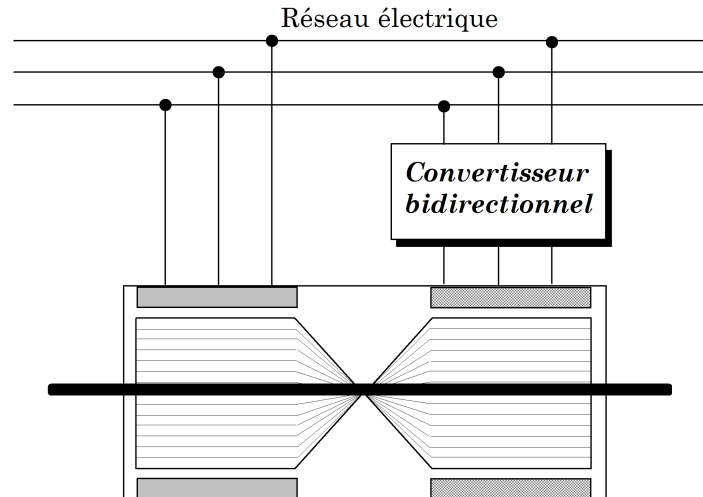


FIG. 1.17 – Machine en cascade avec une carcasse unique et un rotor à cage d’écureuil

### 1.3.7 Machines multiphasées

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

Une machine multiphasée est composée de  $n$  bobinages déphasés spatialement de  $2\pi/n$  alimentés par des tensions déphasées temporellement de  $2\pi/n$ , avec  $n$  est le nombre de phases. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre les phases. On distingue deux types de machines multiphasées selon que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois.

- Le premier type (figure 1.18) comporte les machines dont le nombre de phases statoriques “ $q$ ” est un multiple entier de trois, de sorte que l’on puisse les grouper en plusieurs étoiles. On appelle aussi ce genre de machines “machines multi-étoiles”. Parmi les machines les plus connues de cette configuration, la machine asynchrone double étoile (MASDE). Elle est robuste, fiable et répond à de meilleurs critères de performances par rapport à la machine ordinaire (simple étoile) avec un rendement très élevé;
- Le second type (figure 1.19) est constitué des machines possédant un nombre de phases statoriques qui contrairement au type précédent n’est pas un multiple de trois.

Les machines multiphasées ont un très grand intérêt pour les différentes raisons :

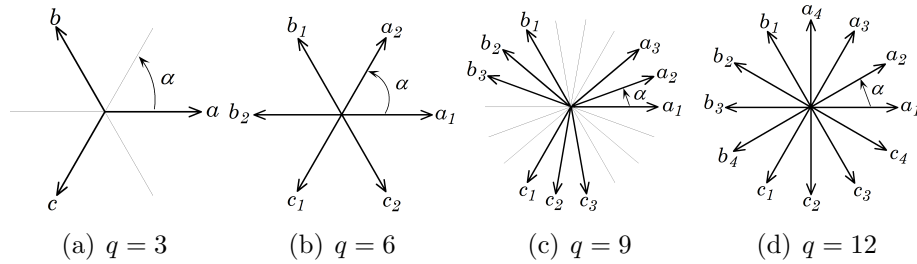


FIG. 1.18 – Machines multiphasées avec le nombre de phases statoriques multiple de trois

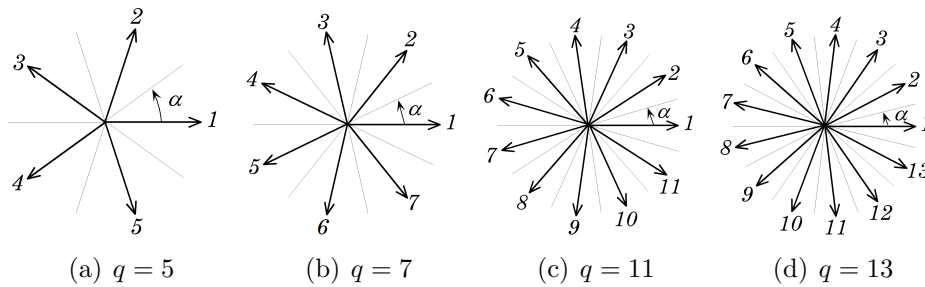


FIG. 1.19 – Machines multiphasées avec le nombre de phases statoriques n'est pas un multiple de trois

### Segmentation de puissance

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

### Amélioration de fiabilité

Lorsqu'une machine triphasée est alimentée par un onduleur, il se peut qu'elle entre en régime dégradé (perte de l'une des phases par défection des éléments semi-conducteurs de l'onduleur qui alimente la machine), la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases, ce qui produit une perte de contrôle ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. Avec les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à  $(q - 3)$  phases ouvertes, sans que la connexion du neutre soit nécessaire.

## Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

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

### Élimination d'harmoniques d'espace

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

Remarquons également que, à nombre d'encoches donné, plus le nombre des phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. A courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la f.m.m, comparé au cas de la machine triphasée [HAD01].

### 1.3.8 Organigramme récapitulatif des machines sans contacts

Un organigramme récapitulatif des différents types de machines sans contacts est illustré par la figure 1.20.

### 1.3.9 Avantages des machines sans contacts

L'inexistence de contacts dans ce type de machines présente plusieurs avantages par rapport aux machines électriques avec contacts, tels que :

- Réduction du coût de fabrication ;
- Entretien plus facile ;
- Élimination des étincelles ;
- Réduction des bruits ;
- Meilleur rendement ;

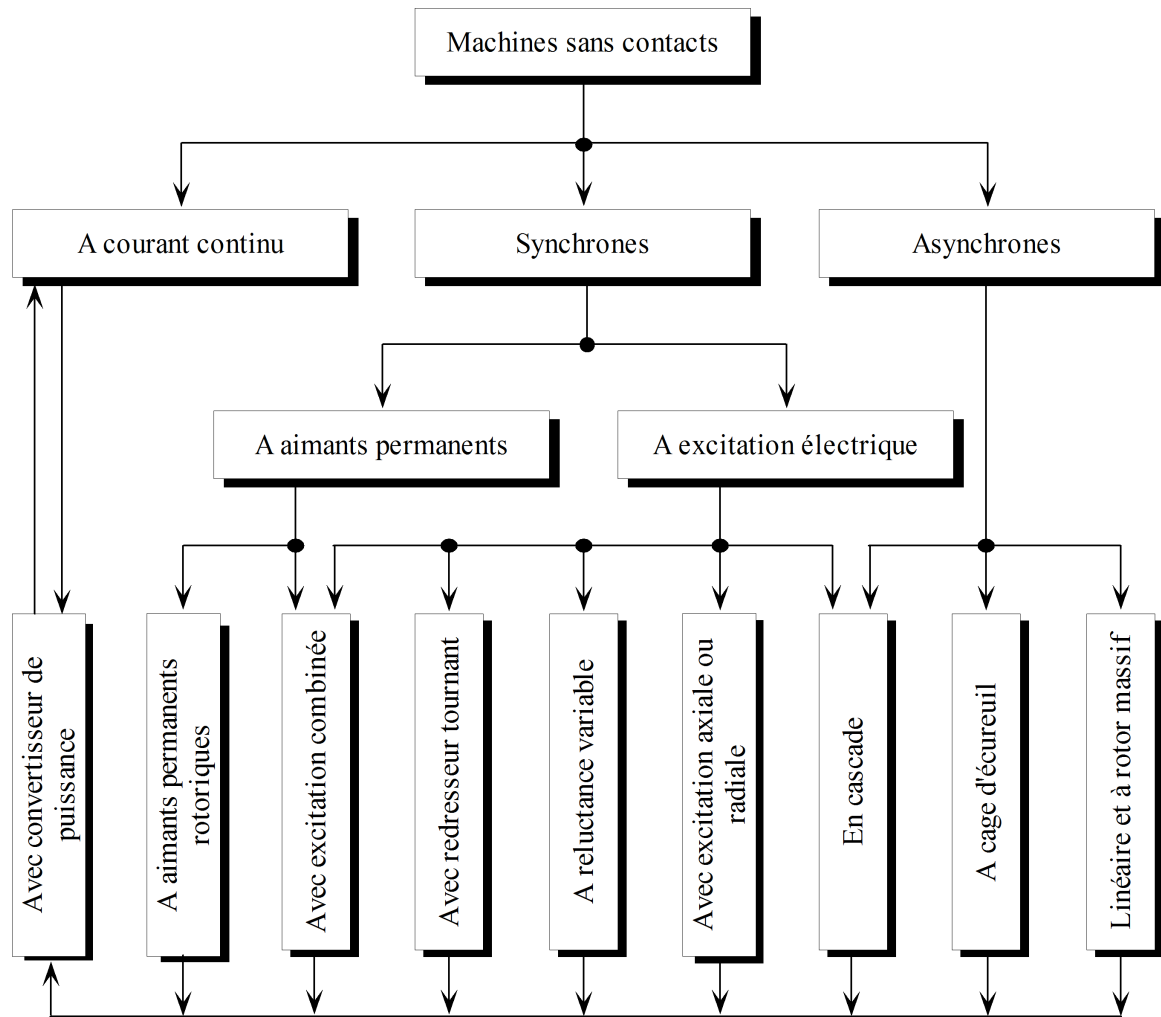


FIG. 1.20 – Organigramme des machines électriques sans contacts

- Réduction de l’encombrement ;
- Refroidissement plus facile ;
- Plus de souplesse en vitesse.

## 1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaboré une classification des machines selon la présence ou non des contacts glissants, tout en montrant l’intérêt que présente les machines sans ces derniers (absence des contacts bague-balais ou bien collecteur-balais).

La machine asynchrone double étoile est la machine multiphasée (entre autre multi-étoile) la plus avantageuse, parce qu’elle constitue un bon compromis entre une segmentation de puissance et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué. L’alimen-



tation est en effet formée de deux convertisseurs triphasés (onduleurs ou convertisseurs matriciels), dont les techniques de contrôle sont connues. De plus, le stator de la MASDE se différencie de celui d'une MAS simplement par le fait qu'il dispose d'un enroulement triphasé supplémentaire. Donc la MASDE possède tout les avantages de la MAS ajouté aux avantages des machines multiphasées. D'après les recherches faites sur l'angle de décalage électrique entre les deux étoiles, celui de  $30^\circ$  est le plus avantageux (offre les meilleures performances).

Vu tout les avantages que la MASDE offre, elle constitue une concurrente sérieuse aux autres types de machines, notamment la MAS, que se soit en fonctionnement moteur ou génératrice.

## Chapitre 2

*Modélisation de la machine  
asynchrone double étoile et des  
convertisseurs statiques*

## Chapitre 2

# Modélisation de la machine asynchrone double étoile et des convertisseurs statiques

### 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 œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [CRE97], nous modéliserons les convertisseurs statiques, en commençant par l'onduleur de tension à commande M.L.I contrôlé par la technique de modulation sinus-triangle, puis par le convertisseur matriciel contrôlé par la méthode de modulation de Venturini.

L'étude sera menée avec un décalage angulaire  $\alpha = 30^\circ$  entre les deux étoiles.

### 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], [AMI08B].

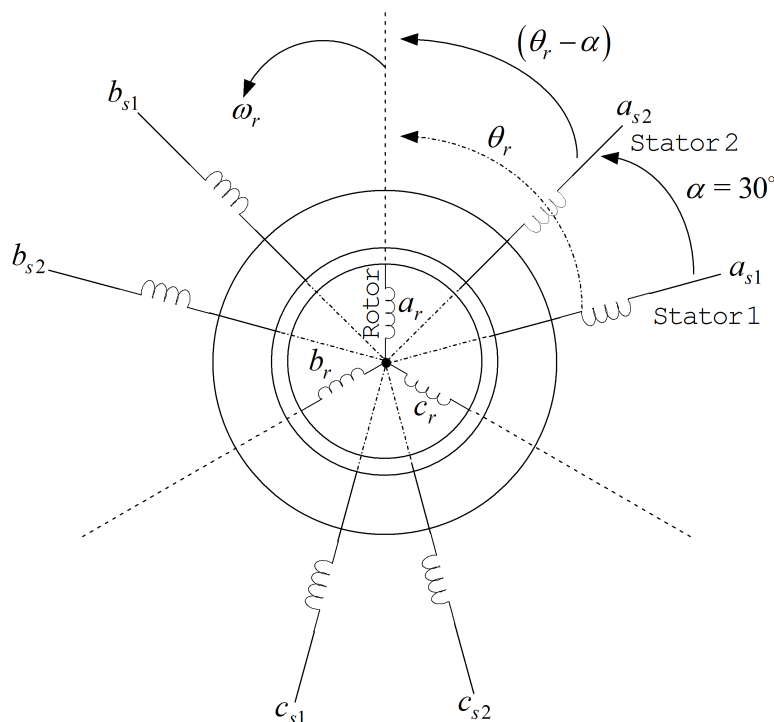


FIG. 2.1 – Représentation schématique des enroulements de la MASDE

## 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'encoche 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], [MER07] :

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

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

avec des forces magnétomotrices égales. Pour cela, on applique les matrices de passage de Park direct et inverse suivantes :

- Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

- Pour l'étoile 2 et le rotor, on remplace dans (2.11) et (2.12)  $\theta$  par  $(\theta - \alpha)$  et puis par  $(\theta_{gl} = \theta - \theta_r)$  respectivement.

Avec :

$\theta = \int_0^t \omega_{coor} dt$  : angle entre les systèmes d'axes biphasés et triphasés ;

$\omega_{coor}$  : vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

### 2.5.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes généralisé

La figure 2.2 représente le modèle généralisé de la MASDE selon le système d'axes  $(u,v)$  tournant à la vitesse  $\omega_{coor}$ .

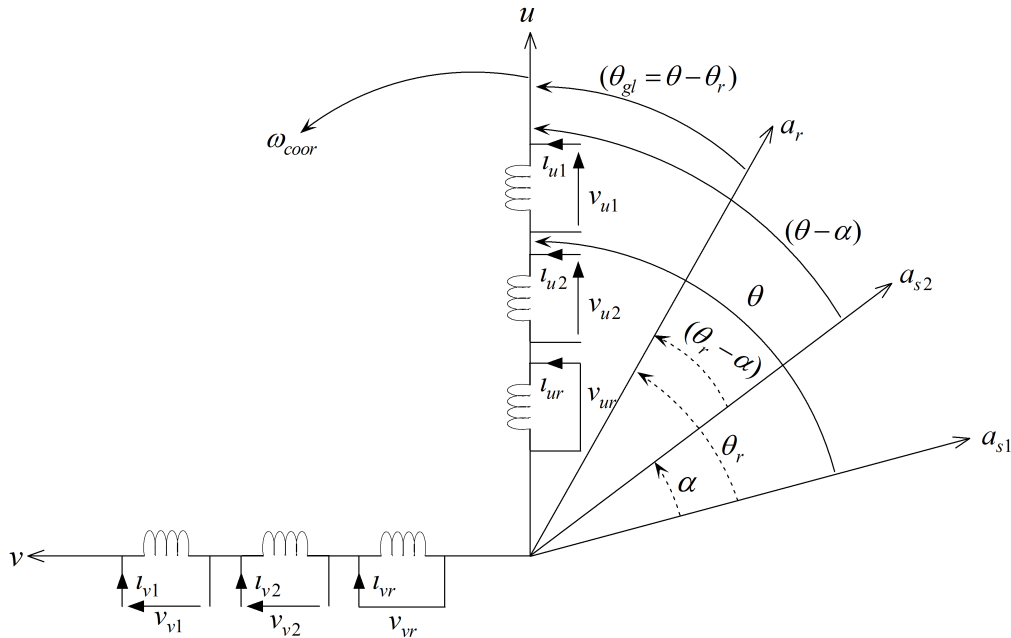


FIG. 2.2 – Représentation du modèle généralisé de la MASDE

Les systèmes d'équations différentielles de la MASDE selon  $(u,v)$  tournant à la vitesse  $\omega_{\text{coor}}$  sont [AMI08A], [MER08]:

1. Système d'équations électriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{u1} = r_1 i_{u1} + \frac{d}{dt} \psi_{u1} - \omega_{\text{coor}} \psi_{v1} \\ v_{v1} = r_1 i_{v1} + \frac{d}{dt} \psi_{v1} + \omega_{\text{coor}} \psi_{u1} \\ v_{u2} = r_2 i_{u2} + \frac{d}{dt} \psi_{u2} - \omega_{\text{coor}} \psi_{v2} \\ v_{v2} = r_2 i_{v2} + \frac{d}{dt} \psi_{v2} + \omega_{\text{coor}} \psi_{u2} \\ v_{ur} = r_r i_{ur} + \frac{d}{dt} \psi_{ur} - (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \psi_{vr} \\ v_{vr} = r_r i_{vr} + \frac{d}{dt} \psi_{vr} + (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \psi_{ur} \end{array} \right. \quad (2.13)$$

2. Système d'équations magnétiques :

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{u1} = L_1 i_{u1} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{u1} + L_{ms} i_{u2} + L_{sr} i_{ur}) \\ \psi_{v1} = L_1 i_{v1} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{v1} + L_{ms} i_{v2} + L_{sr} i_{vr}) \\ \psi_{u2} = L_2 i_{u2} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{u1} + L_{ms} i_{u2} + L_{sr} i_{ur}) \\ \psi_{v2} = L_2 i_{v2} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{v1} + L_{ms} i_{v2} + L_{sr} i_{vr}) \\ \psi_{ur} = L_r i_{ur} + \frac{3}{2} (L_{mr} i_{ur} + L_{sr} i_{u1} + L_{sr} i_{u2}) \\ \psi_{vr} = L_r i_{vr} + \frac{3}{2} (L_{mr} i_{vr} + L_{sr} i_{v1} + L_{sr} i_{v2}) \end{array} \right. \quad (2.14)$$

### 2.5.3 Choix du système d'axes

**Système d'axes  $(\alpha, \beta)$**

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

**Système d'axes  $(x, y)$**

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  $(d, q)$**

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 $(d,q)$

En remplaçant dans les systèmes d'équations (2.13) et (2.14)  $\omega_{coord}$  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 [BER04A], [CHE11] :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{d1} = r_1 i_{d1} + \frac{d}{dt} \psi_{d1} - \omega_s \psi_{q1} \\ v_{q1} = r_1 i_{q1} + \frac{d}{dt} \psi_{q1} + \omega_s \psi_{d1} \\ v_{d2} = r_2 i_{d2} + \frac{d}{dt} \psi_{d2} - \omega_s \psi_{q2} \\ v_{q2} = r_2 i_{q2} + \frac{d}{dt} \psi_{q2} + \omega_s \psi_{d2} \\ v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \omega_{gl} \psi_{qr} \\ v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \omega_{gl} \psi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.15)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{d1} = L_1 i_{d1} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\ \psi_{q1} = L_1 i_{q1} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \\ \psi_{d2} = L_2 i_{d2} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\ \psi_{q2} = L_2 i_{q2} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \\ \psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (2.16)$$

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 :

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

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  $(d, q)$ , 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 :

$$\begin{aligned}
P_a &= \underbrace{[r_1 i_{d1}^2 + r_1 i_{q1}^2 + r_2 i_{d2}^2 + r_2 i_{q2}^2]}_{1^{er} \text{ terme}} \\
&+ \underbrace{\left\{ \frac{d\psi_{d1}}{dt} i_{d1} + \frac{d\psi_{q1}}{dt} i_{q1} + \frac{d\psi_{d2}}{dt} i_{d2} + \frac{d\psi_{q2}}{dt} i_{q2} \right\}}_{2^{ème} \text{ terme}} \\
&+ \underbrace{\omega_s (\psi_{d1} i_{q1} - \psi_{q1} i_{d1} + \psi_{d2} i_{q2} - \psi_{q2} i_{d2})}_{3^{ème} \text{ terme}}
\end{aligned} \quad (2.20)$$

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

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;

- Le second terme représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie) ;
- Le dernier terme est la puissance électromagnétique ( $P_{em}$ ).

Sachant que :

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

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

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

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 ( $d,q$ ) 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 Modélisation d'onduleurs de tension à commande M.L.I

### 2.6.1 Modélisation de l'onduleur

Un onduleur autonome 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].

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations forcées. 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 :

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

Avec :  $f_i + f'_i = 1$  et  $i = 1 \dots 3$ .

La figure 2.3 représente le schéma de l'onduleur triphasé.

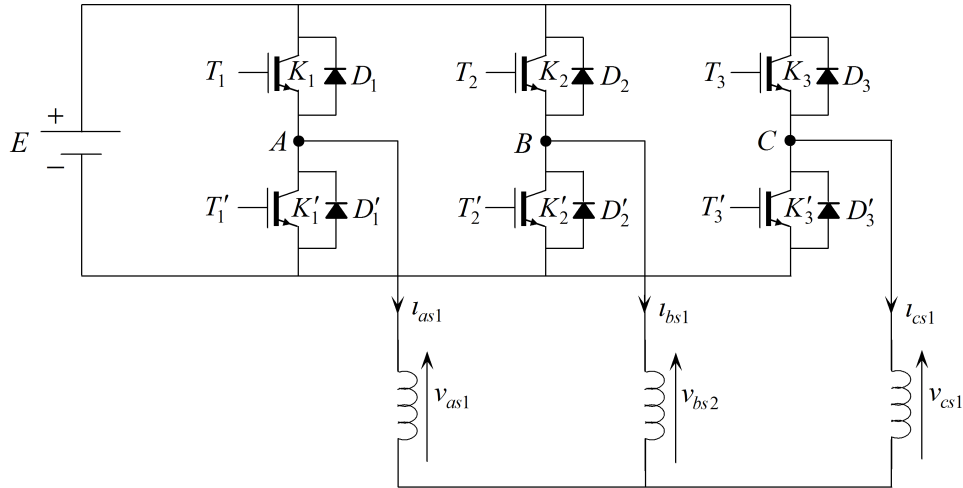


FIG. 2.3 – Onduleur triphasé

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad (2.27)$$

$$V_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad (2.28)$$

$$V_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad (2.29)$$

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

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (2.30)$$

La résolution des équations (2.27), (2.28), (2.29) et (2.30) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Pour le second onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

## 2.6.2 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 :

$$\begin{cases} v_{refa1} = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb1} = v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{refc1} = v_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.33)$$

– Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (2.33),  $(2\pi ft)$  par  $(2\pi ft - \alpha)$  et l'indice 1 par 2.

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm}[4(t/T_p) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm}[-4(t/T_p) + 3] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.34)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f$ ),  $m = f_p/f$  ;
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 ( $v_{pm}$ ),  $r = v_m/v_{pm}$ .

## 2.7 Modélisation de convertisseurs matriciels

### 2.7.1 Structure du convertisseur matriciel triphasé - triphasé idéal

La plupart des convertisseurs matriciels sont triphasés - triphasés, ils associent généralement le réseau triphasé (source de tension) à un moteur (source de courant). Ils sont alors constitués de neuf interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension connectés de manière à ce que n'importe quelle phase de la source puisse être connectée à n'importe quelle phase de la charge [MOR07], [MAT01]. La figure 2.4 donne la représentation d'un

convertisseur matriciel associant trois sources de tensions à trois sources de courants à l'aide d'interrupteurs idéaux.

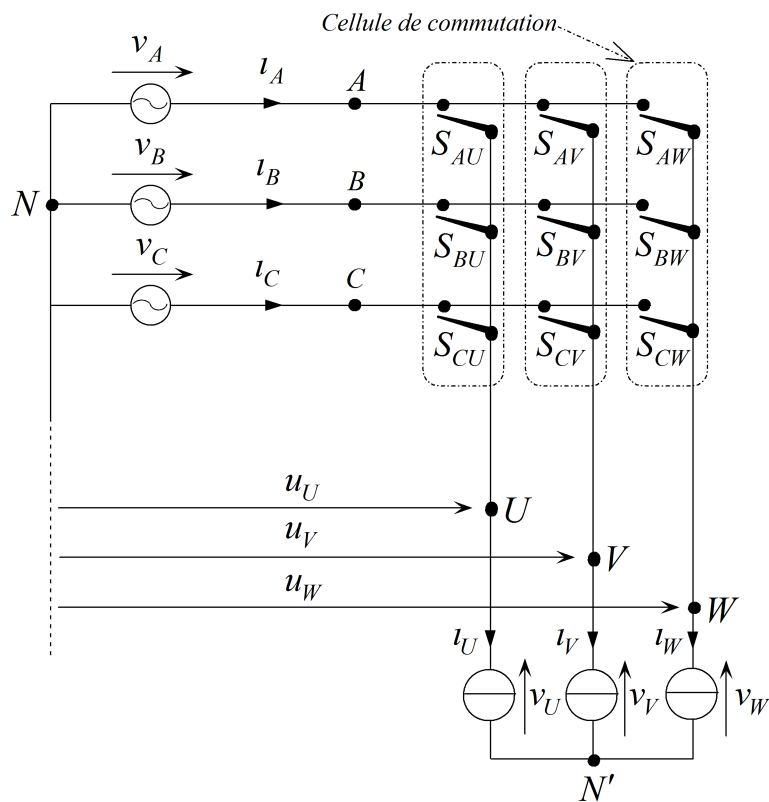


FIG. 2.4 – Convertisseur matriciel triphasé - triphasé idéal

La structure étant parfaitement symétrique et le fonctionnement complètement réversible, il n'y a pas, à proprement parler, d'entrée et de sortie pour de convertisseur. Ces termes pourront cependant être utilisés pour désigner respectivement le côté réseau (source de tension) et le côté charge (source de courant - moteur) [MOR07].

### 2.7.2 Fonction de connexion des interrupteurs

$S_{ij}$  ( $i \in \{A,B,C\}$  et  $j \in \{U,V,W\}$ ) est l'interrupteur placé entre la phase  $i$  et la phase  $j$ ; on définit  $F_{ij}$  sa fonction de connexion et sa valeur est un entier représentant l'état de l'interrupteur, tel que :

$$F_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert (le courant qui le traverse est nul);} \\ 1 & \text{l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé (la tension à ses bornes est nulle).} \end{cases}$$

Les contraintes précédentes conduisent aux équations (2.35) qui doivent être vérifiées à

chaque instant.

$$\begin{cases} F_{AU} + F_{BU} + F_{CU} = 1 \\ F_{AV} + F_{BV} + F_{CV} = 1 \\ F_{AW} + F_{BW} + F_{CW} = 1 \end{cases} \quad (2.35)$$

### 2.7.3 Fonction de conversion

Les fonctions de conversion sont des coefficients permettant en général d'établir une relation entre grandeurs commutées et grandeurs modulées de même nature. Ces coefficients se rangent dans une matrice dite matrice de conversion [GHE08A].

Dans ce cas, on a deux sous matrices de conversion, une pour les tensions et l'autre pour les courants :

$$\begin{bmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{AU} & F_{BU} & F_{CU} \\ F_{AV} & F_{BV} & F_{CV} \\ F_{AW} & F_{BW} & F_{CW} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{AU} & F_{BU} & F_{CU} \\ F_{AV} & F_{BV} & F_{CV} \\ F_{AW} & F_{BW} & F_{CW} \end{bmatrix}^t \cdot \begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Les tensions  $v_U, v_V, v_W$  sont données en fonction des tensions  $u_U, u_V, u_W$  comme suit :

$$\begin{cases} v_U = \frac{1}{3}[2u_U - u_V - u_W] \\ v_V = \frac{1}{3}[-u_U + 2u_V - u_W] \\ v_W = \frac{1}{3}[-u_U - u_V + 2u_W] \end{cases} \quad (2.38)$$

Des relations (2.36) et (2.38), on peut écrire :

$$\begin{aligned} v_U &= \frac{1}{3}[(2F_{AU} - F_{AV} - F_{AW})v_A + (2F_{BU} - F_{BV} - F_{CW})v_B + (2F_{CU} - F_{CV} - F_{CW})v_C] \\ v_V &= \frac{1}{3}[(-F_{AU} + 2F_{AV} - F_{AW})v_A + (-F_{BU} + 2F_{BV} - F_{CW})v_B + (-F_{CU} + 2F_{CV} - F_{CW})v_C] \\ v_W &= \frac{1}{3}[(-F_{AU} - F_{AV} + 2F_{AW})v_A + (-F_{BU} - F_{BV} + 2F_{CW})v_B + (-F_{CU} - F_{CV} + 2F_{CW})v_C] \end{aligned}$$

Pour le convertisseur matriciel, le vecteur des grandeurs modulées est :

$$[u_U \quad u_V \quad u_W \quad i_A \quad i_B \quad i_C]^t$$

Le vecteur des grandeurs commutées est :

$$[v_A \quad v_B \quad v_C \quad i_U \quad i_V \quad i_W]^t$$

Donc pour le système global, on écrit :

$$\begin{bmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{AU} & F_{BU} & F_{CU} & 0 & 0 & 0 \\ F_{AV} & F_{BV} & F_{CV} & 0 & 0 & 0 \\ F_{AW} & F_{BW} & F_{CW} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{AU} & F_{BU} & F_{CU} \\ 0 & 0 & 0 & F_{AV} & F_{BV} & F_{CV} \\ 0 & 0 & 0 & F_{AW} & F_{BW} & F_{CW} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \\ i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

### 2.7.4 Commande du convertisseur matriciel par la méthode de modulation de Venturini

La méthode de Venturini correspond à une approche mathématique du problème (algorithme de Venturini). Elle est très répandue parce qu'elle est la première méthode conçue spécialement pour la commande du convertisseur matriciel. Elle suppose que les tensions d'entrée du convertisseur équilibrées et parfaitement sinusoïdales [VEN80A], [VEN80B].

La sélection de chaque phase d'entrée durant une séquence forme les signaux (tension de sortie et courant d'entrée) du convertisseur pour des périodes bien définies dans le temps. La tension de sortie est formée à partir de segments des trois tensions d'entrée. Le courant d'entrée est formé de segments des trois courants de sortie.

Dans le but de déterminer le comportement du convertisseur matriciel à des fréquences de sortie inférieures à la fréquence de commutation ( $1/T_{seq}$ ), un cycle de commutation peut être défini pour chaque interrupteur (exemple:  $F_{AU}(t) = t_{AU}/T_{seq}$ , tel que  $t_{AU}$  se réfère à l'interrupteur qui lie la ligne d'entrée  $A$  et la ligne de sortie  $U$ ).

En mettant les systèmes d'équations des tensions de sortie (2.36) et des courants d'entrée (2.37) sous forme compacte et en fonction du temps, on aura :

$$\begin{cases} [v_S(t)] = [F(t)] \cdot [v_E(t)] \\ [i_E(t)] = [F(t)]^t \cdot [i_S(t)] \end{cases} \quad (2.40)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [v_S(t)] &= [u_U(t) \quad u_V(t) \quad u_W(t)]^t; \\ [v_E(t)] &= [v_A(t) \quad v_B(t) \quad v_C(t)]^t; \\ [i_E(t)] &= [i_A(t) \quad i_B(t) \quad i_C(t)]^t; \\ [i_S(t)] &= [i_U(t) \quad i_V(t) \quad i_W(t)]^t; \\ [F(t)] &= \begin{bmatrix} F_{AU}(t) & F_{BU}(t) & F_{CU}(t) \\ F_{AV}(t) & F_{BV}(t) & F_{CV}(t) \\ F_{AW}(t) & F_{BW}(t) & F_{CW}(t) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$



Il y a seulement une ligne d'entrée qui peut être connectée à n'importe quelle ligne de sortie du convertisseur matriciel et à n'importe quel moment dans le temps. Cette contrainte donnée par (2.35) peut être exprimée comme suit :

$$\sum_{j=A,B,C} F_{jU}(t) = \sum_{j=A,B,C} F_{jV}(t) = \sum_{j=A,B,C} F_{jW}(t) = 1 \quad (2.41)$$

Soit les systèmes des tensions d'entrée et des courants de sortie suivants :

$$\begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = V_{em} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_{en}t) \\ \cos(\omega_{en}t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{en}t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{bmatrix} = I_{sm} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_{so}t + \psi_{so}) \\ \cos(\omega_{so}t + \psi_{so} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{so}t + \psi_{so} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Le but est de trouver une matrice de connexion  $F(t)$  qui lie les grandeurs de sortie aux grandeurs d'entrée du convertisseur matriciel, tel que :

$$\begin{bmatrix} v_U(t) \\ v_V(t) \\ v_W(t) \end{bmatrix} = q \cdot V_{em} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_{so}t) \\ \cos(\omega_{so}t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{so}t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = q \cdot I_{sm} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_{en}t + \psi_{en}) \\ \cos(\omega_{en}t + \psi_{en} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{en}t + \psi_{en} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Une des deux solutions à ce problème trouvée par Alesina et Venturini [ALE89] et adoptée pour la modulation s'écrit :

$$[F(t)] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t + \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t + \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Où :  $\omega_m = \omega_{so} - \omega_{en}$ .

L'utilisation de cette méthode nous mène à une valeur maximale de 0.5 (50%) pour le rapport de transformation ( $q$ ) que le convertisseur peut atteindre [VEN80A].

Les fonctions de modulation peuvent être écrites comme suit :

$$F_{ij}(t) = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \cdot \left[ 1 + \frac{2v_i v_j}{V_{em}} \right] \quad (2.47)$$

Avec :  $i = A, B, C$  et  $j = U, V, W$ .

La tension maximale de sortie a été augmentée à 0.86 (86%) de la tension d'entrée par la modification de la tension de sortie désirée, en incluant l'harmonique d'ordre trois de la

tension d'entrée et celle désirée [ALT01]. L'allure de la tension de sortie désirée parcourt presque toute l'enveloppe de la tension d'entrée. Cet harmonique d'ordre trois va être éliminé dans une charge triphasée. Dans ce cas l'équation (2.47) devient [GHE08A] :

$$F_{ij}(t) = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \cdot \left[ 1 + \frac{2v_i v_j}{V_{em}} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_{ent} t - \beta_i) \sin(3\omega_{ent} t) \right] \quad (2.48)$$

Où :  $\beta_i = 0, -\frac{2\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}$  pour  $i = A, B, C$ .

Pour la deuxième étoile, il suffit de remplacer dans les systèmes d'équations (2.42), (2.45) et (2.48) ( $\omega_{ent} t$ ) par ( $\omega_{ent} t - \alpha$ ), et dans les systèmes d'équations (2.43) et (2.44) ( $\omega_{so} t$ ) par ( $\omega_{so} t - \alpha$ ), et de même pour (2.46) ( $\omega_m t$ ) par ( $\omega_m t - \alpha$ ).

## 2.8 Conclusion

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

La modélisation des convertisseurs statiques a été présentée, en partant de la modélisation de l'onduleur de tension à commande M.L.I contrôlé par la technique de modulation sinus-triangle, à la modélisation du convertisseur matriciel contrôlé par la méthode de modulation de Venturini qui permet de synthétiser directement les ordres de commande des différents interrupteurs de ce dernier, car cette technique est directement conçue pour le C.M.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande par mode de glissement associée à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique du moteur asynchrone double étoile, alimenté d'une part par onduleurs de tension et de l'autre part par convertisseurs matriciels.

## Chapitre 3

*Commande par mode de  
glissement du moteur asynchrone  
double étoile*

## Chapitre 3

# Commande par mode de glissement du moteur asynchrone double étoile

### 3.1 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 associée aux convertisseurs statiques. 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 alimentée d'une part par deux onduleurs MLI et de l'autre part par deux convertisseurs matriciels, et nous allons enfin montrer les performances de ce type de réglage après visualisation et illustration des résultats de simulation.

## 3.2 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 3.1) :

- 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].

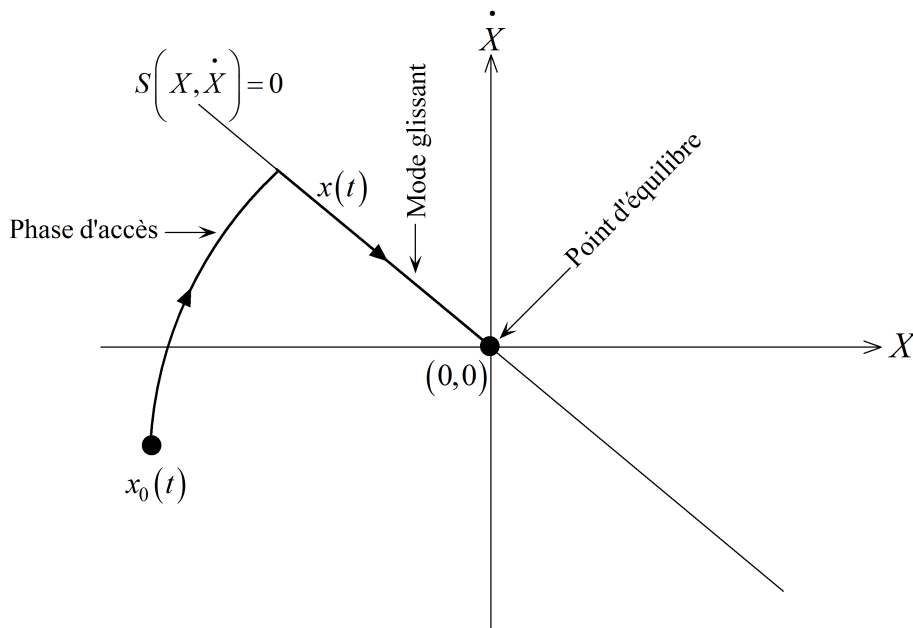


FIG. 3.1 – Modes de fonctionnement dans le plan de phase

### 3.3 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 [SAI06], [AMI08C] :

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

#### 3.3.1 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant [UTK77], [AMI11], [HAM11B] :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (3.1)$$

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 [SLO91], [BEN96], [HAZ04], [HUA06] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (3.2)$$

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

#### 3.3.2 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], [HAM11A]. 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] :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.3)$$

### 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 [MAS06] :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (3.4)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.5)$$

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

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.6)$$

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].

### 3.3.3 Détermination de la loi de commande

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

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour

but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et l'autre la stabilité ( $U_n$ ).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (3.7)$$

$U_{eq}$  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 (3.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

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

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (3.8)$$

En remplaçant (3.1) et (3.7) dans (3.8), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (3.9)$$

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.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (3.10)$$

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

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (3.11)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (3.9), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (3.12)$$

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

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n < 0 \quad (3.13)$$



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 3.2).

$$U_n = K_x \text{sign} S(x) \quad (3.14)$$

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

Cependant, la fonction *sign* 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 3.3 représente le phénomène de broutement.

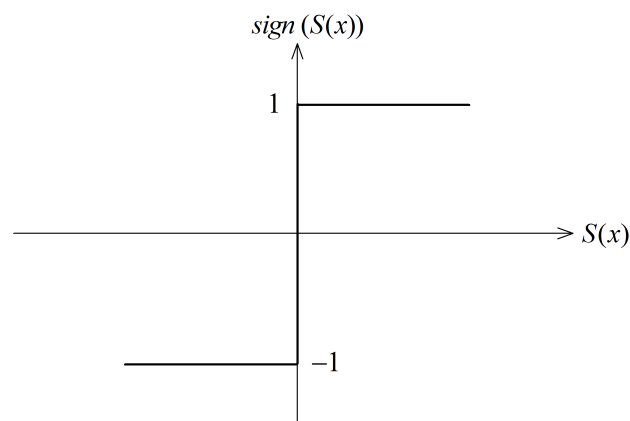


FIG. 3.2 – Fonction *sign* (non linéarité tout ou rien)

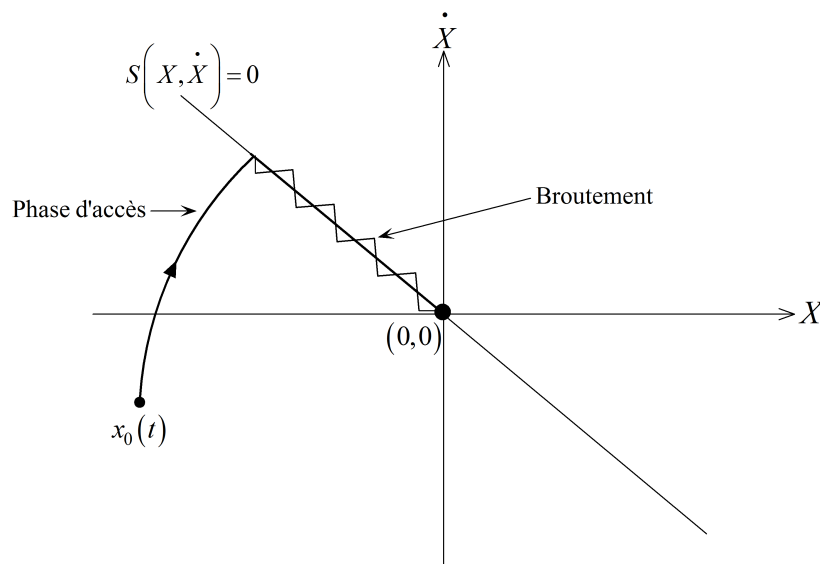


FIG. 3.3 – Phénomène de broutement

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 3.4).

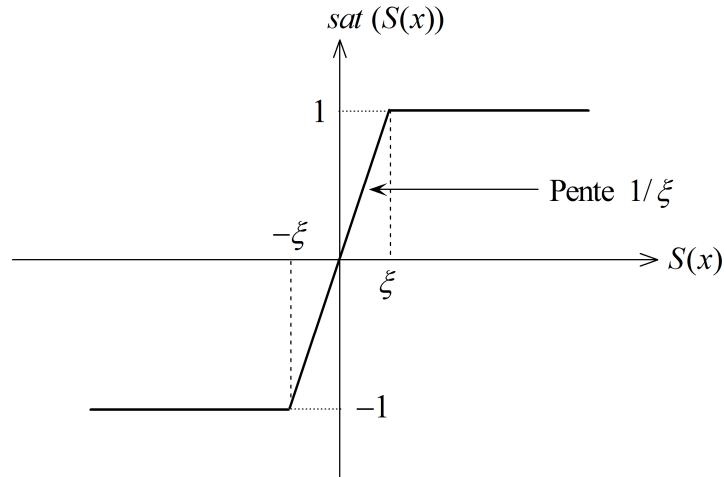


FIG. 3.4 – Fonction de saturation ( $\xi > 0$  et petit)

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

Alors, on obtient la commande douce suivante :

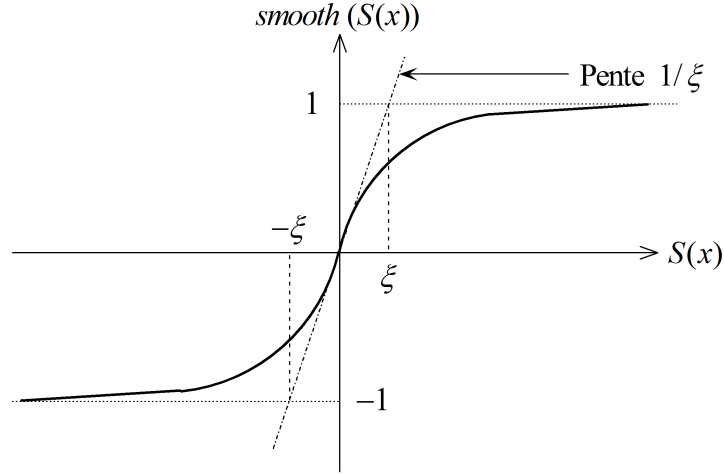
$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\xi} \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (3.15)$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (figure 3.5).

$$\text{smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (3.16)$$

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (3.17)$$

FIG. 3.5 – Fonction de classe  $C^1$  ( $\xi > 0$  et petit)

### 3.4 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE selon la transformation de Park liée au champ tournant  $(d,q)$  et par orientation du flux rotorique.

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

$$\psi_{dr} = \psi_r^* \quad (3.18)$$

$$\psi_{qr} = 0 \quad (3.19)$$

$$p\psi_r^* = 0 \quad (3.20)$$

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

En remplaçant (3.18)–(3.20) dans les équations des tensions rotoriques (2.15), on obtient [SIN05], [AMI11] :

$$r_r \iota_{dr} = 0 \Rightarrow \iota_{dr} = 0 \quad (3.21)$$

$$r_r \iota_{qr} + \omega_{gl}^* \psi_r^* = 0 \Rightarrow \iota_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \psi_r^*}{r_r} \quad (3.22)$$

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

$$\iota_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\psi_r^* - L_m(\iota_{d1} + \iota_{d2})] \quad (3.23)$$

$$\iota_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (\iota_{q1} + \iota_{q2}) \quad (3.24)$$

En introduisant (3.23) et (3.24) dans le système d'équations des flux statoriques (2.16), on aura :

$$\begin{cases} \psi_{d1} = \lambda_1 \iota_{d1} + L_r \eta \iota_{d2} + \eta \psi_r^* \\ \psi_{q1} = \lambda_1 \iota_{q1} + L_r \eta \iota_{q2} \\ \psi_{d2} = \lambda_2 \iota_{d2} + L_r \eta \iota_{d1} + \eta \psi_r^* \\ \psi_{q2} = \lambda_2 \iota_{q2} + L_r \eta \iota_{q1} \end{cases} \quad (3.25)$$

Avec :

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

En substituant (3.21) dans (3.23), on tire :

$$\psi_r^* = L_m (\iota_{d1} + \iota_{d2}) \quad (3.26)$$

A partir de l'équation (3.24), on trouve :

$$L_m (\iota_{q1} + \iota_{q2}) = -(L_m + L_r) \iota_{qr} \quad (3.27)$$

En remplaçant (3.25)–(3.27) dans le système d'équations des tensions statoriques (2.15), on obtient :

$$\begin{cases} v_{d1} = r_1 \iota_{d1} + L_1 p \iota_{d1} - \omega_s^* (L_1 \iota_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q1} = r_1 \iota_{q1} + L_1 p \iota_{q1} + \omega_s^* (L_1 \iota_{d1} + \psi_r^*) \\ v_{d2} = r_2 \iota_{d2} + L_2 p \iota_{d2} - \omega_s^* (L_2 \iota_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q2} = r_2 \iota_{q2} + L_2 p \iota_{q2} + \omega_s^* (L_2 \iota_{d2} + \psi_r^*) \end{cases} \quad (3.28)$$

Où :

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

En introduisant l'équation (3.24) dans (3.22), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{r_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(\iota_{q1} + \iota_{q2})}{\psi_r^*} \quad (3.29)$$

En substituant (3.18)–(3.19) dans l'expression du couple électromagnétique (2.23), on aura :

$$C_{em}^* = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(\iota_{q1} + \iota_{q2}) \psi_r^*] \quad (3.30)$$

A partir de la relation (3.30), on trouve :

$$\iota_{q1} + \iota_{q2} = \frac{(L_m + L_r) C_{em}^*}{P L_m} \frac{1}{\psi_r^*} \quad (3.31)$$

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

$$\begin{cases} \psi_r^* = \psi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \psi_r^* = \frac{\psi_n \Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (3.32)$$

Schématisé par la figure 3.6.

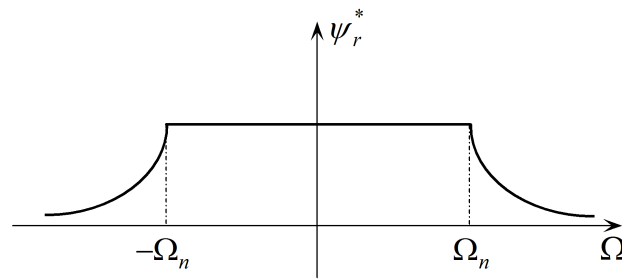


FIG. 3.6 – Schéma de défluxage

A partir de l'équation de la tension rotorique  $v_{dr}$  du système d'équations (2.15) et de l'équation du flux rotorique  $\psi_{dr}$  du système d'équations (2.16), on obtient :

$$0 = \frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_r - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} (\iota_{d1} + \iota_{d2}) + p \psi_r \quad (3.33)$$

Des équations (2.8) et (3.30), on tire :

$$Jp\Omega = P \frac{L_m}{L_r + L_m} (\iota_{q1} + \iota_{q2}) \psi_r^* - C_r - K_f \Omega \quad (3.34)$$

### 3.5 Détermination des différentes surfaces de régulation et application

En mettant le système d'équations (3.28) et les équations (3.33) et (3.34) sous forme d'état, tout en remplaçant  $p$  par  $\cdot$ , on aura le système d'équations d'états suivant [AMI10] :

$$\begin{cases} \dot{i}_{d1} = \frac{1}{L_1} \{v_{d1} - r_1 i_{d1} + \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\ \dot{i}_{q1} = \frac{1}{L_1} \{v_{q1} - r_1 i_{q1} - \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \psi_r^*)\} \\ \dot{i}_{d2} = \frac{1}{L_2} \{v_{d2} - r_2 i_{d2} + \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\ \dot{i}_{q2} = \frac{1}{L_2} \{v_{q2} - r_2 i_{q2} - \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \psi_r^*)\} \\ \dot{\psi}_r = -\frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_r + \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} (i_{d1} + i_{d2}) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} \left\{ P \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{q1} + i_{q2}) \psi_r^* - C_r - K_f \Omega \right\} \end{cases} \quad (3.35)$$

#### 3.5.1 Surface de régulation de la vitesse

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

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (3.36)$$

On a  $\Omega = \omega_r/P$ , d'où :

$$\omega_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{q1} + i_{q2}) \psi_r^* - \frac{K_f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (3.37)$$

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

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (3.38)$$

En posant  $i_{q1} + i_{q2} = i_q$  et en introduisant l'équation (3.37) dans (3.38), on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_q \dot{\psi}_r^* + \frac{K_f}{J} \dot{\omega}_r + \frac{P}{J} \dot{C}_r \quad (3.39)$$

A présent, en remplaçant le courant  $i_q$  par le courant de commande  $i_q^* = i_{qeq} + i_{qcn}$  dans l'équation (3.39), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \dot{\psi}_r^* i_{qeq} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \dot{\psi}_r^* i_{qcn} + \frac{K_f}{J} \dot{\omega}_r + \frac{P}{J} \dot{C}_r \quad (3.40)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\omega_r) = 0$  et par conséquent  $\dot{S}(\omega_r) = 0$  et  $\iota_{qn} = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (3.40) :

$$\iota_{qeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \psi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (3.41)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant (3.41) dans (3.40), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\frac{P^2}{J} \frac{L_m \psi_r^*}{L_r + L_m} \iota_{qn} \quad (3.42)$$

On prend la commande douce suivante :

$$\iota_{qn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \quad (3.43)$$

### 3.5.2 Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\psi_r) = \psi_r^* - \psi_r \quad (3.44)$$

D'où :

$$\dot{S}(\psi_r) = \dot{\psi}_r^* - \dot{\psi}_r \quad (3.45)$$

En posant  $\iota_{d1} + \iota_{d2} = \iota_d$  et en substituant l'équation de  $\dot{\psi}_r$  (système d'équations (3.35)) dans (3.45), on trouve :

$$\dot{S}(\psi_r) = \dot{\psi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_r - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} \iota_d \quad (3.46)$$

En introduisant le courant de commande  $\iota_d^* = \iota_{deq} + \iota_{dn}$  dans l'équation (3.46), on aura :

$$\dot{S}(\psi_r) = \dot{\psi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_r - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} \iota_{deq} - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} \iota_{dn} \quad (3.47)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\psi_r) = 0$  et par suite  $\dot{S}(\psi_r) = 0$  et  $\iota_{dn} = 0$ , d'où on tire  $\iota_{deq}$  de la relation (3.47) :

$$\iota_{deq} = \frac{L_r + L_m}{r_r L_m} \left[ \dot{\psi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \psi_r \right] \quad (3.48)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\psi_r) \dot{S}(\psi_r) < 0$  doit être vérifiée. En substituant (3.48) dans (3.47), on obtient :

$$\dot{S}(\psi_r) = -\frac{r_r L_m}{L_r + L_m} \iota_{dn} \quad (3.49)$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$\iota_{dn} = K_{\psi_r} \frac{S(\psi_r)}{|S(\psi_r)| + \xi_{\psi_r}} \quad (3.50)$$

### 3.5.3 Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$S(i_{d1}) = i_{d1}^* - i_{d1} \quad (3.51)$$

$$S(i_{q1}) = i_{q1}^* - i_{q1} \quad (3.52)$$

$$S(i_{d2}) = i_{d2}^* - i_{d2} \quad (3.53)$$

$$S(i_{q2}) = i_{q2}^* - i_{q2} \quad (3.54)$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$\dot{S}(i_{d1}) = \dot{i}_{d1}^* - \dot{i}_{d1} \quad (3.55)$$

$$\dot{S}(i_{q1}) = \dot{i}_{q1}^* - \dot{i}_{q1} \quad (3.56)$$

$$\dot{S}(i_{d2}) = \dot{i}_{d2}^* - \dot{i}_{d2} \quad (3.57)$$

$$\dot{S}(i_{q2}) = \dot{i}_{q2}^* - \dot{i}_{q2} \quad (3.58)$$

En substituant les expressions des dérivées des courants statoriques ( $i_{d1}$ ,  $i_{q1}$ ,  $i_{d2}$  et  $i_{q2}$ ) données par le système d'équations (3.35) dans les équations précédentes, on obtient :

$$\dot{S}(i_{d1}) = \dot{i}_{d1}^* - \frac{1}{L_1} [-r_1 i_{d1} + \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d1}] \quad (3.59)$$

$$\dot{S}(i_{q1}) = \dot{i}_{q1}^* - \frac{1}{L_1} [-r_1 i_{q1} - \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \psi_r^*) + v_{q1}] \quad (3.60)$$

$$\dot{S}(i_{d2}) = \dot{i}_{d2}^* - \frac{1}{L_2} [-r_2 i_{d2} + \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d2}] \quad (3.61)$$

$$\dot{S}(i_{q2}) = \dot{i}_{q2}^* - \frac{1}{L_2} [-r_2 i_{q2} - \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \psi_r^*) + v_{q2}] \quad (3.62)$$

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 :

$$\dot{S}(i_{d1}) = \dot{i}_{d1}^* - \frac{1}{L_1} [-r_1 i_{d1} + \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d1eq} + v_{d1n}] \quad (3.63)$$

$$\dot{S}(i_{q1}) = \dot{i}_{q1}^* - \frac{1}{L_1} [-r_1 i_{q1} - \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \psi_r^*) + v_{q1eq} + v_{q1n}] \quad (3.64)$$

$$\dot{S}(i_{d2}) = \dot{i}_{d2}^* - \frac{1}{L_2} [-r_2 i_{d2} + \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d2eq} + v_{d2n}] \quad (3.65)$$

$$\dot{S}(i_{q2}) = \dot{i}_{q2}^* - \frac{1}{L_2} [-r_2 i_{q2} - \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \psi_r^*) + v_{q2eq} + v_{q2n}] \quad (3.66)$$



Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S(\iota_{d1}) = 0$ ,  $S(\iota_{q1}) = 0$ ,  $S(\iota_{d2}) = 0$  et  $S(\iota_{q2}) = 0$ , et par suite  $\dot{S}(\iota_{d1}) = 0$  et  $v_{d1n} = 0$ ,  $\dot{S}(\iota_{q1}) = 0$  et  $v_{q1n} = 0$ ,  $\dot{S}(\iota_{d2}) = 0$  et  $v_{d2n} = 0$ ,  $S(\iota_{q2}) = 0$  et  $v_{q2n} = 0$ . Alors, on tire à partir des équations (3.63)–(3.66) les expressions des commandes équivalentes  $v_{d1eq}$ ,  $v_{q1eq}$ ,  $v_{d2eq}$  et  $v_{q2eq}$  respectivement :

$$v_{d1eq} = L_1 \dot{i}_{d1}^* + r_1 \iota_{d1} - \omega_s^* [L_1 \iota_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*] \quad (3.67)$$

$$v_{q1eq} = L_1 \dot{i}_{q1}^* + r_1 \iota_{q1} + \omega_s^* [L_1 \iota_{d1} + \psi_r^*] \quad (3.68)$$

$$v_{d2eq} = L_2 \dot{i}_{d2}^* + r_2 \iota_{d2} - \omega_s^* [L_2 \iota_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*] \quad (3.69)$$

$$v_{q2eq} = L_2 \dot{i}_{q2}^* + r_2 \iota_{q2} + \omega_s^* [L_2 \iota_{d2} + \psi_r^*] \quad (3.70)$$

Durant le mode de convergence, les conditions  $S(\iota_{d1})\dot{S}(\iota_{d1}) < 0$ ,  $S(\iota_{q1})\dot{S}(\iota_{q1}) < 0$ ,  $S(\iota_{d2})\dot{S}(\iota_{d2}) < 0$  et  $S(\iota_{q2})\dot{S}(\iota_{q2}) < 0$  doivent être vérifiées. En substituant les équations (3.67)–(3.70) dans (3.63)–(3.66) respectivement, on obtient :

$$\dot{S}(\iota_{d1}) = -\frac{1}{L_1} v_{d1n} \quad (3.71)$$

$$\dot{S}(\iota_{q1}) = -\frac{1}{L_1} v_{q1n} \quad (3.72)$$

$$\dot{S}(\iota_{d2}) = -\frac{1}{L_2} v_{d2n} \quad (3.73)$$

$$\dot{S}(\iota_{q2}) = -\frac{1}{L_2} v_{q2n} \quad (3.74)$$

On prend respectivement :

$$v_{d1n} = K_{d1} \frac{S(\iota_{d1})}{|S(\iota_{d1})| + \xi_{d1}} \quad (3.75)$$

$$v_{q1n} = K_{q1} \frac{S(\iota_{q1})}{|S(\iota_{q1})| + \xi_{q1}} \quad (3.76)$$

$$v_{d2n} = K_{d2} \frac{S(\iota_{d2})}{|S(\iota_{d2})| + \xi_{d2}} \quad (3.77)$$

$$v_{q2n} = K_{q2} \frac{S(\iota_{q2})}{|S(\iota_{q2})| + \xi_{q2}} \quad (3.78)$$

### 3.5.4 Application de la commande

Les applications de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur le moteur asynchrone double étoile, associé à deux onduleurs MLI d'une part et à deux convertisseurs matriciels de l'autre part, sont illustrées respectivement par les figures 3.7 et 3.8.

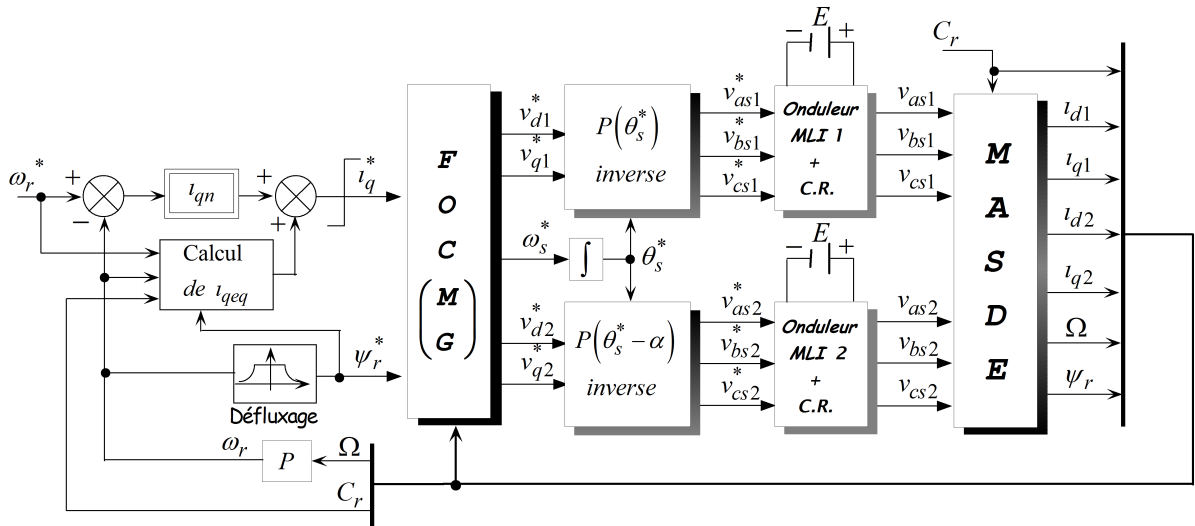


FIG. 3.7 – Schéma bloc de commande par mode glissant de la MASDE alimentée par deux onduleurs MLI

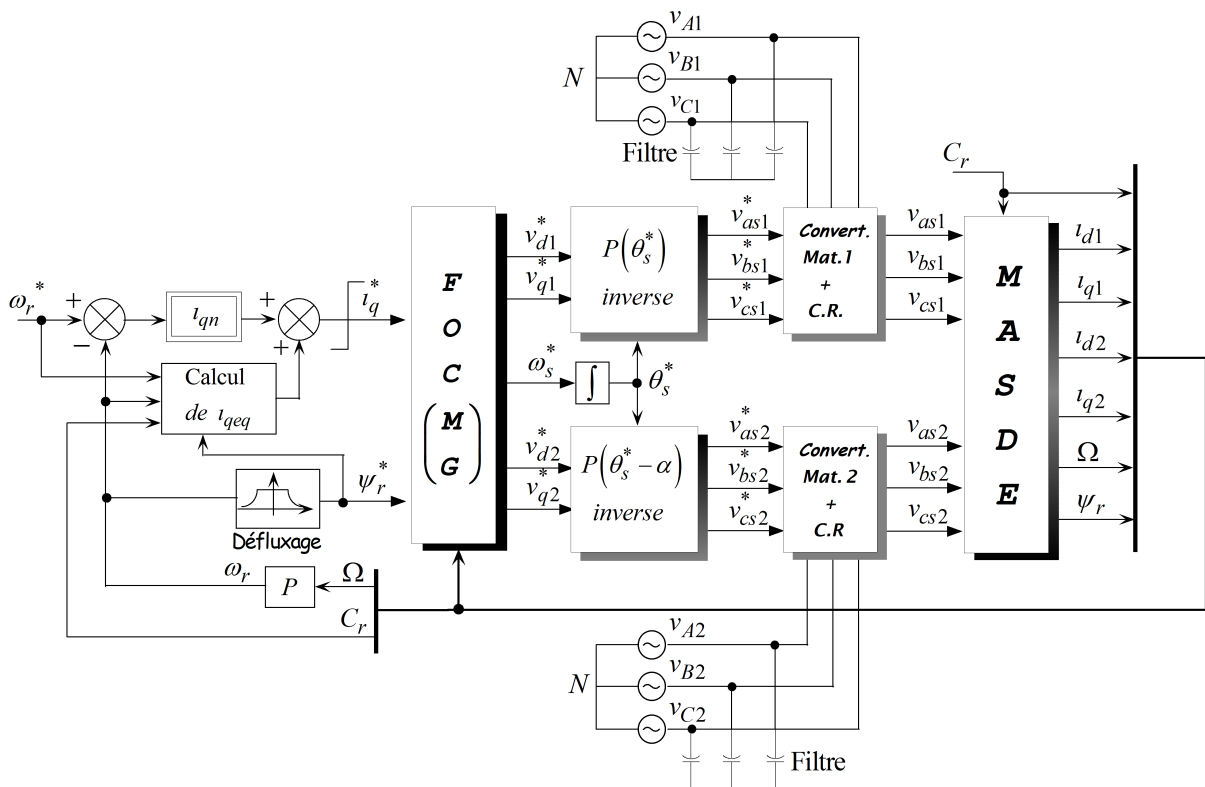


FIG. 3.8 – Schéma bloc de commande par mode glissant de la MASDE alimentée par deux convertisseurs matriciels

Le schéma du bloc de découplage FOC(MG) est représenté par la figure 3.9, sachant que  $i_{d1}^* = i_{d2}^*$  et  $i_{q1}^* = i_{q2}^*$  (voir Annexe A).

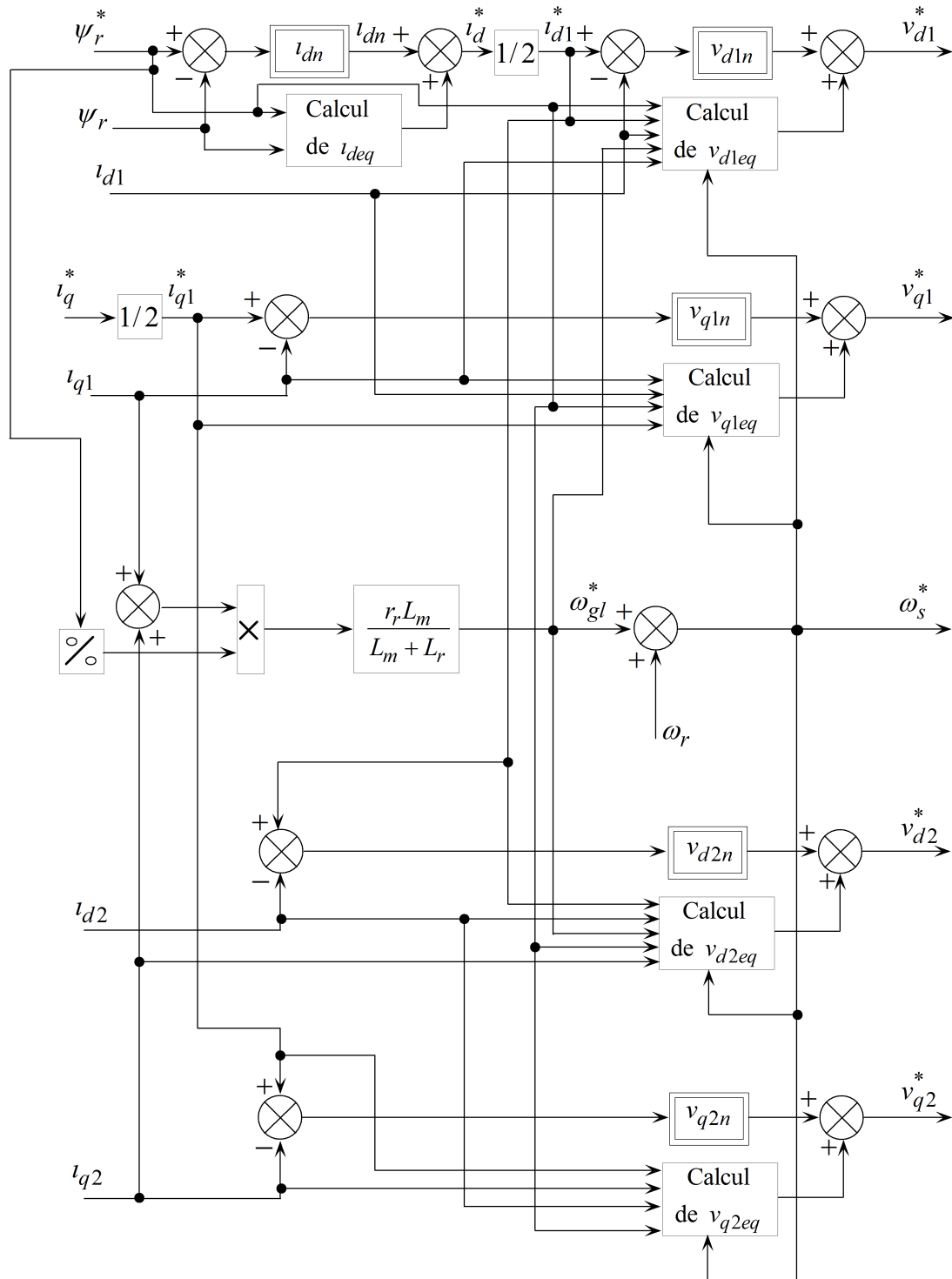


FIG. 3.9 – Représentation schématique du bloc FOC(MG)

Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissement sont donnés par le tableau 3.1 :

Surfaces	$S(\omega_r)$	$S(\psi_r)$	$S(\iota_{d1})$	$S(\iota_{q1})$	$S(\iota_{d2})$	$S(\iota_{q2})$
	$K_{\omega_r} = 17.2$	$K_{\psi_r} = 1.3$	$K_{d1} = 185$	$K_{q1} = 200$	$K_{d2} = 185$	$K_{q2} = 200$
	$\xi_{\omega_r} = 0.95$	$\xi_{\psi_r} = 0.01$	$\xi_{d1} = 0.1$	$\xi_{q1} = 0.12$	$\xi_{d2} = 0.1$	$\xi_{q2} = 0.12$

TAB. 3.1 – Paramètres des régulateurs par mode de glissement

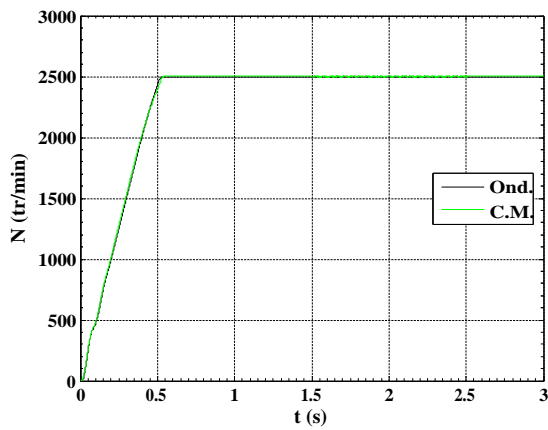
### 3.5.5 Simulation et interprétation des résultats

La figure 3.10 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application de la charges  $C_r = 14N.m$  entre l'intervalle de temps  $t = [1.5, 2.5]s$  pour les deux cas d'alimentations (onduleurs MLI et C.M.), en imposant la vitesse de référence  $N^* = 2500tr/mn$ . Celle-ci montre que :

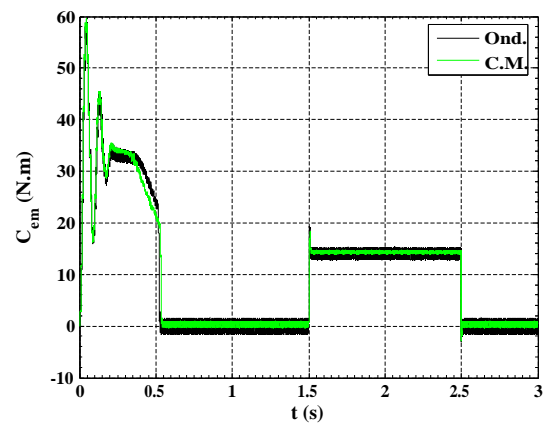
Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse (figure 3.10(a)) augmente presque linéairement en fonction de temps et elle rejoint sa valeur de référence, sans dépassement, à  $t = 0.52s$ . Le couple électromagnétique (figure 3.10(b)) atteint sa valeur maximale de  $59.7N.m$  à  $t = 0.045s$ , puis il rejoint le régime permanent (à  $t = 0.52s$ ) sans dépassement. Au début, le courant statorique  $\iota_{as1} \simeq 14.3A$  (figure 3.10(c)), c'est-à-dire il présente un courant d'appel d'environ 2.2 fois le courant nominal, ensuite à partir de  $t = 0.31s$  il diminue d'une manière presque linéaire jusqu'à  $t = 0.52s$ . Le courant quadratique de la première étoile  $\iota_{q1}$  (qui est identique à celui de la deuxième étoile) (figure 3.10(d)) initialement atteint  $\sim 17.5A$ , après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques  $\psi_{dr}$  (figure 3.10(e)) et  $\psi_{qr}$  (figure 3.10(f)) présentent au démarrage des pics pendant approximativement  $0.22s$  en oscillant aux alentours de leurs consignes, par suite ils se stabilisent et poursuivent leurs parcours selon leurs références.

L'application de la charge  $C_r = 14N.m$  pendant l'intervalle de temps  $t = [1.5, 2.5]s$ , engendre des augmentations aux niveaux du couple électromagnétique et des courants, qui se stabilisent en valeur moyenne respectivement à  $C_{em} \simeq 14N.m$ ,  $\iota_{as1} \simeq 6.5A$  et  $\iota_{q1} \simeq 7.4A$ . La vitesse et les flux rotoriques selon  $(d, q)$  demeurent fixes en poursuivant leurs consignes.

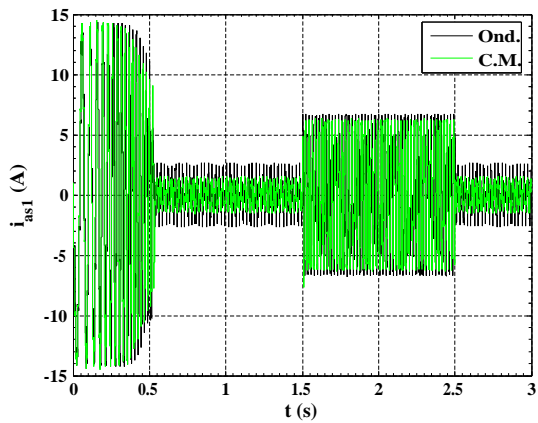
On constate que les évolutions sont à peu près identiques à l'égard des deux types d'alimentations (onduleurs MLI et convertisseurs matriciels) concernant la vitesse et les deux composantes du flux rotorique. Néanmoins, les allures du couple électromagnétique, du courant statorique  $\iota_{as1}$  et du courant quadratique  $\iota_{q1}$ , montrent que les ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les convertisseurs statiques, sont plus importantes dans le cas d'alimentation par les onduleurs MLI (où  $m = 21$ ) qu'avec les C.M.



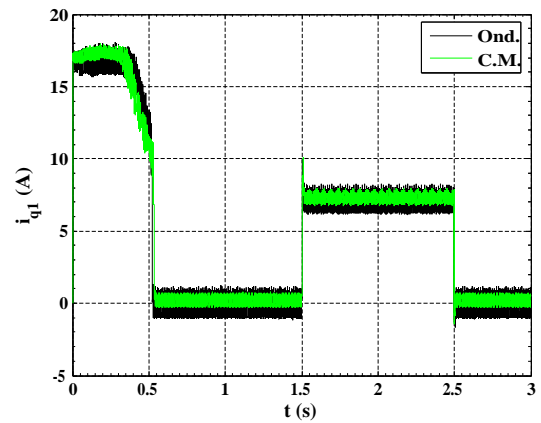
(a) Vitesse  $N(tr/min)$



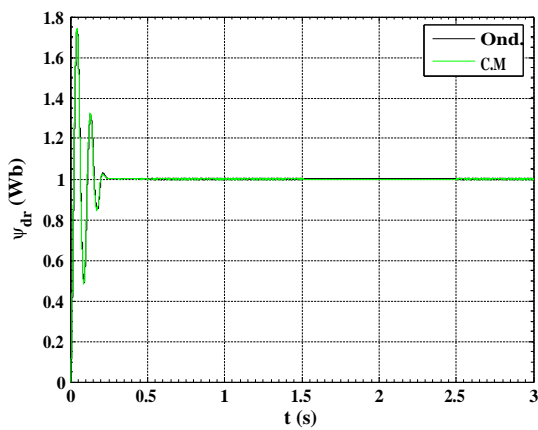
(b) Couple électromagnétique  $C_{em}(N.m)$



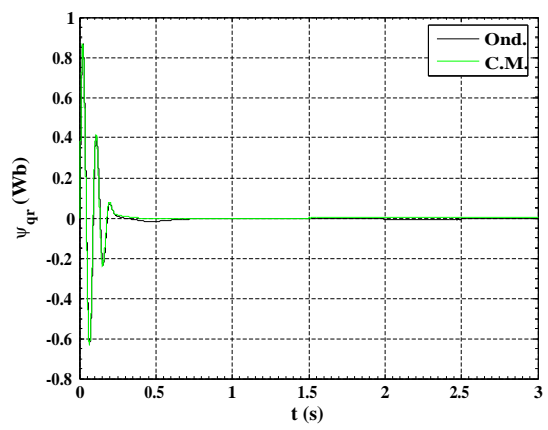
(c) Courant statorique  $i_{as1}(A)$



(d) Courant statorique quadratique  $i_{q1}(A)$



(e) Flux rotorique direct  $\psi_{dr}(Wb)$



(f) Flux rotorique quadratique  $\psi_{qr}(Wb)$

FIG. 3.10 – Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application de la charges  $C_r = 14N.m$  entre l'intervalle de temps  $t = [1.5, 2.5]s$  pour les deux cas d'alimentations

## Tests de robustesse

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

### • Premier test

La figure 3.11 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 2500 à  $-2500 \text{ tr}/mn$  à partir de  $t = 1.5s$  dans les deux cas d'alimentations. Cette figure montre clairement que :

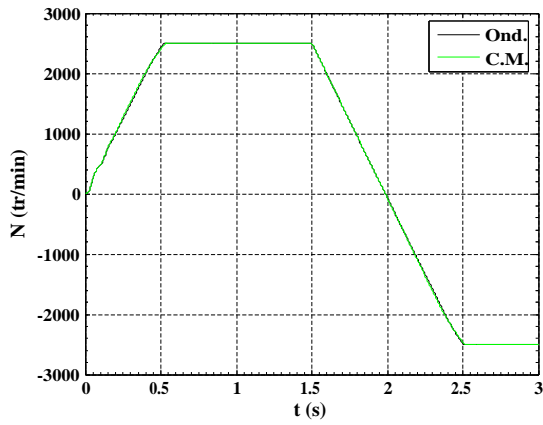
Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de  $t = 0s$  à  $1.5s$ ), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure 3.10).

Au delà de  $t = 1.5s$ , la vitesse (figure 3.11(a)) 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  $i_{as1}(A)$  (figure 3.11(c)) 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 (figure 3.11(b)) atteint approximativement  $-34.5N.m$  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  $i_{q1}(A)$  (figure 3.11(d)) progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique ; les courbes des flux rotoriques (figures 3.11(e) et 3.11(f)) observent une légère variation pendant l'inversion de la vitesse.

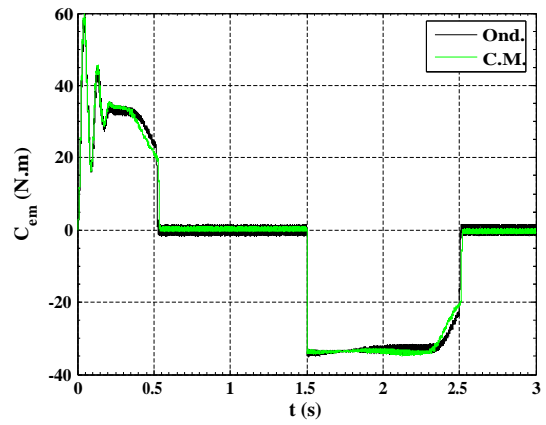
### • Second test

La figure 3.12 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 50% à partir de  $t = 1.5s$ , avec l'application de la charge  $C_r = 14N.m$  entre  $t = [1.5, 2.5]s$  pour les deux types d'alimentations. Ces dernières montrent :

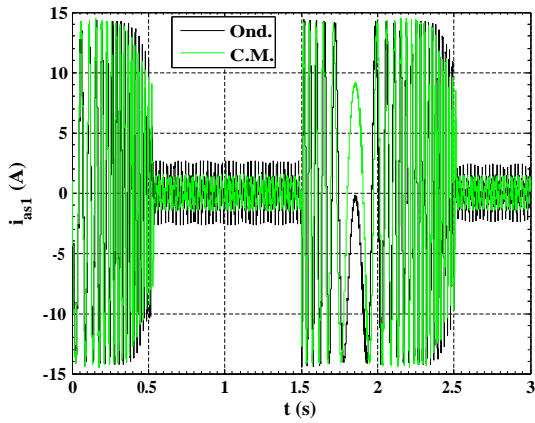
Premièrement, une légère diminution de la vitesse (0.16% par rapport à la vitesse de consigne) au moment de l'insertion de la charge  $C_r = 14N.m$  et de l'augmentation de la résistance rotorique à  $t = 1.5s$  qui se stabilise après  $0.01s$  (figure 3.12(b)). Deuxièmement, la stabilité de l'évolution du courant statorique ( $i_{as1}(A)$ ) (figure 3.12(d)) et du couple électromagnétique ( $C_{em}(N.m)$ ) (figure 3.12(c)). Finalement, une légère perturbation est observée par les flux rotoriques (figures 3.12(e) et 3.12(f)), 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  $t = 2.5s$  ils reprennent leurs progressions selon leurs consignes sans perturbation.



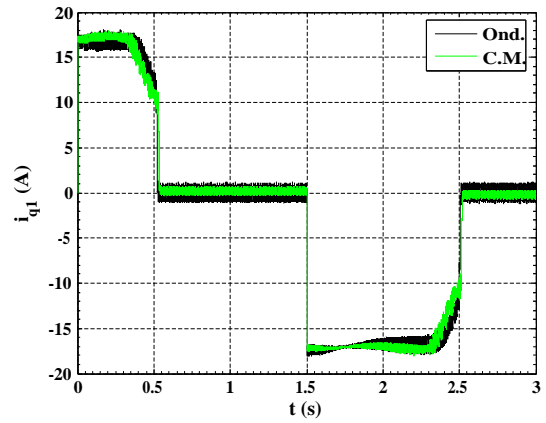
(a) Vitesse  $N(tr/min)$



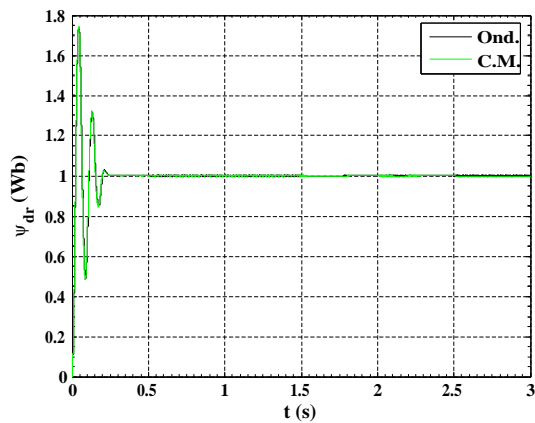
(b) Couple électromagnétique  $C_{em}(N.m)$



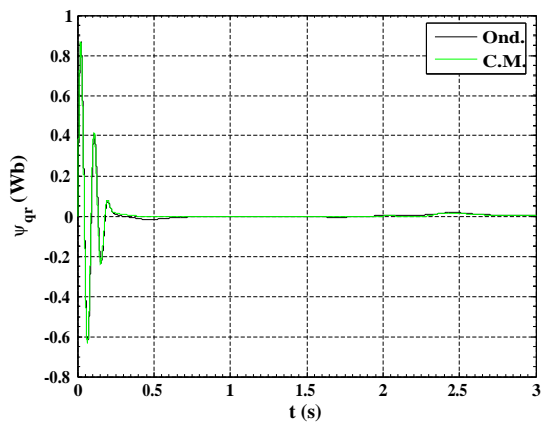
(c) Courant statorique  $i_{as1}(A)$



(d) Courant statorique quadratique  $i_{q1}(A)$

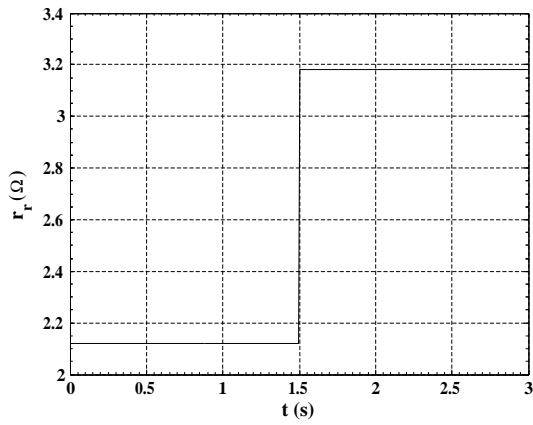


(e) Flux rotorique direct  $\psi_{dr}(Wb)$

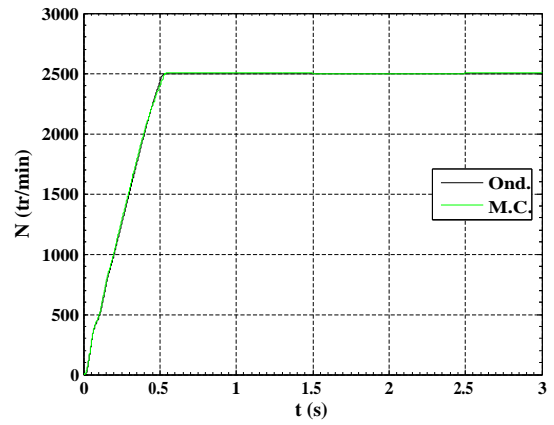


(f) Flux rotorique quadratique  $\psi_{qr}(Wb)$

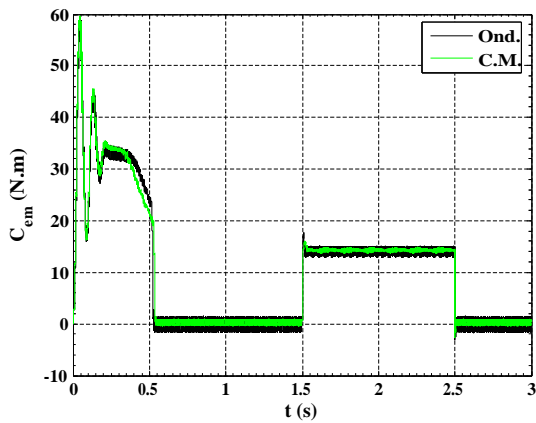
FIG. 3.11 – Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 2500 à -2500 tr/mn à partir de  $t = 1.5s$  dans les deux cas d'alimentations



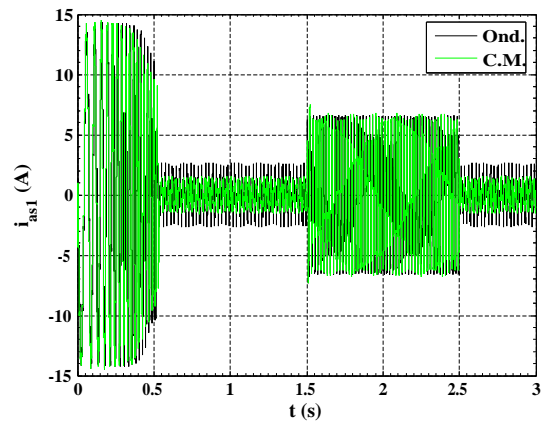
(a) Résistance rotorique  $r_r(\Omega)$



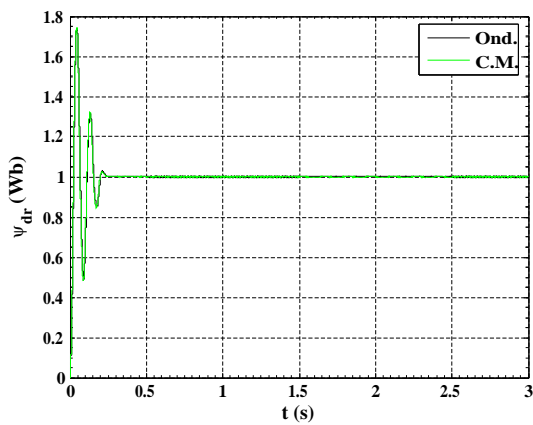
(b) Vitesse  $N(tr/min)$



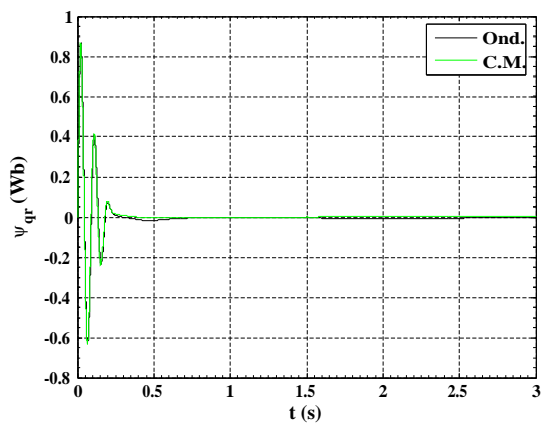
(c) Couple électromagnétique  $C_{em}(N.m)$



(d) Courant statorique  $i_{as1}(A)$



(e) Flux rotorique direct  $\psi_{dr}(Wb)$



(f) Flux rotorique quadratique  $\psi_{qr}(Wb)$

FIG. 3.12 – 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 50% à partir de  $t = 1.5s$ , avec l'application de la charge  $C_r = 14N.m$  entre  $t = [1.5, 2.5]s$  pour les deux alimentations



## 3.6 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur le moteur asynchrone double étoile, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous avons ensuite abordé la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur le moteur alimenté d'une part par deux onduleurs MLI et de l'autre part par deux convertisseurs matriciels, et enfin des résultats de simulation ont été présentés et commentés.

La régulation de la vitesse par le mode de glissement, quelles soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont rapides à vide et robustes lors de la variation de la charge. Les tests effectués par l'inversion de la vitesse et par la variation de la résistance en pleine charge sur le moteur, ont montré clairement que le système est insensible au premier test et d'une sensibilité négligeable 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 les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse rapide et sans dépassement, et ils accordent aussi une bonne poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

En termes des ondulations dues aux harmoniques délivrés par les convertisseurs statiques, elles sont plus importantes dans le cas d'alimentations par les onduleurs MLI (rappelant que l'indice de modulation ( $m$ ) est pris égal à 21) qu'avec les convertisseurs matriciels. Toutefois, d'autres facteurs (techniques et économiques) plaident encore pour les onduleurs; les convertisseurs matriciels sont peu connus, ne sont encore que très peu commercialisés et restent toujours d'un intérêt beaucoup plus académique.

La commande par mode de glissement associée à l'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement génératrice, intégrée dans un système éolien, fera l'objet du chapitre suivant.

## Chapitre 4

*Commande par mode de  
glissement de la génératrice  
asynchrone double étoile intégrée  
dans un système éolien*

## Chapitre 4

# Commande par mode de glissement de la génératrice asynchrone double étoile intégrée dans un système éolien

### 4.1 Introduction

La génératrice asynchrone double étoile peut fonctionner à vitesse variable grâce à l'emploi des convertisseurs de puissance, et peut générer une production de puissance électrique sur une vaste gamme de vitesse du vent. Néanmoins, ces convertisseurs doivent être bien commandés afin de pouvoir transiter la totalité de la puissance générée par la machine, car ils peuvent être des générateurs de perturbations harmoniques importantes. Ce qui justifie l'utilisation de l'une des techniques de commande connue par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité, qui est nommée commande par mode de glissement, tout en l'associant à la commande vectorielle à flux rotorique orienté, qu'on a déjà vu au chapitre précédent en fonctionnement moteur. Cependant, en fonctionnement génératrice intégrée dans un système éolien connecté au réseau électrique, le contrôle de la liaison au réseau se fera à base des régulateurs PI.

Après la description du système étudié, la modélisation et la commande du système éolien, la modélisation et le contrôle de la liaison au réseau, les performances de ce système seront présentées et commentées après visualisation et illustration des résultats de simulation.

## 4.2 Description du système étudié

Le système étudié est connecté au réseau, considéré puissant et se compose d'un aérogénérateur basé sur la machine asynchrone double étoile, de trois convertisseurs de puissance (deux redresseurs et un onduleur de tension qui sont à deux niveaux et contrôlés en MLI), du bus continu, du filtre d'entrée et du transformateur. Le schéma global du système est représenté par la figure 4.1.

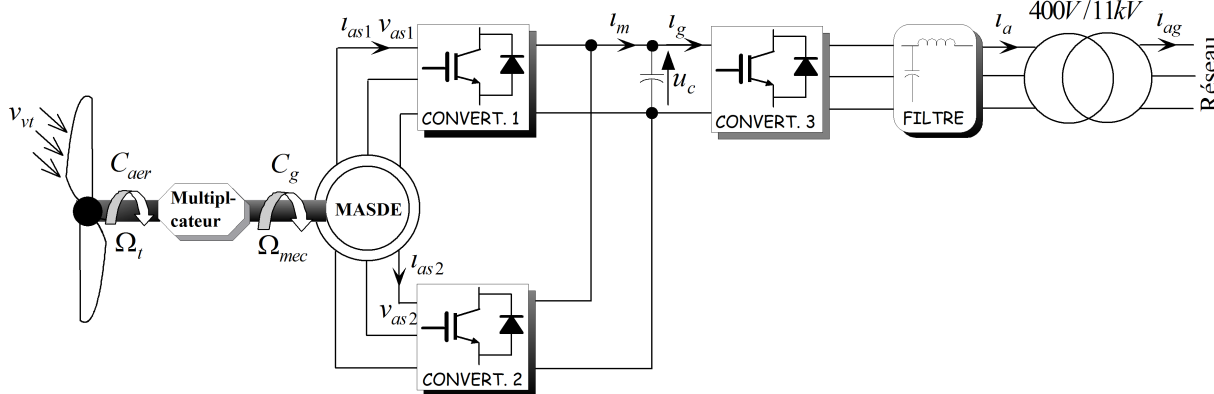


FIG. 4.1 – Représentation schématique du système étudié

## 4.3 Modélisation du système éolien

### 4.3.1 Zones de fonctionnement du système éolien

La puissance maximale qui peut être produite (captée) par une éolienne est sa puissance nominale. La vitesse du vent pour laquelle la puissance nominale de l'éolienne est atteinte est appelée vitesse nominale du vent  $v_{vtn}$ , au-dessus de celle-ci, la production de la puissance reste constante quelque soit la vitesse du vent jusqu'à atteindre une vitesse maximale, appelée vitesse maximale de fonctionnement  $v_{vtmax}$  à laquelle l'éolienne est stoppé (par l'orientation des pales) afin de protéger ses parties mécanique des effets néfastes des grandes vitesses du vent. La vitesse du vent la plus basse à laquelle une éolienne fonctionnera est connue comme la vitesse de seuil  $v_{vts}$ . Entre  $v_{vts}$  et  $v_{vtn}$ , la production de la puissance varie avec la vitesse du vent. Tout cela est illustré par la figure 4.2. Les différentes zones sont :

- Zone I:  $v_{vt} < v_{vts} \Rightarrow P_{aer} = 0$  le système est en arrêt ;
- Zone II:  $v_{vts} \leq v_{vt} < v_{vtn}$  c'est la zone de l'extraction de la puissance maximale du vent (MPPT) ;

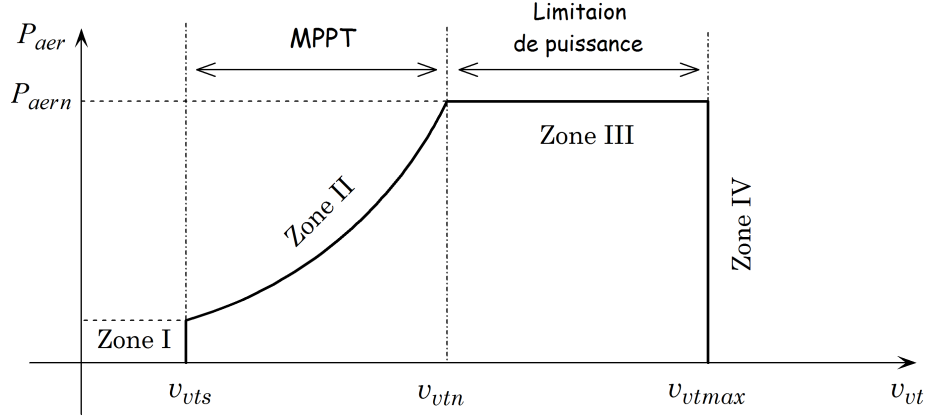


FIG. 4.2 – Zones de fonctionnement du système éolien

- Zone III :  $v_{vtn} \leq v_{vt} < v_{vtmax} \Rightarrow P_{aer} = P_{aern}$  il s'agit de la zone de limitation de puissance ;
- Zone IV :  $v_{vt} \geq v_{vtmax} \Rightarrow P_{aer} = 0$  le système est stoppé.

### 4.3.2 Modélisation de la turbine et du multiplicateur

Un aérogénérateur est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur l'arbre de transmission, et puis par l'intermédiaire du multiplicateur de vitesse  $G$  qui permet à la fois de diminuer le couple et d'augmenter la vitesse de rotation en énergie mécanique disponible sur l'arbre de rotation de la génératrice électrique, qui à son tour transforme cette énergie mécanique en énergie électrique.

La puissance du vent ou puissance éolienne captée par les pales est exprimée par la relation suivante [LAH10A] :

$$P_{vt} = \frac{1}{2} \rho S v_{vt}^3 \quad (4.1)$$

Avec,  $\rho$  est la densité de l'air qui est égale à  $1.225 \text{ kg.m}^3$ .

La puissance du vent disponible n'est en réalité jamais totalement captée par les pales, d'où la puissance aérodynamique est toujours inférieure à celle du vent ; dans le cas où l'angle de calage de pales est nul ( $\beta = 0$ ), la puissance aérodynamique en fonction de la puissance du vent captée est obtenue selon le coefficient de puissance de l'éolienne, telle que [BEL08] :

$$P_{aer} = C_p(\lambda) P_{vt} = \frac{1}{2} C_p(\lambda) \rho S v_{vt}^3 \quad (4.2)$$

Le coefficient de puissance ( $C_p$ ) représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. Il dépend de la caractéristique de la turbine [ELA04]. Pour les éoliennes actuelles,

on atteint des valeurs de 0.45 à 0.5. La figure 4.3 représente la variation du coefficient ( $C_p$ ) en fonction du rapport de vitesse ( $\lambda$ ) pour un angle de calage des pales nul.

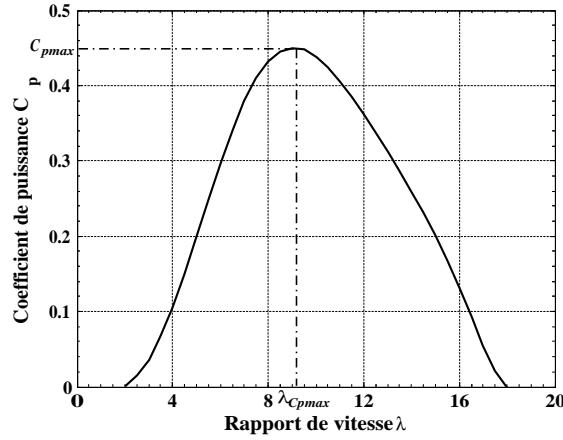


FIG. 4.3 – Coefficient de puissance ( $C_p$ ) en fonction du rapport de vitesse ( $\lambda$ )

Le rapport de vitesse est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire des pales et la vitesse du vent [BAT00], [LAH10B] :

$$\lambda = \frac{R\Omega_t}{v_{vt}} \quad (4.3)$$

L'expression du couple aérodynamique est donnée par :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_t} = \frac{1}{2} C_p(\lambda) \rho S v_{vt}^3 \frac{1}{\Omega_t} \quad (4.4)$$

La vitesse mécanique de la GASDE est liée à la vitesse de la turbine par le gain du multiplicateur exprimée mathématiquement par la relation suivante [GHE10], [AOU09] :

$$\Omega_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (4.5)$$

De même pour les couples (sur l'arbre lent  $C_{aer}$  et sur l'arbre rapide  $C_g$ ) qui sont reliés entre eux par le gain du multiplicateur comme l'indique la formule mathématique suivante :

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \quad (4.6)$$

Les masses des différents éléments de la turbine sont représentées par l'inertie  $J_{turb}$ . Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale  $J_t$  constituée de l'inertie de la turbine ramenée sur l'axe rapide et celle de la génératrice  $J_g$ , et on suppose que le multiplicateur de vitesse est idéal. L'inertie totale  $J_t$  est donnée par l'expression suivante :

$$J_t = \frac{J_{turb}}{G^2} + J_g \quad (4.7)$$

L'équation fondamentale de la dynamique permet d'établir l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total  $C_{mec}$  appliqué au rotor :

$$J_t \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \sum C = C_{mec} \quad (4.8)$$

Le couple mécanique prend en compte, le couple électromagnétique  $C_{em}$  produit par la génératrice, le couple des frottements visqueux  $C_{visq}$ , et du couple issu du multiplicateur  $C_g$ , tel que :

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{visq} \quad (4.9)$$

Le couple dû aux frottements visqueux est donné par la relation suivante :

$$C_{visq} = f_v \Omega_{mec} \quad (4.10)$$

La représentation schématique du modèle de la turbine correspondant aux équations mathématiques précédentes est illustrée par la figure 4.4.

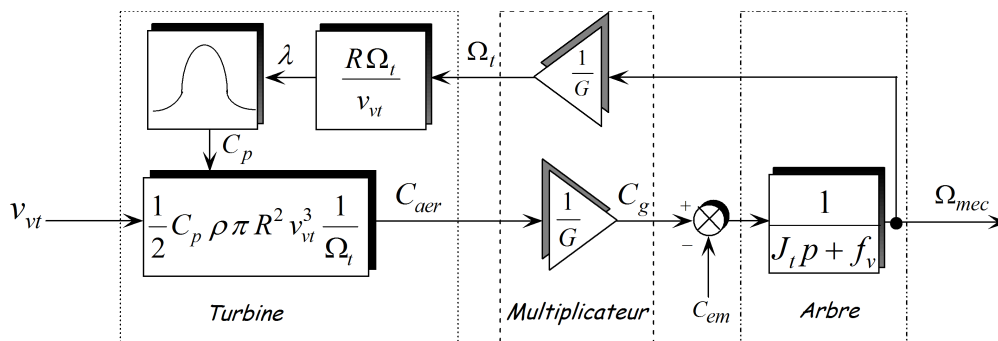


FIG. 4.4 – Représentation schématique du modèle de la turbine

### 4.3.3 Commande du générateur éolien

Pour contrôler la puissance électrique de la génératrice ( $P_{ge}$ ), il suffit de contrôler le couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) par régulation des courants statoriques et de connaître la vitesse de rotation de l'arbre. La vitesse de la turbine ( $\Omega_t$ ) est limitée par l'orientation des pales. Le couple électromagnétique de référence ( $C_{em}^*$ ) peut être élaboré de deux manières différentes : l'une pour un fonctionnement au maximum de puissance (zone II, voir la figure 4.2), visant à améliorer le rendement aérodynamique de la turbine afin d'extraire le maximum d'énergie, et l'autre pour un fonctionnement à puissance limitée (zone III, voir la figure 4.2) qui est de toutes façons utilisé pour limiter la puissance de la génératrice à sa valeur nominale. Le mécanisme d'orientation des pales est activé à partir de la vitesse

nominale de la machine électrique. C'est en réduisant le couple de la turbine ( $C_{aer}$ ) par variation de l'angle de calage que la vitesse de l'arbre est limitée. La limitation en puissance se fait donc naturellement par décroissance du couple électromagnétique qui devient alors inversement proportionnel à la vitesse de l'arbre. Il est alors possible, avec cette stratégie de commande, d'extraire n'importe quelle puissance tant que le vent le permet. Dans le cas contraire, il faudra extraire le maximum de la puissance éolienne afin d'obtenir la valeur maximum du coefficient de puissance ( $C_{pmax}$ ). Pour un fonctionnement au maximum de la puissance, le couple électromagnétique de référence doit être proportionnel au carré de la vitesse mécanique de l'arbre :

$$C_{em}^* = \frac{1}{2} \frac{C_{pmax}}{\lambda_{Cpmax}^3} \frac{\rho \pi R^5}{G^3} \Omega_{mec}^2 = k \Omega_{mec}^2 \quad (4.11)$$

Avec :

$$k = \frac{1}{2} \frac{C_{pmax}}{\lambda_{Cpmax}^3} \frac{\rho \pi R^5}{G^3}$$

et  $\lambda_{Cpmax}$  est la valeur du rapport de vitesse pour laquelle le coefficient de puissance ( $C_p$ ) est maximal (voir la figure 4.3).

Le tableau 4.1 illustre la stratégie de commande à puissance de référence désirée.

Condition	$P_{ge}^* \leq k \Omega_{mec}^3$	$P_{ge}^* > k \Omega_{mec}^3$
$C_{em}^*$	$P_{ge}^* / \Omega_{mec}$	$k \Omega_{mec}^2$

TAB. 4.1 – Stratégie de commande à puissance de référence désirée

La puissance maximale est calculée en permanence ( $k \Omega_{mec}^3$ ) est comparée avec la puissance de référence ( $P_{ge}^*$ ) ( $0 \leq P_{ge}^* \leq P_n$ ). Ainsi, si la puissance de référence est inférieure à la puissance maximale récupérable, alors cela veut dire que l'éolienne est capable de générer ce que l'on demande et elle fournira  $P_{ge}^*$ . A l'inverse, si la puissance de référence est supérieure à la puissance maximale récupérable, cela veut dire que l'éolienne ne peut pas générer cette puissance et la commande bascule alors sur le fonctionnement à puissance maximale, c'est-à-dire que la génératrice débitera le maximum de puissance qui peut être extrait du vent. Le générateur éolien est alors commandable en puissance aux pertes près et à condition que le vent le permet [DAV07].

Le schéma bloc de la commande par mode de glissement du générateur éolien basé sur la GASDE est représenté sur la figure 4.5.

Le modèle de la MASDE est celui donné au chapitre 2. Les convertisseurs (1 et 2) sont utilisés en mode redresseurs, mais la modélisation reste la même que celle d'onduleurs vue



au chapitre 2. Le bloc FOC(MG) a été représenté par la figure 3.9 (voir chapitre 3). Les différentes expressions des parties de commandes équivalentes et non linéaires des diverses surfaces de régulations restent inchangées, sauf pour la formule de commande équivalente  $\iota_{qeq}$  de la surface de régulation de la vitesse donnée par l'équation 3.41 (la différence est au niveau des notations), qui s'exprime dans ce cas comme suit :

$$\iota_{qeq} = \frac{J_t L_r + L_m}{P^2} \frac{L_m}{L_m \psi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{f_v}{J_t} \omega_r + \frac{P}{J_t} C_g \right] \quad (4.12)$$

Où  $C_g \simeq C_{em}^*$ .

Le flux  $\psi_r$  est estimé à partir de l'équation suivante :

$$\psi_r = \frac{L_m}{L_m + L_r} \left( \frac{1}{\frac{L_m + L_r}{R_r} p + 1} \right) (\iota_{d1} + \iota_{d2}) \quad (4.13)$$

Les expressions des puissances actives et réactives statoriques de la MASDE selon les axes  $d, q$  s'écrivent :

– Pour la première étoile :

$$\begin{cases} P_1 = v_{d1} \iota_{d1} + v_{q1} \iota_{q1} \\ Q_1 = v_{q1} \iota_{d1} - v_{d1} \iota_{q1} \end{cases} \quad (4.14)$$

– Pour la deuxième étoile :

$$\begin{cases} P_2 = v_{d2} \iota_{d2} + v_{q2} \iota_{q2} \\ Q_2 = v_{q2} \iota_{d2} - v_{d2} \iota_{q2} \end{cases} \quad (4.15)$$

– Puissances statoriques totales :

$$\begin{cases} P_s = P_1 + P_2 \\ Q_s = Q_1 + Q_2 \end{cases} \quad (4.16)$$

## 4.4 Modélisation et contrôle de la liaison au réseau

### 4.4.1 Modélisation du bus continu

La modélisation mathématique du bus continu du système étudié se met sous la forme suivante :

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C} \iota_c \quad (4.17)$$

Le courant capacitif  $\iota_c$  s'exprime en fonction des deux courants issus des convertisseurs comme suit :

$$\iota_c = \iota_m - \iota_g \quad (4.18)$$

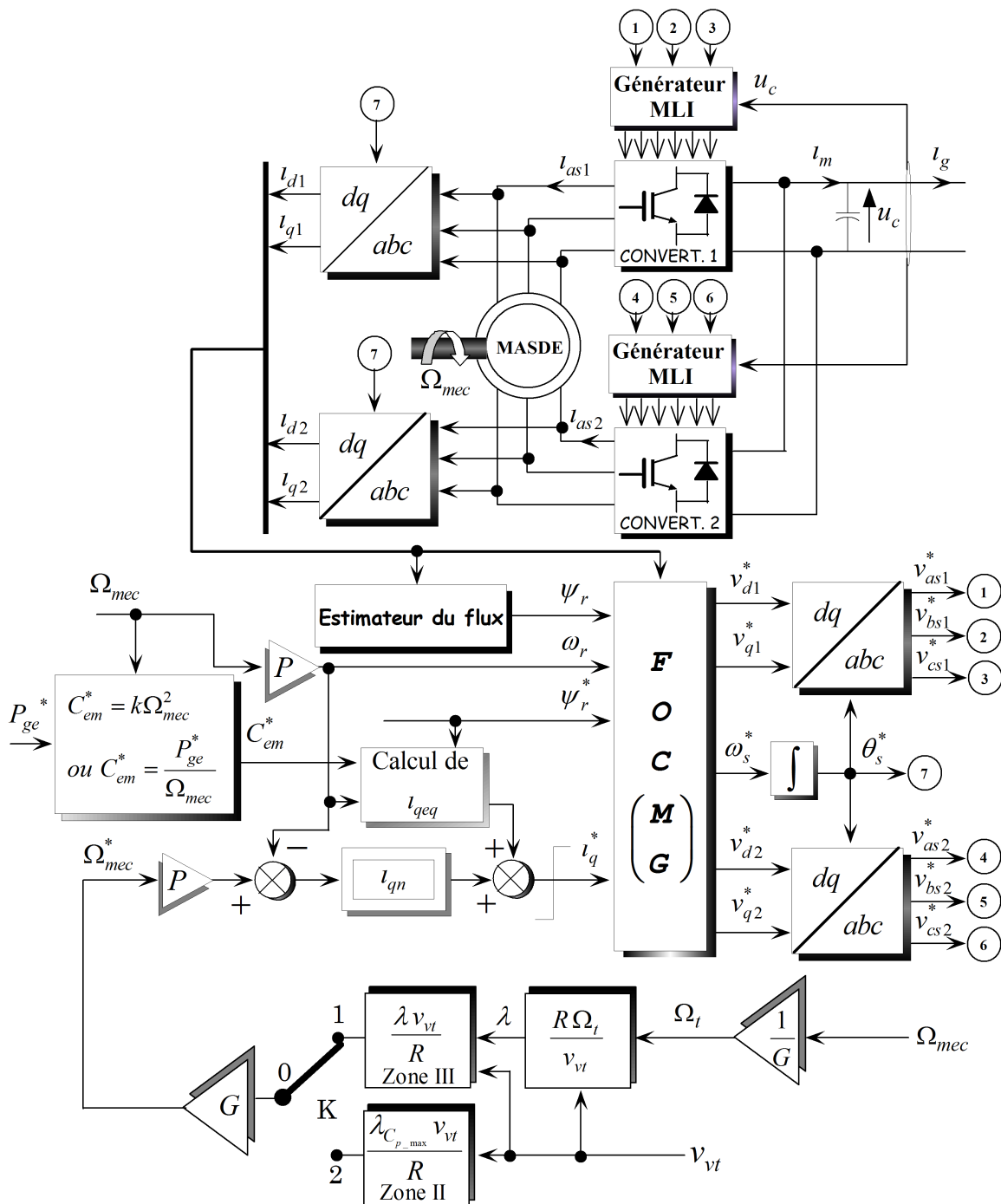


FIG. 4.5 – Représentation schématique du principe de la commande par mode de glissement du générateur éolien basé sur la GASDE

En substituant (4.18) dans (4.17), on aura :

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C}(i_m - i_g) \tag{4.19}$$

### 4.4.2 Calcul de la tension du bus continu

La tension du bus continu ( $u_c$ ) est liée à la tension simple efficace du réseau ( $v_{eff}$ ) par la relation (4.20), dont les démonstrations sont données par [ELA04] et [DAV07] :

$$u_c = \gamma v_{eff} 2\sqrt{2} \quad (4.20)$$

Où  $\gamma$  est le paramètre de dimensionnement du bus continu, qu'on prend dans notre cas égal à 1.

### 4.4.3 Modélisation du filtre

Le schéma électrique d'une phase du filtre ( $R_f, L_f$ ) est donné par la figure 4.6.

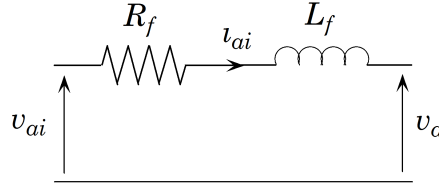


FIG. 4.6 – Représentation schématique d'une phase du filtre

L'expression de la tension à l'entrée du filtre de la première phase est :

$$v_{ai} = v_a + R_f i_{ai} + L_f \frac{di_{ai}}{dt} \quad (4.21)$$

De même pour les deux autres phases, on aura :

$$v_{bi} = v_b + R_f i_{bi} + L_f \frac{di_{bi}}{dt} \quad (4.22)$$

$$v_{ci} = v_c + R_f i_{ci} + L_f \frac{di_{ci}}{dt} \quad (4.23)$$

Les tensions  $v_a, v_b$  et  $v_c$  sont celles du réseau côté basse tension, telles que :

$$\begin{cases} v_a = V_m \sin(\omega_s t) \\ v_b = V_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c = V_m \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.24)$$

Avec  $V_m = \sqrt{2}v_{eff}$  et  $\omega_s = 2\pi f_s$ .

En appliquant la transformation de Park aux équations (4.21) - (4.23), on trouve :

$$v_{id} = v_d + R_f i_{id} + L_f \frac{di_{id}}{dt} - \omega_s L_f i_{iq} \quad (4.25)$$

$$v_{iq} = v_q + R_f i_{iq} + L_f \frac{di_{iq}}{dt} + \omega_s L_f i_{id} \quad (4.26)$$

Les équations (4.25) et (4.26) présentent un couplage entre les deux axes  $(d, q)$ , où les termes des tensions de couplage sont :

$$\begin{cases} e_q = \omega_s L_f i_{iq} \\ e_d = \omega_s L_f i_{id} \end{cases} \quad (4.27)$$

En posant comme équations différentielles :

$$v_{fd} = R_f i_{id} + L_f \frac{di_{id}}{dt} \quad (4.28)$$

$$v_{fq} = R_f i_{iq} + L_f \frac{di_{iq}}{dt} \quad (4.29)$$

Qui s'expriment aussi sous la forme suivante :

$$v_{fd} = v_{id} - v_d + e_q \quad (4.30)$$

$$v_{fq} = v_{iq} - v_q - e_d \quad (4.31)$$

#### 4.4.4 Contrôle de la liaison au réseau

Le schéma bloc représentatif du principe du contrôle de la liaison au réseau est illustré par la figure 4.7.

##### Contrôle du convertisseur et régulation des courants envoyés au réseau

La topologie du convertisseur MLI 3 permet de générer et également d'appeler un courant provenant du réseau. Son objectif est de maintenir la tension du bus continu constante quel que soit l'amplitude et le sens de transition de la puissance. Ce dernier est commandé de manière à contrôler les courants transités par le filtre  $(R_f, L_f)$ . Un contrôle vectoriel dans le repère de Park est réalisé en utilisant un repère synchronisé avec les tensions du réseau côté basse tension.

A partir de la mesure de la tension du bus continu, le convertisseur est commandé de façon à imposer des références aux tensions simples  $(v_{md}, v_{mq})$ . Par réglage de ces dernières de référence, les composantes de Park des courants  $(i_{id}, i_{iq})$  sont régulés par des correcteurs PI avec compensation (voir Annexe B), tel que :

$$v_{md}^* = v_d^* + v_d - \omega_s L_f i_{iq} \quad (4.32)$$

$$v_{mq}^* = v_q^* + v_q + \omega_s L_f i_{id} \quad (4.33)$$

Avec :

$$v_d^* = \text{PI}(i_{id}^* - i_{id}) \quad (4.34)$$

$$v_q^* = \text{PI}(i_{iq}^* - i_{iq}) \quad (4.35)$$

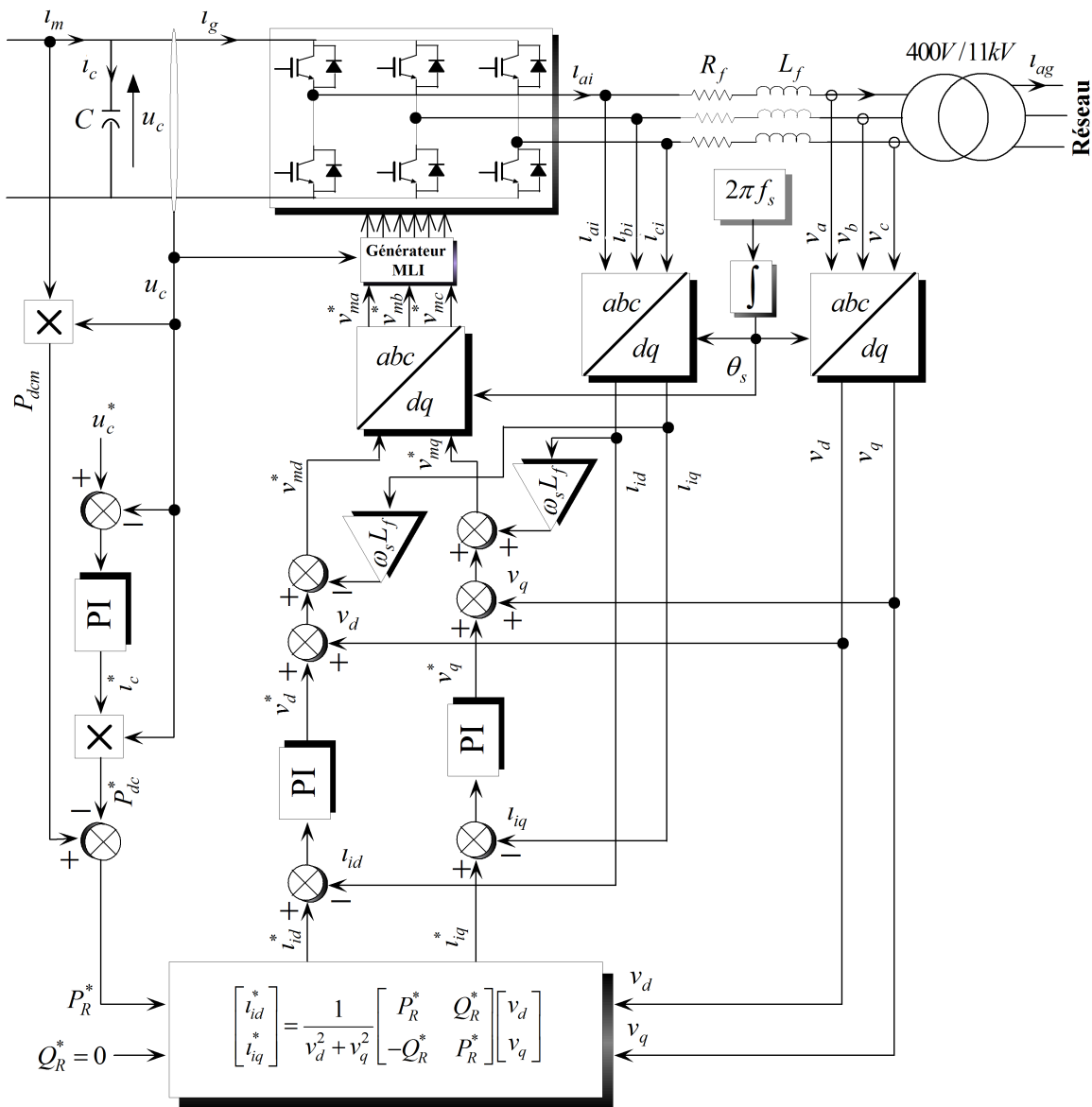


FIG. 4.7 – Représentation schématique du principe du contrôle de la liaison au réseau

### Régulation des puissances et du bus continu

Les puissances active et réactive transitées ont la forme suivante :

$$P_R = v_d i_{id} + v_q i_{iq} \tag{4.36}$$

$$Q_R = v_q i_{id} - v_d i_{iq} \tag{4.37}$$

Par inversion des relations (4.36) et (4.37), il est alors possible d'imposer des références pour la puissance active  $P_R^*$  et la puissance réactive  $Q_R^*$  en imposant les courants des

références suivants :

$$v_{id}^* = \frac{P_R^* v_d + Q_R^* v_q}{v_d^2 + v_q^2} \quad (4.38)$$

$$v_{iq}^* = \frac{P_R^* v_q - Q_R^* v_d}{v_d^2 + v_q^2} \quad (4.39)$$

En mettant les équations (4.38) et (4.39) sous forme matricielle, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{id}^* \\ v_{iq}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_d^2 + v_q^2} \begin{bmatrix} P_R^* & Q_R^* \\ -Q_R^* & P_R^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

La puissance fournie par un aérogénérateur est variable à cause du caractère transitoire du vent. La puissance réactive de référence mise en jeu par l'aérogénérateur, afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire coté réseau, est maintenue nulle ( $Q_R^* = 0$ ) et la puissance active de référence injectée au réseau est définie comme suit :

$$P_R^* = u_c (i_m - i_c^*) = P_{dcm} - P_{dc}^* \quad (4.41)$$

Il est à noter que les pertes dans les différentes parties du système (convertisseur, filtre et condensateur) sont négligeables devant la puissance transitée. La puissance stockée dans le condensateur s'exprime par [ELA04] :

$$P_{dc} = u_c i_c \quad (4.42)$$

La référence de la puissance stockée dans le condensateur est donc rendue variable par modification de la référence du courant capacitif :

$$P_{dc}^* = u_c i_c^* \quad (4.43)$$

Où :

$$i_c^* = \text{PI}(u_c^* - u_c) \quad (4.44)$$

Le réglage du bus continu est réalisé par une boucle de régulation, permettant de maintenir la tension de ce dernier constante, à base d'un correcteur PI (voir Annexe C) générant la référence du courant capacitif ( $i_c^*$ ) à injecter dans le condensateur.

#### 4.4.5 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne, basée sur la génératrice asynchrone double étoile pilotée par le stator (dont les paramètres sont donnés en Annexe D), obtenus sous MATLAB/SIMULINK sont représentés et commentés dans cette

partie, où la puissance active de référence ( $P_{ge}^*$ ) de la GASDE est limitée à la valeur de  $-1.5MW$  (le signe négatif signifie une puissance générée), et pour maintenir le facteur de puissance unitaire la puissance réactive de référence est fixée à une valeur nulle  $Q_R^* = 0$ .

La vitesse mécanique de la GASDE et sa référence sont représentées par la figure 4.8. Il est à noter que le profil du vent est choisi aléatoirement, mais de façon à obtenir les différentes performances de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne, pour des vitesses inférieures et supérieures à la vitesse nominale tout en passant par celle-ci, afin de mettre en évidence les deux zones de fonctionnement de la chaîne (II et III). La vitesse mécanique  $\Omega_{mec}$  suit parfaitement sa référence  $\Omega_{mec}^*$ .

L'évolution de la puissance mécanique sur l'arbre de la GASDE (générée par la turbine et issue du multiplicateur) est illustrée par la figure 4.9. Cette dernière varie dans les phases de fonctionnement à des vitesses mécaniques inférieures à la vitesse nominale, et elle est limitée par le dispositif de limitation de puissance durant les phases de fonctionnement avec des vitesses supérieures à celle nominale.

L'allure du couple électromagnétique de référence issue de la stratégie de commande à puissance de référence désirée, et celle du couple électromagnétique de la GASDE sont illustrées par la figure 4.10. On remarque que le couple électromagnétique suit sa référence comme on constate aussi que l'augmentation de la vitesse de rotation dans la zone III, où la puissance est limitée, occasionne une diminution du couple électromagnétique afin de maintenir la puissance constante.

Les deux composantes du flux rotorique de la génératrice électrique selon les deux axes direct et quadratique sont données par la figure 4.11. La composante du flux rotorique directe ( $\psi_{dr}$ ) poursuit sa référence, et la composante du flux rotorique quadratique ( $\psi_{qr}$ ) est nulle, cela est dû au contrôle par orientation du flux rotorique réalisée conjointement avec la commande par mode de glissement.

La figure 4.12 montre l'évolution de la tension et du courant statoriques de la première phase correspondant à la première étoile, l'allure générale est donnée par la figure 4.12(a) et les évolutions du courant  $i_{as1}$  et de la tension  $v_{as1}$  sur  $0.06s$  sont représentées par la figure 4.12(b). Celles-ci dévoilent que la tension et le courant sont presque déphasés de  $180^\circ$ , c'est-à-dire de signe opposé, ce qui signifie que la puissance produite est de signe négatif (sens de transition de la puissance active de la machine vers le réseau).

Sur la figure 4.13 sont représentés les courants statoriques de la GASDE concernant la première phase de chaque étoile. Leurs évolutions sur tout le temps de simulation sont illustrées par la figure 4.13(a) et entre  $14$  et  $14.06s$  sont représentées par la figure 4.13(b). Ceux-ci sont de forme sinusoïdale, décalés l'un par rapport à l'autre de  $30^\circ$  électrique.

Ils présentent des fluctuations dus essentiellement aux harmoniques générés par les deux convertisseurs MLI (1 et 2). Ils subissent le même sort que le couple électromagnétique durant les phases de fonctionnement à puissance limitée (zone III), où la vitesse d'entraînement de la GASDE est supérieure à sa vitesse nominale.

L'allure du courant rotorique ( $i_{ar}$ ) obtenue est donnée par la figure 4.14. Celui-ci évolue de la même manière que les courants statoriques, néanmoins avec des fréquences différentes.

La figure 4.15 représente les allures des puissances statoriques active et réactive totales de la GASDE. La puissance active est de signe négatif, c'est-à-dire la GASDE génère cette puissance, et elle évolue de la même façon que pour la puissance mécanique (voir figure 4.9) tout en présentant des fluctuations. Par contre, la puissance réactive est de signe positif, ce qui veut dire que la machine absorbe cette énergie nécessaire pour sa magnétisation.

L'évolution de la tension du bus continu est donnée par la figure 4.16, où la tension de référence est égale à  $1.13kV$  et la valeur de la tension initiale est prise égale à  $u_{c0} = 1kV$ , ce qui est illustrée par la figure 4.16(a). Afin de mieux voir le comportement de la tension du bus continu, la figure 4.16(b) représente son évolution entre  $1.129$  et  $1.131kV$ . On remarque que la tension  $u_c$  est maintenue constante et poursuit parfaitement sa référence, tout en présentant des variations autour de cette dernière d'amplitudes négligeables.

Les allures de la tension et du courant à l'entrée du filtre (sortie du convertisseur MLI3) de la première phase sont données par la figure 4.17. Leurs évolutions durant le temps complet de simulation (zones II et III) sont représentées sur la figure 4.17(a). Leurs formes pendant  $0.06s$  correspondant à la zone de fonctionnement III (à puissance limitée) sont illustrées par la figure 4.17(b).

Les figures 4.18(a) et 4.18(b) représentent les allures de la tension et du courant côté réseau basse tension de la phase  $a$  (à l'entrée du transformateur) et pendant  $0.06s$ , respectivement (figure 4.18). L'amplitude et la fréquence de la tension sont imposées par le réseau  $400\sqrt{2}V$ ,  $50Hz$  et l'amplitude du courant injecté au réseau est imposée par la technique du contrôle de la liaison au réseau, à base de la régulation de la tension du bus continu et du contrôle du convertisseur MLI 3; la figure 4.18(b) montre que la tension et le courant sont en opposition de phase, ce qui veut dire que l'écoulement de puissance est de l'aérogénérateur vers le réseau.

La figure 4.19 illustre l'évolution des puissances active et réactive côté réseau. La puissance active injectée au réseau évolue de la même façon que pour la puissance mécanique. La puissance réactive varie légèrement autour de sa valeur de référence imposée nulle afin de maintenir le facteur de puissance côté réseau unitaire.



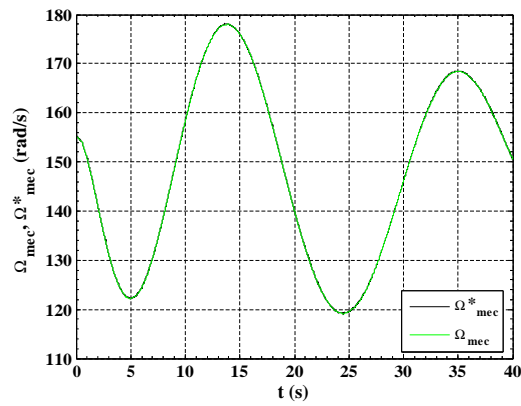


FIG. 4.8 – Vitesse mécanique de la GASDE et sa référence

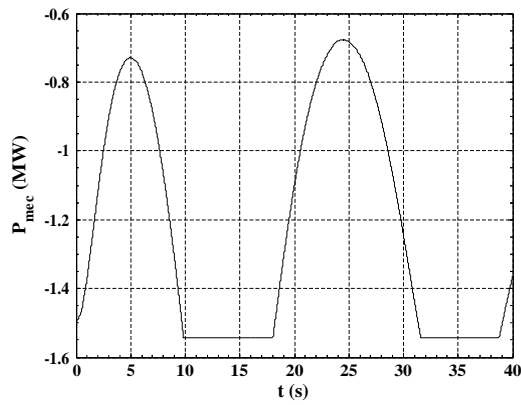


FIG. 4.9 – Puissance mécanique de la GASDE

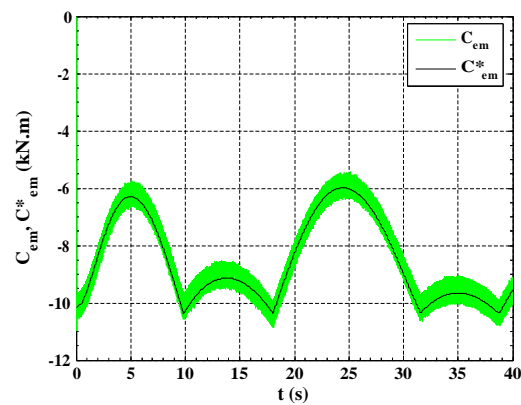


FIG. 4.10 – Couple électromagnétique de la GASDE et sa référence

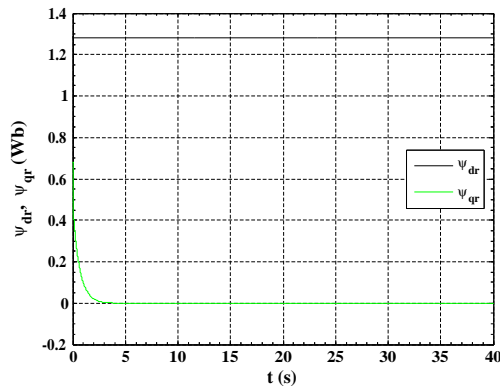
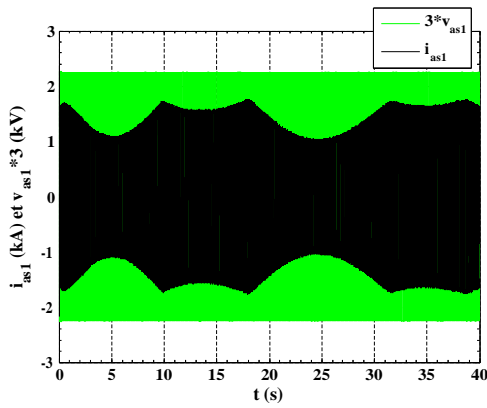
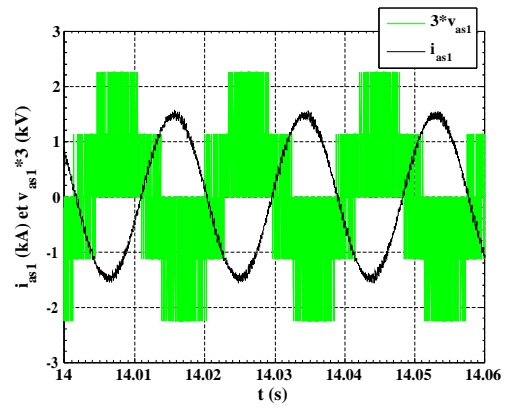


FIG. 4.11 – Flux rotoriques de la GASDE direct et quadratique

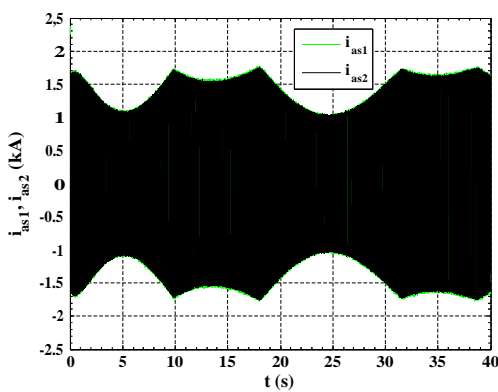


(a) Tension et courant statoriques

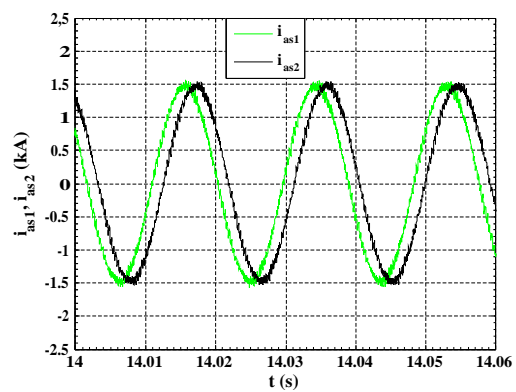


(b) Tension et courant statoriques sur 0.06s

FIG. 4.12 – Tension et courant statoriques de la GASDE (phase 1 étoile 1)



(a) Courants statoriques



(b) Courants statoriques sur 0.06s

FIG. 4.13 – Courants statoriques de la GASDE de la phase 1 de chaque étoile

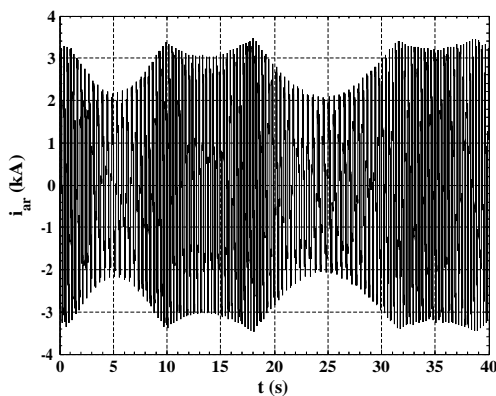


FIG. 4.14 – Courant rotorique de la GASDE

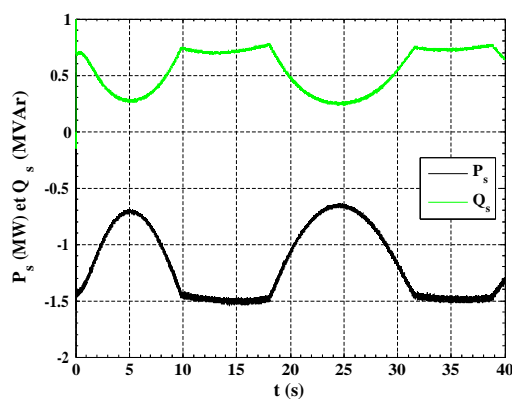
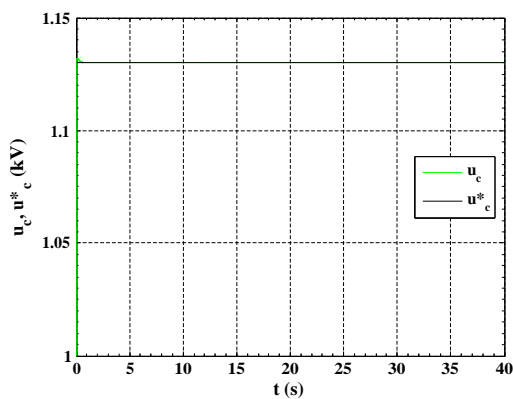
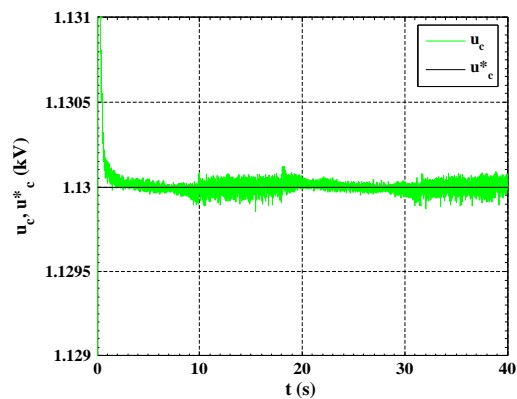


FIG. 4.15 – Puissances statoriques active et réactive de la GASDE

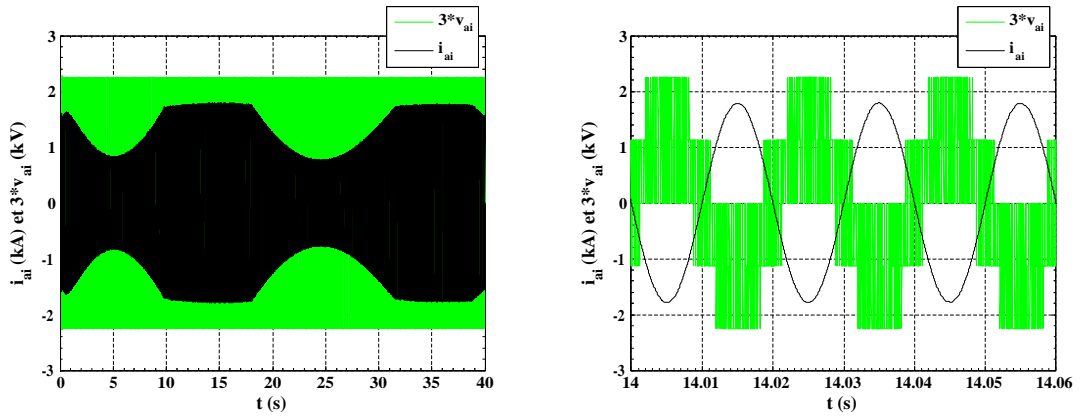


(a) Tension du bus continu avec  $u_{c0} = 1kV$



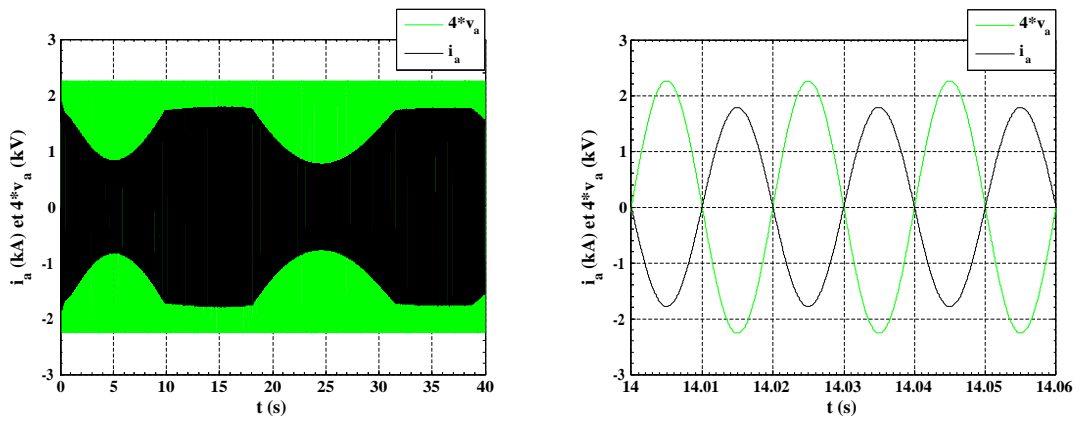
(b) Tension du bus entre 1.129 et 1.131kV

FIG. 4.16 – Tension du bus continu



(a) Tension et courant à l'entrée du filtre (b) Tension et courant avant le filtre sur 0.06s

FIG. 4.17 – Tension et courant avant le filtre à la sortie du convertisseur MLI 3



(a) Tension et courant côté réseau (b) Tension et courant côté réseau sur 0.06s

FIG. 4.18 – Tension et courant côté réseau basse tension

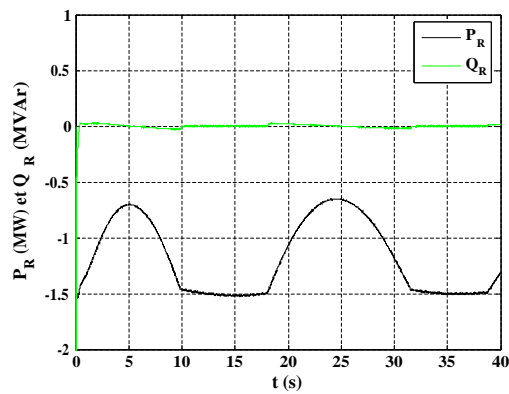


FIG. 4.19 – Puissances active et réactive côté réseau

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a modélisé et commandé la chaîne de conversion du système éolien, constitué d'une machine asynchrone double étoile pilotée par les deux étoiles statoriques par des convertisseurs contrôlés par MLI et reliés au réseau via un bus continu, un filtre et un transformateur.

La GASDE a été commandée par mode de glissement associée à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique ; le contrôle de la liaison au réseau avec la régulation du bus continu a été accompli par des régulateurs PI. Cela, afin de faire fonctionner l'éolienne de manière à extraire le maximum de puissance de l'énergie du vent dans les deux zones de fonctionnement possible de la chaîne de conversion d'énergie.

En termes de résultats obtenus, on peut confirmer que les performances de la commande par mode de glissement de la GASDE intégrée dans un système éolien relié au réseau sont satisfaisantes et la régulation des puissances transitées est acceptable.

Dans le chapitre suivant, un système de stockage d'énergie inertiel contrôlé en couple qui est basé sur la génératrice asynchrone à cage commandée par mode de glissement sera intégré, afin d'assurer un débit de puissance vers le réseau constant.

## Chapitre 5

### *Intégration du système de stockage d'énergie inertiel*

# Chapitre 5

## Intégration du système de stockage d'énergie inertiel

### 5.1 Introduction

Afin de pouvoir assurer des transits de puissances constantes, nous considérons que le système éolien basé sur la GASDE, vu au chapitre précédent, est combiné à un système de stockage d'énergie. Nous proposons alors un système inertiel de stockage d'énergie (SISE). En raison de l'utilisation des convertisseurs de puissance, le générateur et le système de stockage sont électriquement couplés par l'intermédiaire du bus continu.

Dans ce chapitre, le système de stockage inertiel d'énergie basé sur un volant d'inertie entraîné par une machine asynchrone intégré dans le système éolien sera décrit. L'énergie stockée sera contrôlée par un convertisseur de puissance, qui nous permettra de réaliser un contrôle en couple de la machine asynchrone par mode de glissement associé à l'orientation du flux rotorique.

La modélisation et la commande des différents organes du SISE seront présentées.

Enfin, des résultats de simulation seront présentés et commentés après visualisation et illustration.

La figure 5.1 montre le système de génération de l'énergie éolienne retenu.

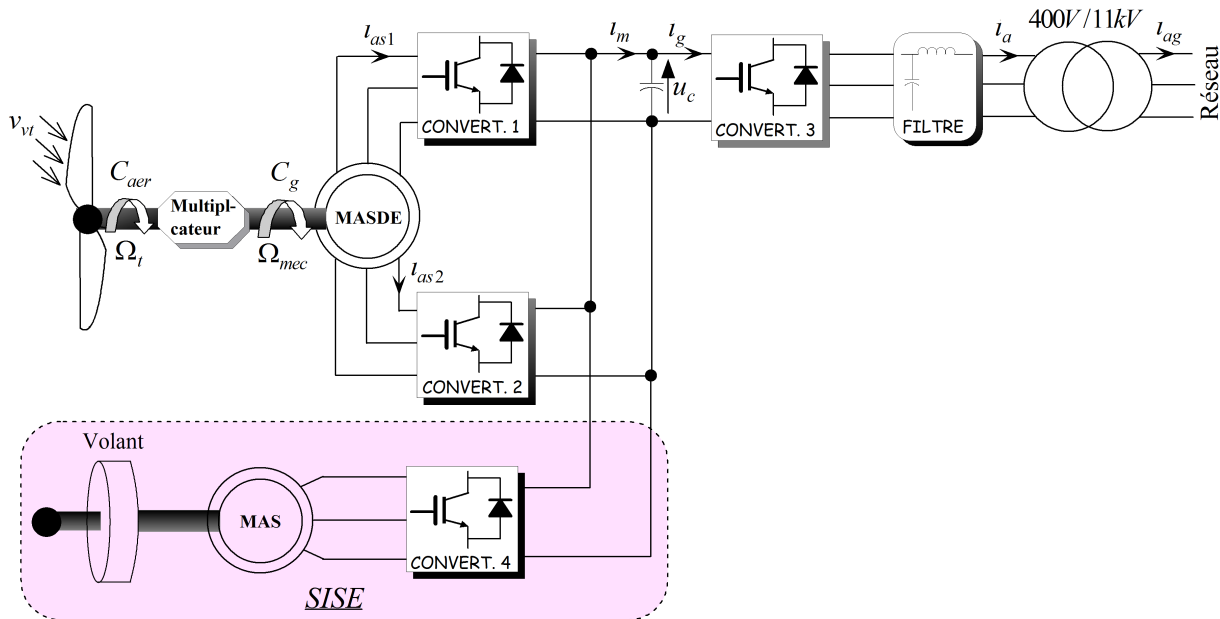


FIG. 5.1 – Représentation schématique du système de génération de l'énergie éolienne avec stockage

## 5.2 Modélisation du volant inertiel et équation dynamique de la machine électrique du SISE

### 5.2.1 Modélisation du volant inertiel

Le fonctionnement des SISE est basé sur l'énergie cinétique stockée qui s'exprime par :

$$E_c = \frac{1}{2} J_{vol} \Omega_{vol}^2 \quad (5.1)$$

L'équation (5.1) montre que pour une même énergie, un fonctionnement à vitesse élevée réduit considérablement la valeur du moment d'inertie. Le calcul de ce dernier est donné par la relation suivante :

$$J_{vol} = K m_{vol} R_{vol}^2 \quad (5.2)$$

Avec  $K$  est le coefficient de forme qui prend les valeurs [CIM05] :

- $K = 1$ , pour un anneau mince ;
- $K = 0.5$ , pour un disque à épaisseur uniforme ;
- $K = 1$ , pour un bille ;
- $K = 2/3$ , pour une sphère.

Les matériaux utilisés doivent avoir une haute résistance à la traction ( $\delta_{max}$ ) due à la force centrifuge pour permettre des vitesses périphériques élevées.



L'énergie massique vaut :

$$\frac{E_c}{m_{vol}} = K \frac{\delta_{max}}{\rho_{vol}} \quad (5.3)$$

L'équation (5.3) permet de voir que le matériau a son importance dans la conception du système de stockage de part sa dimension [LEC04].

En raison de la sûreté de l'exploitation, il est recommandé que la vitesse du volant ne dépasse pas 70% de la vitesse maximale, et l'énergie stockée dans la masse en mouvement n'excèdera pas 50% de l'énergie maximale [GHE08A].

## 5.2.2 Equation dynamique de la machine électrique du SISE

L'équation dynamique fait la liaison entre la partie mécanique et la partie électromagnétique de la machine électrique, telle que :

$$J_{vol} \frac{d\Omega_{vol}}{dt} = C_{emIM} - f_{vol}\Omega_{vol} - C_s \quad (5.4)$$

Dans le cas des SISE, il n'y a pas de couple de charge pour la machine électrique [CIM05].

## 5.3 Modélisation et commande de la MAS

### 5.3.1 Modèle biphasé de la MAS lié au champ tournant

Les systèmes d'équations du modèle biphasé de la MAS selon la transformation de Park liée au champ tournant sont décrits comme suit [GHE08B] :

1. Système d'équations électriques :

$$\begin{cases} v_{sdIM} = R_s \iota_{sdIM} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_{sIM} \phi_{sq} \\ v_{sqIM} = R_s \iota_{sqIM} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_{sIM} \phi_{sd} \\ v_{rdIM} = R_r \iota_{rdIM} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_{sIM} - \omega_{rIM}) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rqIM} = R_r \iota_{rqIM} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_{sIM} - \omega_{rIM}) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

2. Système d'équations magnétiques :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_{sIM} \iota_{sdIM} + M \iota_{rdIM} \\ \phi_{sq} = L_{sIM} \iota_{sqIM} + M \iota_{rqIM} \\ \phi_{rd} = L_{rIM} \iota_{rdIM} + M \iota_{sdIM} \\ \phi_{rq} = L_{rIM} \iota_{rqIM} + M \iota_{sqIM} \end{cases} \quad (5.6)$$

En substituant le système d'équations (5.5) dans (5.6), tout en remplaçant  $\frac{d}{dt}$  par l'opérateur de Laplace  $p$  et en posant  $\omega_{gl_{IM}} = \omega_{s_{IM}} - \omega_{r_{IM}}$ , on aura :

$$\begin{cases} v_{sd_{IM}} = R_s \iota_{sd_{IM}} + L_{s_{IM}} p \iota_{sd_{IM}} + M p \iota_{rd_{IM}} - \omega_{s_{IM}} (L_{s_{IM}} \iota_{sq_{IM}} + M \iota_{rq_{IM}}) \\ v_{sq_{IM}} = R_s \iota_{sq_{IM}} + L_{s_{IM}} p \iota_{sq_{IM}} + M p \iota_{rq_{IM}} + \omega_{s_{IM}} (L_{s_{IM}} \iota_{sd_{IM}} + M \iota_{rd_{IM}}) \\ v_{rd_{IM}} = R_r \iota_{rd_{IM}} + L_{r_{IM}} p \iota_{rd_{IM}} + M p \iota_{sd_{IM}} - \omega_{gl_{IM}} (L_{r_{IM}} \iota_{rq_{IM}} + M \iota_{sq_{IM}}) \\ v_{rq_{IM}} = R_r \iota_{rq_{IM}} + L_{r_{IM}} p \iota_{rq_{IM}} + M p \iota_{sq_{IM}} + \omega_{gl_{IM}} (L_{r_{IM}} \iota_{rd_{IM}} + M \iota_{sd_{IM}}) \end{cases} \quad (5.7)$$

En écriture sous la forme d'équation d'état, le système d'équations (5.7) aura la forme suivante :

$$[\dot{I}] = [L]^{-1} \{ [B][U] - \omega_{gl_{IM}} [C][I] - [D][I] \} \quad (5.8)$$

Avec :

$[U] = [v_{sd_{IM}} \ v_{sq_{IM}} \ v_{rd_{IM}} \ v_{rq_{IM}}]^t$  : vecteur de commande ;

$[I] = [\iota_{sd_{IM}} \ \iota_{sq_{IM}} \ \iota_{rd_{IM}} \ \iota_{rq_{IM}}]^t$  : vecteur d'état, et  $[\dot{I}] = \frac{d}{dt}[I]$  ;

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

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{s_{IM}} & 0 & M & 0 \\ 0 & L_{s_{IM}} & 0 & M \\ M & 0 & L_{r_{IM}} & 0 \\ 0 & M & 0 & L_{r_{IM}} \end{bmatrix} ;$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_{r_{IM}} \\ -M & 0 & -L_{r_{IM}} & 0 \end{bmatrix} ;$$

$$[D] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_{s_{IM}} L_{s_{IM}} & 0 & -\omega_{s_{IM}} M \\ \omega_{s_{IM}} L_{s_{IM}} & R_s & \omega_{s_{IM}} M & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}.$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques est telle que :

$$C_{em_{IM}} = P_{IM} \frac{M}{L_{r_{IM}}} (\iota_{sq_{IM}} \phi_{rd} - \iota_{sd_{IM}} \phi_{rq}) \quad (5.9)$$

Les puissances active et réactive statoriques sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} P_{s_{IM}} = v_{sd_{IM}} \iota_{sd_{IM}} + v_{sq_{IM}} \iota_{sq_{IM}} \\ Q_{s_{IM}} = v_{sq_{IM}} \iota_{sd_{IM}} - v_{sd_{IM}} \iota_{sq_{IM}} \end{cases} \quad (5.10)$$

### 5.3.2 Orientation du flux rotorique

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

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r^* \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (5.11)$$

En remplaçant (5.11) dans l'expression du couple électromagnétique (5.9) et dans les équations des tensions rotoriques du système d'équations (5.5), on obtient :

$$C_{emIM}^* = P_{IM} \frac{M}{L_{rIM}} \iota_{sqIM} \phi_r^* \quad (5.12)$$

$$R_r \iota_{rdIM} + \frac{d}{dt} \phi_r^* = 0 \Rightarrow \iota_{rdIM} = 0 \quad (5.13)$$

$$R_r \iota_{rqIM} + \omega_{glIM}^* \phi_r^* = 0 \Rightarrow \iota_{rqIM} = -\frac{\omega_{glIM}^* \phi_r^*}{R_r} \quad (5.14)$$

A partir des équations des flux rotoriques données par le système d'équations (5.6), on tire :

$$\iota_{rdIM} = \frac{1}{L_{rIM}} (\phi_{rd} - M \iota_{sdIM}) \quad (5.15)$$

$$\iota_{rqIM} = \frac{1}{L_{rIM}} (\phi_{rq} - M \iota_{sqIM}) \quad (5.16)$$

En substituant (5.11) dans (5.15) et (5.16), on aura :

$$\iota_{rdIM} = \frac{1}{L_{rIM}} (\phi_r^* - M \iota_{sdIM}) \quad (5.17)$$

$$\iota_{rqIM} = -\frac{M}{L_{rIM}} \iota_{sqIM} \quad (5.18)$$

En introduisant (5.13) dans (5.17), on trouve :

$$\phi_r^* = M \iota_{sdIM} \quad (5.19)$$

A partir de l'équation (5.18), on écrit :

$$M \iota_{sqIM} = -L_{rIM} \iota_{rqIM} \quad (5.20)$$

En remplaçant (5.17) et (5.18) dans les deux équations des flux statoriques exprimées par le système (5.6), on obtient :

$$\phi_{sd} = L_{sIM} \iota_{sdIM} + \frac{M}{L_{rIM}} (\phi_r^* - M \iota_{sdIM}) \quad (5.21)$$

$$\phi_{sq} = L_{sIM} \iota_{sqIM} - \frac{M^2}{L_{rIM}} \iota_{sqIM} \quad (5.22)$$

En substituant (5.21) et (5.22) dans les deux équations des tensions statoriques données par le système d'équations électriques (5.5), on aura :

$$v_{sdIM} = R_s \iota_{sdIM} + \left( L_{sIM} - \frac{M^2}{L_{rIM}} \right) p \iota_{sdIM} + \frac{M}{L_{rIM}} p \phi_r^* - \omega_{sIM}^* \left( L_{sIM} - \frac{M^2}{L_{rIM}} \right) \iota_{sqIM} \quad (5.23)$$

$$v_{sqIM} = R_s \iota_{sqIM} + \left( L_{sIM} - \frac{M^2}{L_{rIM}} \right) p \iota_{sqIM} + \omega_{sIM}^* \left[ \left( L_{sIM} - \frac{M^2}{L_{rIM}} \right) \iota_{sdIM} + \frac{M}{L_{rIM}} \phi_r^* \right] \quad (5.24)$$

Sachant que :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_{rIM} L_{sIM}} \Rightarrow L_{sIM} - \frac{M^2}{L_{rIM}} = \sigma L_{sIM}$$

D'où :

$$v_{sdIM} = R_s \iota_{sdIM} + \sigma L_{sIM} p \iota_{sdIM} + \frac{M}{L_{rIM}} p \phi_r^* - \omega_{sIM}^* \sigma L_{sIM} \iota_{sqIM} \quad (5.25)$$

$$v_{sqIM} = R_s \iota_{sqIM} + \sigma L_{sIM} p \iota_{sqIM} + \omega_{sIM}^* \sigma L_{sIM} \iota_{sdIM} + \omega_{sIM}^* \frac{M}{L_{rIM}} \phi_r^* \quad (5.26)$$

A partir de la troisième équation du système (5.5) et de l'équation (5.15), on trouve :

$$p \phi_r = -\frac{R_r}{L_{rIM}} \phi_r + \frac{R_r M}{L_{rIM}} \iota_{sdIM} \quad (5.27)$$

### 5.3.3 Détermination des différentes surfaces de régulation par mode de glissement

En réarrangeant les équations (5.25) - (5.27) tout en négligeant le terme  $\frac{M}{L_{rIM}} p \phi_r^*$ , on tire le système d'équations d'états où l'opérateur de Laplace ( $p$ ) est remplacé par le point de dérivée ( $\dot{\phantom{x}}$ ), tel que :

$$\begin{cases} \dot{i}_{sdIM} = \frac{1}{\sigma L_{sIM}} \left( v_{sdIM} - R_s \iota_{sdIM} + \omega_{sIM}^* \sigma L_{sIM} \iota_{sqIM} \right) \\ \dot{i}_{sqIM} = \frac{1}{\sigma L_{sIM}} \left( v_{sqIM} - R_s \iota_{sqIM} - \omega_{sIM}^* \sigma L_{sIM} \iota_{sdIM} - \omega_{sIM}^* \frac{M}{L_{rIM}} \phi_r^* \right) \\ \dot{\phi}_r = -\frac{R_r}{L_{rIM}} \phi_r + \frac{R_r M}{L_{rIM}} \iota_{sdIM} \end{cases} \quad (5.28)$$

#### Surfaces de régulation des courants statoriques

Les surfaces de régulation des courants statoriques dont le degré relatif  $r = 1$  ont les formes suivantes :

$$S(\iota_{sdIM}) = \iota_{sdIM}^* - \iota_{sdIM} \quad (5.29)$$

$$S(\iota_{sqIM}) = \iota_{sqIM}^* - \iota_{sqIM} \quad (5.30)$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$\dot{S}(\iota_{sdIM}) = i_{sdIM}^* - i_{sdIM} \quad (5.31)$$

$$\dot{S}(\iota_{sqIM}) = i_{sqIM}^* - i_{sqIM} \quad (5.32)$$

En substituant les expressions des courants  $i_{sdIM}$  et  $i_{sqIM}$  données par le système d'équations (5.28) dans les équations (5.31) et (5.32), on obtient :

$$\dot{S}(\iota_{sdIM}) = i_{sdIM}^* - \frac{1}{\sigma L_{sIM}} (v_{sdIM} - R_s \iota_{sdIM} + \omega_{sIM}^* \sigma L_{sIM} \iota_{sqIM}) \quad (5.33)$$

$$\dot{S}(\iota_{sqIM}) = i_{sqIM}^* - \frac{1}{\sigma L_{sIM}} \left( v_{sqIM} - R_s \iota_{sqIM} - \omega_{sIM}^* \sigma L_{sIM} \iota_{sdIM} - \omega_{sIM}^* \frac{M}{L_{rIM}} \phi_r^* \right) \quad (5.34)$$

En remplaçant les tensions  $v_{sdIM}$  et  $v_{sqIM}$  par les tensions de commande  $v_{sdIM}^* = v_{sdIMEq} + v_{sdIMn}$  et  $v_{sqIM}^* = v_{sqIMEq} + v_{sqIMn}$  respectivement, on aura :

$$\dot{S}(\iota_{sdIM}) = i_{sdIM}^* - \frac{1}{\sigma L_{sIM}} (v_{sdIMEq} + v_{sdIMn} - R_s \iota_{sdIM} + \omega_{sIM}^* \sigma L_{sIM} \iota_{sqIM}) \quad (5.35)$$

$$\dot{S}(\iota_{sqIM}) = i_{sqIM}^* - \frac{1}{\sigma L_{sIM}} \left( v_{sqIMEq} + v_{sqIMn} - R_s \iota_{sqIM} - \omega_{sIM}^* \sigma L_{sIM} \iota_{sdIM} - \omega_{sIM}^* \frac{M}{L_{rIM}} \phi_r^* \right) \quad (5.36)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S(\iota_{sdIM}) = 0$  et  $S(\iota_{sqIM}) = 0$ , et par suite  $\dot{S}(\iota_{sdIM}) = 0$  et  $v_{sdIMn} = 0$ ,  $\dot{S}(\iota_{sqIM}) = 0$  et  $v_{sqIMn} = 0$ . Alors, on tire à partir des équations (5.35) et (5.36) les expressions des commandes équivalentes  $v_{sdIMEq}$  et  $v_{sqIMEq}$  respectivement :

$$v_{sdIMEq} = \sigma L_{sIM} \left( i_{sdIM}^* + \frac{1}{\sigma L_{sIM}} R_s \iota_{sdIM} - \omega_{sIM}^* \iota_{sqIM} \right) \quad (5.37)$$

$$v_{sqIMEq} = \sigma L_{sIM} i_{sqIM}^* + R_s \iota_{sqIM} + \omega_{sIM}^* \sigma L_{sIM} \iota_{sdIM} + \omega_{sIM}^* \frac{M}{L_{rIM}} \phi_r^* \quad (5.38)$$

Durant le mode de convergence, les conditions  $S(\iota_{sdIM})\dot{S}(\iota_{sdIM}) < 0$  et  $S(\iota_{sqIM})\dot{S}(\iota_{sqIM}) < 0$  doivent être vérifiées. En substituant les équations (5.37) et (5.38) dans (5.35) et (5.36) respectivement, on obtient :

$$\dot{S}(\iota_{sdIM}) = -\frac{1}{\sigma L_{sIM}} v_{sdIMn} \quad (5.39)$$

$$\dot{S}(\iota_{sqIM}) = -\frac{1}{\sigma L_{sIM}} v_{sqIMn} \quad (5.40)$$

On prend les commandes douces suivantes :

$$v_{sdIMn} = K_{dIM} \frac{S(\iota_{sdIM})}{|S(\iota_{sdIM})| + \xi_{dIM}} \quad (5.41)$$

$$v_{sqIMn} = K_{qIM} \frac{S(\iota_{sqIM})}{|S(\iota_{sqIM})| + \xi_{qIM}} \quad (5.42)$$

## Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que ceux des courants statoriques :

$$S(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r \quad (5.43)$$

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

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \quad (5.44)$$

En substituant l'équation de  $\dot{\phi}_r$  exprimée par le système d'équations (5.28) dans (5.44), on trouve :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_{rIM}}\phi_r - \frac{R_r M}{L_{rIM}}\iota_{sdIM} \quad (5.45)$$

En introduisant le courant de commande  $\iota_{sdIM}^* = \iota_{sdIMeq} + \iota_{sdIMn}$  dans l'équation (5.45), on aura :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_{rIM}}\phi_r - \frac{R_r M}{L_{rIM}}\iota_{sdIMeq} - \frac{R_r M}{L_{rIM}}\iota_{sdIMn} \quad (5.46)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\phi_r) = 0$  et par suite  $\dot{S}(\phi_r) = 0$  et  $\iota_{sdIMn} = 0$ , d'où on tire  $\iota_{sdIMeq}$  de la relation (5.46) :

$$\iota_{sdIMeq} = \frac{L_{rIM}}{R_r M} \left( \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_{rIM}}\phi_r \right) \quad (5.47)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\phi_r)\dot{S}(\phi_r) < 0$  doit être vérifiée. En substituant (5.47) dans (5.46), on obtient :

$$\dot{S}(\phi_r) = -\frac{R_r M}{L_{rIM}}\iota_{sdIMn} \quad (5.48)$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$\iota_{sdIMn} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + \xi_{\phi_r}} \quad (5.49)$$

## 5.4 Contrôle du SISE associé au générateur éolien

### 5.4.1 Principe de contrôle du SISE associé au générateur éolien

La puissance fournie par un aérogénérateur est toujours variable, à cause des variations de la vitesse du vent. De l'autre côté, c'est le consommateur ou le réseau qui doit recevoir une puissance lissée. La figure 5.2 montre le principe de contrôle d'un SISE associé à un générateur éolien. Ayant la puissance générée par le générateur éolien ( $P_{ge}$ ), et connaissant

la puissance qu'il faut délivrer au réseau ( $P_R^*$ ), la puissance de référence pour le SISE ( $P_w^*$ ) peut être déterminée comme suit :

$$P_w^* = P_R^* - P_{ge} \quad (5.50)$$

Si la puissance de référence est positive, c'est qu'il y a un excédent d'énergie qui doit être stockée. Si la puissance de référence est négative, on a un déficit d'énergie qui doit être couvert par l'énergie stockée [CIM05], [GHE08A].

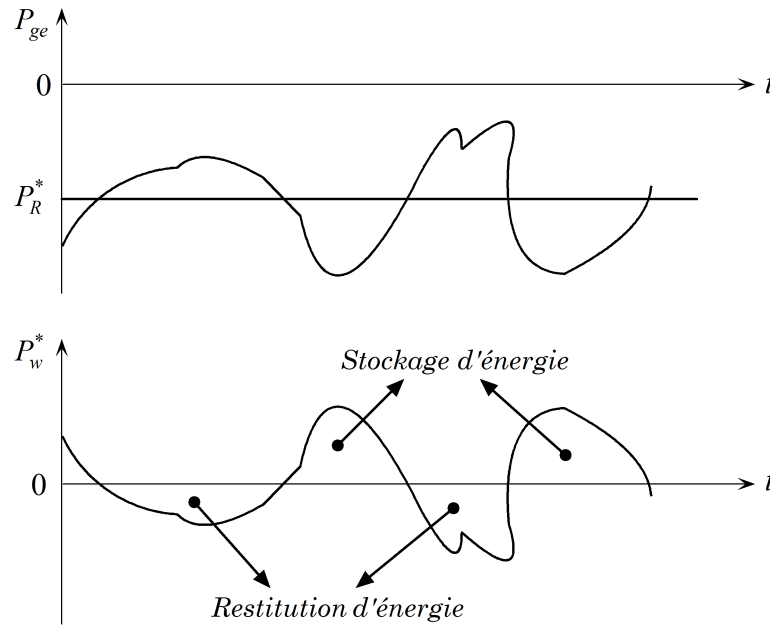


FIG. 5.2 – Schéma du principe de contrôle du SISE associé au générateur éolien

#### 5.4.2 Contrôle en couple pour le SISE et contrôle par mode de glissement pour la MAS

La figure 5.3 montre le schéma de contrôle en couple pour le SISE avec MAS commandée par mode de glissement associé à l'orientation du flux rotorique.

Dans le schéma donné par la figure 5.3, il reste à déterminer les expressions des grandeurs  $C_{emIM}^*$ ,  $v_{sqIM}^*$ ,  $\omega_{glIM}^*$ ,  $\omega_{sIM}^*$  et  $\phi_{rest}$ . On note aussi que  $\Omega_{vol}$  et elle même  $\Omega_{IM}$ .

#### Calcul du couple électromagnétique de référence

La relation liant la puissance  $P_w$  et l'énergie  $E_c$  est la suivante :

$$P_w = \frac{dE_c}{dt} = \frac{1}{2} J_{vol} \frac{d\Omega_{IM}^2}{dt} \quad (5.51)$$

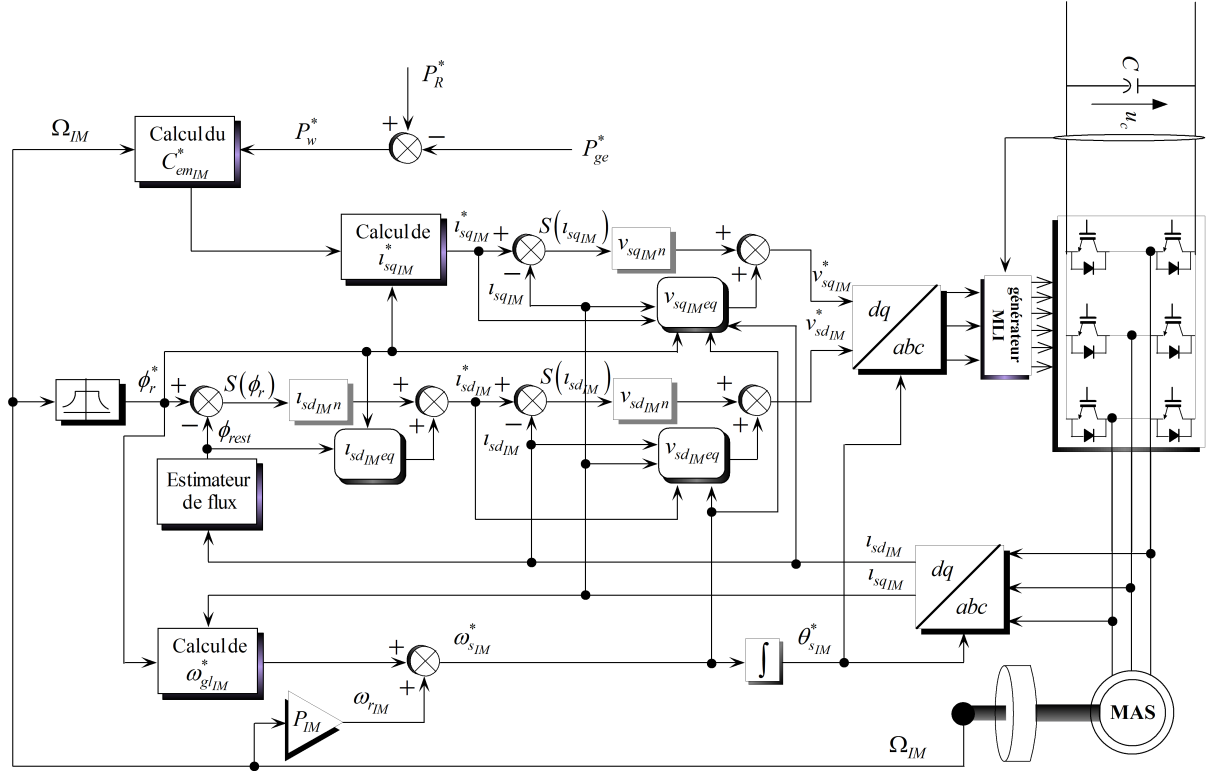


FIG. 5.3 – Schéma du contrôle en couple pour le SISE et contrôle par mode de glissement pour la MAS

Alors :

$$P_w = J_{vol} \Omega_{IM} \frac{d\Omega_{IM}}{dt} \Rightarrow \frac{P_w}{\Omega_{IM}} = J_{vol} \frac{d\Omega_{IM}}{dt} \quad (5.52)$$

En substituant l'équation (5.52) dans l'équation dynamique de la MAS et du SISE (5.4), tout en introduisant les variables de références, on tire l'expression du couple électromagnétique de référence pour le SISE suivante :

$$C_{emIM}^* = \frac{P_w}{\Omega_{IM}} + f_{vol} \Omega_{IM} + C_s \quad (5.53)$$

### Calcul du courant statorique en quadrature de référence

A partir de l'expression (5.12), le courant statorique en quadrature de référence ( $i_{sqIM}^*$ ) peut être calculé comme suit :

$$i_{sqIM}^* = \frac{L_{rIM}}{P_{IM} M} \frac{C_{emIM}^*}{\phi_r^*} \quad (5.54)$$



### Calcul des pulsations des grandeurs rotoriques et statoriques de référence

On tire l'expression de la pulsation des grandeurs rotoriques de référence ( $\omega_{gl_{IM}}^*$ ) à partir des expressions (5.14) et (5.18) :

$$\omega_{gl_{IM}}^* = \frac{MR_r}{L_{r_{IM}}} \frac{\iota_{sq_{IM}}}{\phi_r^*} \quad (5.55)$$

Par suite, l'expression de la pulsation des grandeurs statoriques de référence ( $\omega_{s_{IM}}^*$ ) est telle que :

$$\omega_{s_{IM}}^* = P_{IM}\Omega_{IM} + \omega_{gl_{IM}}^* \quad (5.56)$$

### Calcul du flux rotorique estimé

De l'équation (5.27), on tire l'expression du flux rotorique estimé suivante :

$$\phi_{rest} = \frac{M}{1 + \frac{L_{r_{IM}}}{R_r} p} \iota_{sd_{IM}} \quad (5.57)$$

Qu'on peut aussi obtenir en négligeant les frottements et les pertes dans la MAS, par suite en exprimant la puissance nominale ( $P_{n_{IM}}$ ) en fonction du couple électromagnétique de référence ( $C_{em_{IM}}^*$ ) (dont l'expression est donnée par l'équation (5.12)) et de la vitesse mécanique ( $\Omega_{IM}$ ), comme suit :

$$P_{n_{IM}} = C_{em_{IM}}^* \Omega_{IM} = P_{IM} \frac{M}{L_{r_{IM}}} \iota_{sq_{IM}} \phi_r \Omega_{IM} \quad (5.58)$$

On aura l'expression du flux rotorique estimé suivante :

$$\phi_{rest} = \frac{L_{r_{IM}}}{P_{IM} M} \frac{P_{n_{IM}}}{\iota_{sq_{IM}} \Omega_{IM}} \quad (5.59)$$

## 5.5 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de simulation du système de génération de l'énergie éolienne basé sur la GASDE, avec l'intégration du système de stockage inertiel (SISE) composé du volant inertiel et de la MAS (dont les paramètres sont donnés en Annexe D), obtenus sous MATLAB/SIMULINK sont représentés et commentés dans cette partie, où la puissance active délivrée au réseau de référence ( $P_R^*$ ) est fixée à la valeur de  $-1.1MW$ , et pour maintenir le facteur de puissance unitaire, la puissance réactive délivrée au réseau de référence est fixée à une valeur nulle  $Q_R^* = 0$ .

Les résultats obtenus au chapitre précédent concernant la GASDE (la vitesse mécanique et sa référence, le couple électromagnétique et sa référence, les flux rotoriques direct et quadratique, les tensions et les courants statoriques, le courant rotorique ainsi que les puissances active et réactive) et la tension du bus continu, représentés respectivement de la figure 4.8 à la figure 4.16 demeurent les mêmes, sachant qu'on a appliqué le même profil du vent.

La figure 5.4 représente la puissance active du SISE et sa référence. Cette dernière montre que l'écoulement de cette puissance varie en fonction de la puissance générée par l'aérogénérateur. Dans le cas où cette dernière est supérieure à la puissance qu'il faut délivrer au réseau, la différence entre ces deux dernières est stockée dans le SISE ( $P_w > 0$ ), dans le cas contraire, la puissance est restituée (déstockée,  $P_w < 0$ ) afin de compenser le déficit de la puissance générée par l'aérogénérateur (cas des vents faibles).

La figure 5.5 représente les allures de la tension et du courant d'une phase statorique de la MAS. Leurs évolutions en générale sont données par la figure 5.5(a). La figure 5.5(b) dévoile que le courant et la tension sont presque de même signe avec un retard du courant dû essentiellement à l'effet inductif de la machine, donc leurs produit donne une puissance de signe positif, et la MAS fonctionne en moteur en entraînant le volant, c'est la période de stockage. Par contre, la figure 5.5(c) montre que la tension et le courant sont à peu près en opposition de phase, par suite la puissance est négative, d'où la MAS fonctionne en génératrice entraînée par le volant, c'est la période de déstockage d'énergie.

L'évolution du couple électromagnétique de la MAS et de sa référence est illustrée par la figure 5.6. On constate qu'il est positif durant les phases de stockage (la MAS entraîne le volant, c'est-à-dire elle fonctionne en moteur), et pendant les phases de restitution de l'énergie, il est négatif (le volant entraîne la MAS, cela veut dire que la machine fonctionne en génératrice). Dans la zone de fonctionnement à puissance constante (zone III), le couple diminue pour permettre justement le maintien de cette puissance constante, car la vitesse du volant (du système au complet) augmente.

L'allure de la vitesse du SISE est donnée par la figure 5.7. Cette dernière diminue pendant les modes de fonctionnement du volant en déstockage d'énergie, et elle augmente durant les régimes de fonctionnement en stockage d'énergie.

Les deux composantes du flux rotorique directe et quadratique sont illustrées par la figure 5.8. La composante quadratique poursuit parfaitement sa référence imposée nulle, et cela montre les performances de la commande appliquée. L'autre composante est égale au flux de référence imposé égal à  $1.28Wb$  durant le fonctionnement de la MAS à des vitesses inférieures à sa vitesse nominale, et pour des vitesses supérieures la MAS est en défluxage

(variation du flux rotorique direct d'une manière inverse à la variation de la vitesse).

Les allures de la tension et du courant à l'entrée du filtre (sortie du convertisseur MLI 3) de la première phase sont données par la figure 5.9. Leurs évolutions durant le temps complet de simulation sont représentées sur la figure 5.9(a). On remarque que les amplitudes sont constantes, ce qui signifie que la puissance est constante. La figure 5.9(b) donne leurs formes pendant 0.06s. Cette dernière montre que la tension et le courant sont en opposition de phase, donc la puissance transit dans le sens du réseau.

Les figures 5.10(a) et 5.10(b) représentent les allures de la tension et du courant côté réseau basse tension de la phase  $a$  (à l'entrée du transformateur) et pendant 0.06s, respectivement (figure 5.10). L'amplitude et la fréquence de la tension sont imposées par le réseau ( $400\sqrt{2}V$ ,  $50Hz$ ) et l'amplitude du courant injecté au réseau est imposée par la technique du contrôle de la liaison au réseau, à base de la régulation de la tension du bus continu et du contrôle du convertisseur MLI 3, à partir des puissances de référence délivrables au réseau. La figure 5.10(b) montre que la tension et le courant sont en opposition de phase, ce qui veut dire que l'écoulement de puissance est du système de génération de l'énergie éolienne (aérogénérateur + SISE) vers le réseau.

La figure 5.11 illustre l'évolution des puissances (active et réactive) ainsi que leurs références côté réseau. On constate que les deux puissances poursuivent leurs références imposées, tout en présentant de légères ondulations.

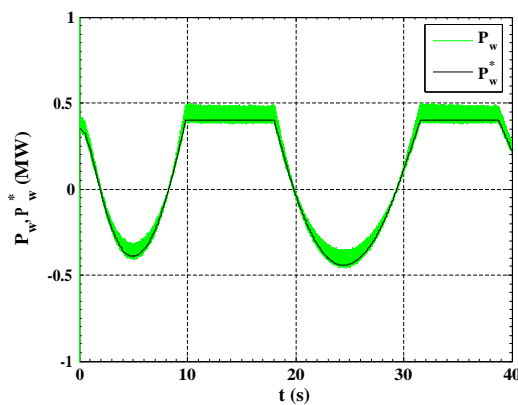
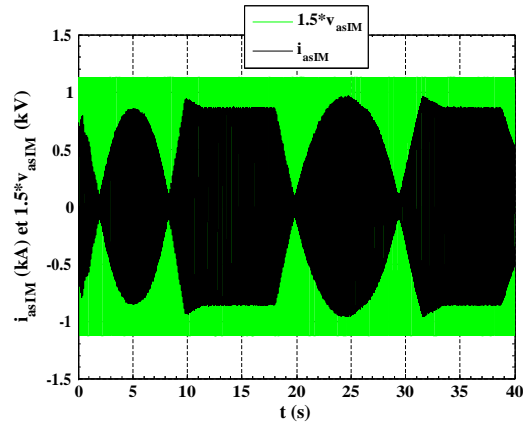
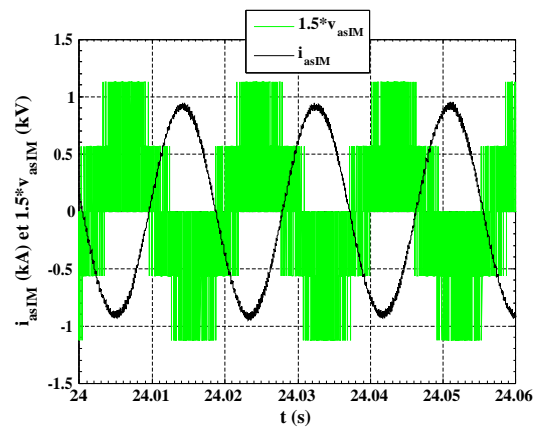
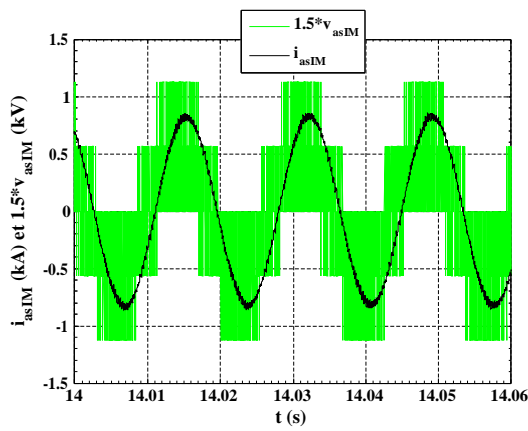


FIG. 5.4 – Puissance active du SISE et sa référence



(a) Tension et courant statoriques de la MAS



(b) Tension et courant statoriques en stockage

(c) Tension et courant statoriques en déstockage

FIG. 5.5 – Tension et courant statoriques de la MAS du SISE

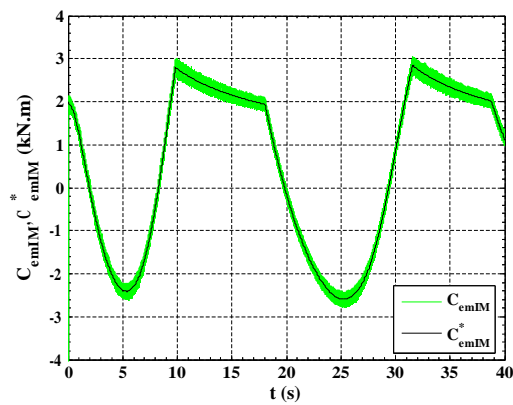


FIG. 5.6 – Couple électromagnétique de la MAS et sa référence

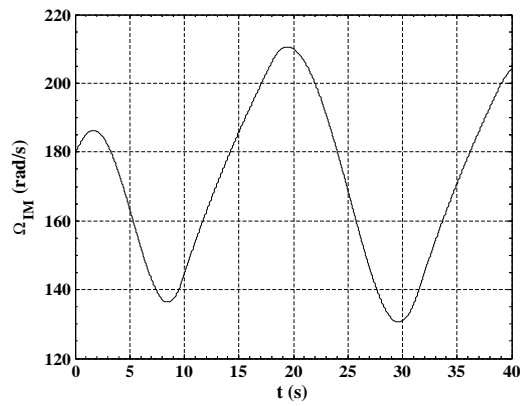


FIG. 5.7 – Vitesse du SISE

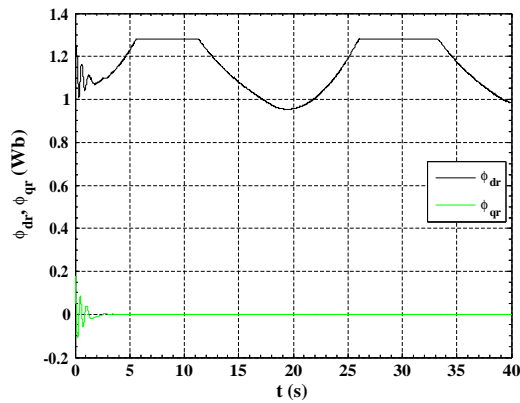
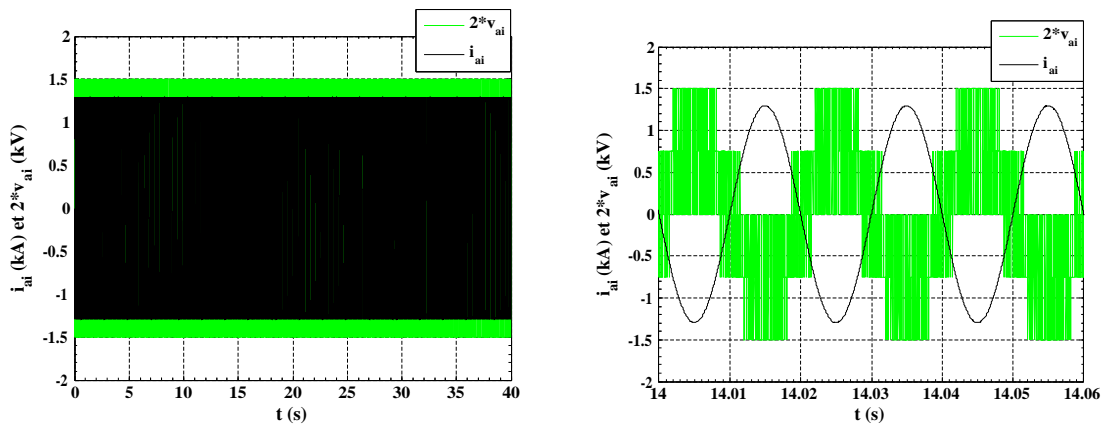


FIG. 5.8 – Flux direct et quadrature de la MAS



(a) Tension et courant à l'entrée du filtre

(b) Tension et courant avant le filtre sur 0.06s

FIG. 5.9 – Tension et courant avant le filtre à la sortie du convertisseur MLI 3

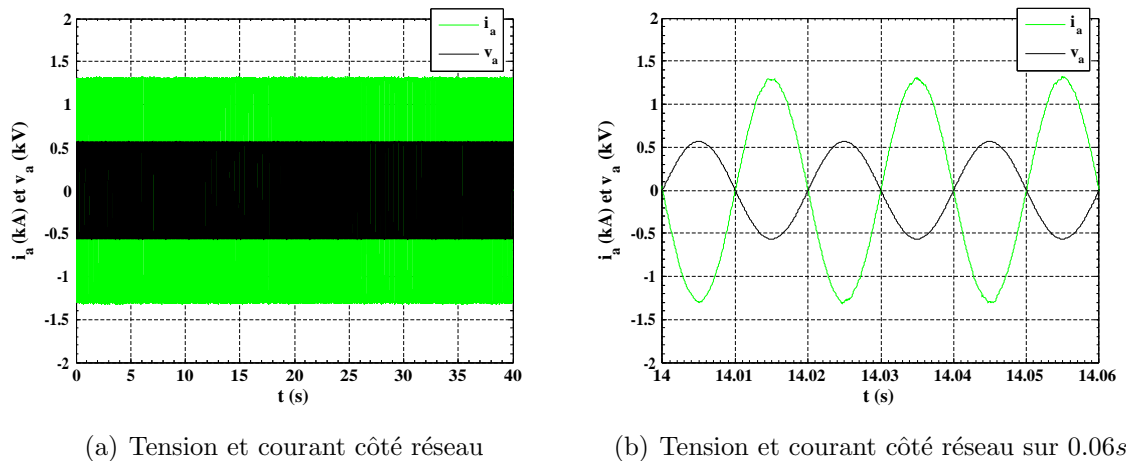


FIG. 5.10 – Tension et courant côté réseau basse tension

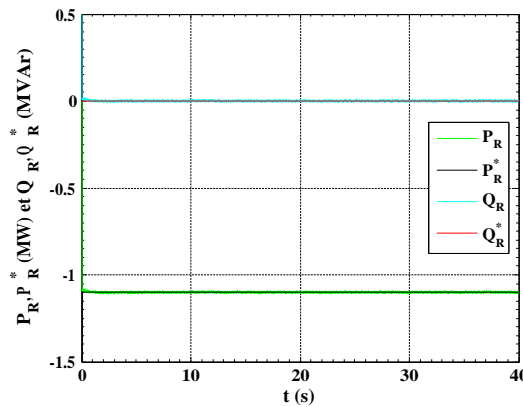


FIG. 5.11 – Puissances active et réactive côté réseau

## 5.6 Conclusion

L'objectif de ce chapitre, était l'intégration d'un système de stockage afin de pouvoir assurer des transits de puissances constantes et de participer aux services systèmes à base d'énergie éolienne.

On a opté pour le système inertiel de stockage d'énergie (SISE), composé d'un volant d'inertie et d'une machine asynchrone à cage, commandé à partir de la puissance de référence obtenue en fonction de la puissance générée par l'aérogénérateur et de la puissance à envoyer au réseau électrique, afin de stocker ou de restituer de l'énergie sur le bus continu qui constitue le point de couplage électrique entre l'aérogénérateur et le SISE.

On a adopté la technique de contrôle par mode de glissement associée à la commande à flux rotorique orienté pour la MAS couplée au convertisseur de puissance 4 contrôlé en

MLI.

En terme de résultats du comportement dynamique de l'ensemble du système de génération de l'énergie éolienne (aérogénérateur et SISE) obtenus, on peut dire qu'ils sont satisfaisants.

## Conclusion générale



# Conclusion générale

La contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile, en fonctionnement moteur d'une part, et en fonctionnement génératrice intégrée dans un système éolien de l'autre part, tel est l'objectif principal de cette thèse.

Le premier chapitre a été consacré à la classification des machines électrique de point de vue construction, selon la possession ou pas de contacts glissants. Pour cela, les inconvénients des unes et les avantages des autres, notamment ceux de la MASDE, ont été présentés. Concernant la MASDE, en plus d'être une machine à cage possédant l'ensemble des avantages de la MAS, elle détient aussi ceux des machines multiphasées, et particulièrement l'avantage de segmentation de puissance.

Le second chapitre a fait l'objet de la modélisation de la MASDE et des convertisseurs statiques triphasés. Après une description de la machine, nous avons donné premièrement son modèle triphasé, et deuxièmement son modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Nous avons ensuite présenté les modélisations des onduleurs de tension à commande MLI contrôlés par modulation sinus-triangle, et des convertisseurs matriciels avec leur technique de contrôle par la méthode de modulation de Venturini.

Le troisième chapitre a été dédié au contrôle par mode de glissement associé à la commande à flux rotorique orienté de la MASDE en fonctionnement moteur, alimenté d'une part par onduleurs de tension et de l'autre part par convertisseurs matriciels. Dans ce cadre, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous avons abordé ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous avons entamé par suite l'application de la commande sur le moteur, et enfin les performances de ce type de réglage ont été montrées tout en exposant les résultats de simulation. A partir de ces derniers, on conclut que les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse rapide et sans dépassement, et ils accordent aussi une bonne poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation. En termes des ondulations dues aux harmoniques délivrés par les convertisseurs statiques, elles sont plus importantes dans le cas d'alimentations par les onduleurs

MLI (sachant que  $m = 21$ ) qu'avec les convertisseurs matriciels. Toutefois, d'autres facteurs (techniques et économiques) plaident encore pour les onduleurs; les convertisseurs matriciels sont peu connus, ne sont encore que très peu commercialisés et restent toujours d'un intérêt beaucoup plus académique.

Le quatrième chapitre a eu comme objectif l'intégration de la MASDE dans un système éolien. Pour cela, la description, la modélisation et la commande de la chaîne de conversion du système éolien, constitué de la MASDE fonctionnant en génératrice et pilotée par les deux étoiles statoriques à base de convertisseurs statiques contrôlés par MLI et reliés au réseau via un bus continu, un filtre et un transformateur, la modélisation et le contrôle de la liaison au réseau, les performances de ce système ont été présentées et commentées après visualisation et illustration des résultats de simulation. En termes de résultats obtenus, on confirme que les performances de la commande par mode de glissement de la GASDE intégrée dans un système éolien relié au réseau ont donné satisfaction.

Le dernier chapitre a été consacré à l'intégration d'un système de stockage, afin de pouvoir assurer des transits de puissances constantes et de participer aux services systèmes à base d'énergie éolienne. Cependant, nous avons opté pour le système inertiel de stockage d'énergie (SISE), composé d'un volant d'inertie et d'une machine asynchrone à cage, commandé à partir de la puissance de référence obtenue en fonction de la puissance générée par l'aérogénérateur et de la puissance à envoyer au réseau électrique, afin de stocker ou de restituer de l'énergie sur le bus continu qui constitue le point de couplage électrique entre l'aérogénérateur et le SISE. L'énergie stockée ou restituée a été contrôlée par un convertisseur de puissance à travers lequel on a réalisé un contrôle en couple (puissance) de la machine asynchrone par mode de glissement associé à la commande à flux rotorique orienté. La modélisation et la commande des différents organes du SISE ont été présentées. Nous avons exposé à la fin du chapitre, des résultats de simulation qui sont commentés. En terme de résultats du comportement dynamique de l'ensemble du système de génération de l'énergie éolienne (aérogénérateur et SISE) obtenus, confronter aux résultats d'autres travaux, on peut dire qu'ils sont satisfaisants.

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

- Utilisation des onduleurs multi-niveaux ;
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la logique floue, la commande adaptative, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques, 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 adaptatif 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 ;
- Intégration de la GASDE dans un parc éolien mixte ;
- Dans cette thèse, le réseau électrique a été considéré infini. Cependant, il serait judicieux d'introduire le modèle du réseau ;
- Intégration de la MASDE dans le SISE au lieu de la MAS.

# Annexes

## Annexe A

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

### A.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

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

Avec :

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

D'où :

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

Après tout calcul fait, on trouve :

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

## Pour la deuxième étoile

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

Avec :

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

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

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

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

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

## A.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

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

2. Pour la deuxième étoile

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

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

### Pour la première étoile

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

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

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

### Pour la deuxième étoile

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

En poursuivant le même raisonnement que précédemment, on obtient :

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

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

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

D'après les systèmes d'équations (A.8) et (A.15), on remarque que l'angle de décalage électrique  $\alpha$  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'alimentations.

## Annexe B

# Calcul d'un régulateur PI avec compensation

Le schéma bloc représentatif du régulateur PI basé sur la compensation de la constante du temps de ce dernier avec celle du processus de la grandeur à réguler (les courants  $i_{id}$  et  $i_{iq}$  dans notre cas) est illustré par la figure B.1.

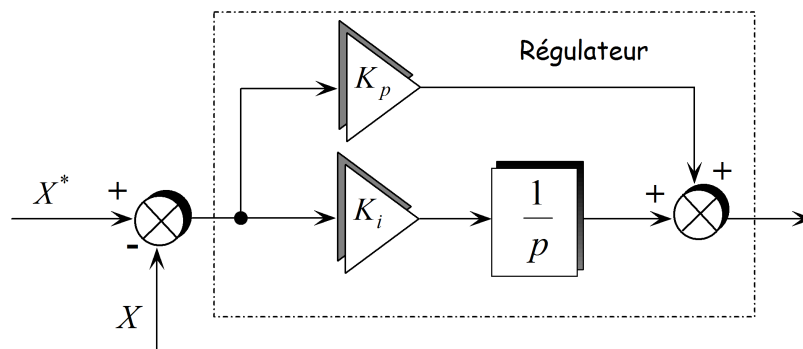


FIG. B.1 – Représentation schématique du régulateur PI avec compensation de la constante de temps

Le régulateur s'exprime par la fonction de transfert suivante :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{B.1})$$

La fonction de transfert d'un système à réguler du premier ordre est :

$$G(p) = \frac{K}{1 + \tau p} \quad (\text{B.2})$$

La FTBO du système s'écrit :

$$H(p) = \frac{K \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right)}{1 + \tau p} = K K_i \frac{1 + \frac{K_p p}{K_i}}{p(1 + \tau p)} \quad (\text{B.3})$$



En posant  $\frac{K_p}{K_i} = \tau$ , on obtient :

$$H(p) = \frac{KK_i}{p} \quad (\text{B.4})$$

La FTBF est :

$$F(p) = \frac{H(p)}{1 + H(p)} = \frac{KK_i}{KK_i + p} = \frac{1}{1 + \frac{1}{KK_i}p} \quad (\text{B.5})$$

Le temps de réponse  $t_r$  du système en boucle fermée pour atteindre 95% de la référence vaut :

$$t_r = 3 \frac{1}{KK_i} \quad (\text{B.6})$$

Puisque :

$$K_i = \frac{K_p}{\tau} \quad (\text{B.7})$$

Donc :

$$t_r = 3 \frac{\tau}{KK_p} \quad (\text{B.8})$$

D'où :

$$K_p = 3 \frac{\tau}{Kt_r} \quad (\text{B.9})$$

et

$$K_i = 3 \frac{1}{Kt_r} \quad (\text{B.10})$$

Les fonctions de transfert des équations (4.28) et (4.29) (chapitre 4), en appliquant la transformée de Laplace sont :

$$\frac{v_{id}}{v_{fd}} = \frac{1}{R_f + L_f p} = \frac{\frac{1}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f} p} \quad (\text{B.11})$$

$$\frac{v_{iq}}{v_{fq}} = \frac{1}{R_f + L_f p} = \frac{\frac{1}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f} p} \quad (\text{B.12})$$

Les deux fonctions de transfert sont identiques, alors les gains des régulateurs seront égaux.

Par identification à la fonction de transfert (B.2), on aura :

$$K = \frac{1}{R_f} \quad \text{et} \quad \tau = \frac{L_f}{R_f}$$

En remplaçant  $K$  et  $\tau$  dans les expressions (B.9) et (B.10), on obtient :

$$K_p = 3 \frac{\frac{L_f}{R_f}}{\frac{1}{R_f} t_r} = \frac{3L_f}{t_r} \quad (\text{B.13})$$

$$K_i = \frac{3}{\frac{1}{R_f} t_r} = \frac{3R_f}{t_r} \quad (\text{B.14})$$

On prend la constante de temps de réponse égale à 1ms.

## Annexe C

# Calcul du régulateur PI de la tension du bus continu

La structure de la boucle de régulation de la tension du bus continu est donnée par la figure C.1.

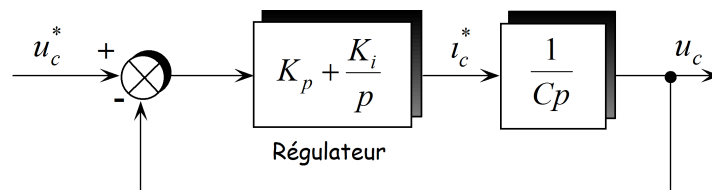


FIG. C.1 – Représentation schématique de la boucle de régulation de la tension du bus continu

La FTBO s'écrit :

$$T(p) = \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) \left( \frac{1}{Cp} \right) = \frac{K_p p + K_i}{Cp^2} \quad (\text{C.1})$$

La FTBF est :

$$F(p) = \frac{K_p p + K_i}{Cp^2 + K_p p + K_i} = \frac{\tau p + 1}{\frac{\tau C}{K_p} p^2 + \tau p + 1} \quad (\text{C.2})$$

Avec  $\tau = \frac{K_p}{K_i}$ .

En identifiant à un système du second ordre dont l'équation caractéristique est de la forme suivante :

$$\frac{1}{\omega_n^2} p^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} p + 1$$

On tire :

$$\frac{1}{\omega_n^2} = \frac{\tau C}{K_p} \quad \text{et} \quad \tau = \frac{2\zeta}{\omega_n}$$

En imposant :

$$\zeta = 0.7 \quad \text{et} \quad \omega_n = \frac{3}{t_r}$$

D'où :

$$\tau = \frac{2\zeta t_r}{3} \quad \text{et} \quad \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{C}{K_p \omega_n}$$

Alors :

$$K_p = 2\zeta C \omega_n = \frac{6\zeta C}{t_r} \tag{C.3}$$

Sachant qu'on a :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i} = \frac{2\zeta t_r}{3}$$

Donc :

$$K_i = \frac{3K_p}{2\zeta t_r} = \frac{9C}{t_r^2} \tag{C.4}$$

On prend le temps de réponse en boucle fermée égal à  $10^{-1} s$ .

# Annexe D

## Paramètres

### D.1 Paramètres de la MASDE

Les paramètres de la MASDE sont donnés par le tableau (D.1) [BER04B], [MER11].

Puissance nominale	$P_n = 4.5kW$
Tension nominale	$v_n = 220V$
Fréquence	$f_s = 50Hz$
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 de fuite d'une phase (étoiles 1 et 2)	$L_1 = L_2 = 0.022H$
Inductance de fuite d'une phase rotorique	$L_r = 0.006H$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672H$
Nombre de paires de pôles	$P = 1$
Moment d'inertie	$J = 0.0625kg.m^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001N.m.s/rd$

TAB. D.1 – Paramètres de la MASDE

### D.2 Paramètres de la turbine

Les paramètres de la turbine sont illustrés dans le tableau (D.2).

Rayon de l'éolienne	$R = 36m$
Gain du multiplicateur de vitesse	$G = 90$
Nombre de pales	3
Hauteur du mat	$H = 85m$

TAB. D.2 – Paramètres de la turbine

### D.3 Paramètres de la GASDE

Les paramètres de la GASDE sont exprimés par le tableau (D.3).

Puissance nominale	$P_n = 1.5MW$
Tension nominale	$v_n = 400V$
Fréquence	$f_s = 50Hz$
Résistance d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$r_1 = r_2 = 0.008\Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$r_r = 0.007\Omega$
Inductance de fuite d'une phase (étoiles 1 et 2)	$L_1 = L_2 = 0.134mH$
Inductance de fuite d'une phase rotorique	$L_r = 0.067mH$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.0045H$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Moment d'inertie de l'arbre	$J_t = 30kg.m^2$
Coefficient de frottements visqueux	$f_v = 2.5N.m.s/rd$

TAB. D.3 – Paramètres de la GASDE

### D.4 Paramètres du bus continu et du filtre

Les paramètres du bus continu et du filtre sont donnés par le tableau (D.4).

Tension du bus continu	$u_c = 1130V$
Capacité du bus continu	$C = 9.8mF$
Résistance du filtre	$R_f = 10^{-2}\Omega$
Inductance du filtre	$L_f = 10^{-3}H$

TAB. D.4 – Paramètres du bus continu et du filtre

## D.5 Paramètres de la MAS et du SISE

Les paramètres de la MAS et du SISE sont illustrés par le tableau (D.5).

Puissance nominale	$P_{n_{IM}} = 450kW$
Tension nominale	$v_{n_{IM}} = 400V$
Fréquence	$f_s = 50Hz$
Résistance d'une phase statorique	$R_s = 0.0171\Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 0.0171\Omega$
Inductance cyclique d'une phase statorique	$L_{s_{IM}} = 0.0137H$
Inductance cyclique d'une phase rotorique	$L_{r_{IM}} = 0.0137H$
Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor	$M = 0.0135H$
Nombre de paires de pôles	$P_{IM} = 2$
Moment d'inertie du volant inertiel et de la MAS	$J_{vol} + J_{IM} = 250kg.m^2$

TAB. D.5 – Paramètres de la MAS et du SISE

# Bibliographie

---

# Bibliographie

[A.]

- [ABD97] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, *Modélisation des machines électriques*, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [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, 1976.
- [ALE89] A. Alesina, M. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 4, No. 1, pp. 101–112, 1989.
- [ALH05] Y. Alhassoun, *Etude et mise en oeuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse*, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2005.
- [ALT01] H. Altun, S. Sünter, "Simulation and modeling of vector controlled 3-phase matrix converter induction motor drive", *ELECO'01*, Bursa, 2001.
- [AMI08A] **H. Amimeur**, *Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement*, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2008.
- [AMI08B] **H. Amimeur**, R. Abdessemed, D. Aouzellag, E. Merabet, F. Hamoudi, "Modeling and analysis of dual-stator windings self-excited induction generator", *Journal of Electrical Engineering JEE*, Vol. 8, No. 3, Art. 3, 2008.
- [AMI08C] **H. Amimeur**, R. Abdessemed, D. Aouzellag, E. Merabet, F. Hamoudi,, "Commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone double étoile (MASDE)," *5<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering CEE'08*, pp. 439–443, University of Batna, Algeria, 2008.



- [AMI10] **H. Amimeur**, R. Abdessemed, D. Aouzellag, E. Merabet, F. Hamoudi, “A sliding mode control associated to the field-oriented control of dual-stator induction motor drives”, *Journal of Electrical Engineering JEE*, Vol. 10, No. 3, Art. 2, 2010.
- [AMI11] **H. Amimeur**, R. Abdessemed, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, F. Hamoudi, S. Chekkal, “A sliding mode control for dual-stator induction motor drives fed by matrix converters”, *Journal of Electrical Engineering JEE*, Vol. 11, No. 2, Art. 21, 2011.
- [AMI12] **H. Amimeur**, D. Aouzellag, R. Abdessemed, K. Ghedamsi, “Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems”, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems IJEPES*, Vol. 42, No. 1, pp. 60–70, 2012.
- [AOU09] D. Aouzellag, K. Ghedamsi, E. M. Berkouk, “Network power flux control of a wind generator”, *Renewable Energy Journal*, Vol. 34, pp. 615–622, 2009.
- [ARZ–] D. Arzelier, D. Peaucelle, *Systèmes et asservissement non linéaires*, Notes de Cours, Version 4, CNAM–B2.
- [**B.**]
- [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 de Nancy I, France, 1999.
- [BAT00] H. D. Battista, R. J. Mantz, C. F. Christiansen, “Dynamical sliding mode power control of wind driven induction generators”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 15, No. 4, pp. 451–457, 2000.
- [BEL08] B. Beltran, T. A. Ali, M. E. Benbouzid, “Sliding mode power control of variable-speed wind energy conversion systems”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 23, No. 2, pp. 551–558, 2008.
- [BEN02] H. Ben Ahmed, *Généralités sur les actionneurs linéaires*, Rapport interne, Antenne de Bretagne de l’Ecole Normale Supérieure de Cachan SATIE UMR CNRS 8029, France, 2002.
- [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, 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’Ecole Nationale Polytechnique, 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, 2006.
- [BÜH86] H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
- [C.]
- [CHE11] S. Chekkal, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, **H. Amimeur**, “New control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator,” *10<sup>th</sup> International Conference on Environmental and Electrical Engineering EEEIC’11*, ©2011 IEEE, pp. 268–271, Rome, Italy, 2011.
- [CIM05] G. O. Cimuca, *Système inertiel de stockage d’énergie associé à des générateurs éoliens*, Thèse de Doctorat de l’Ecole Nationale Supérieure d’Arts et Métiers, Centre de Lille, France, 2005.
- [COL94] C. P. Coleman, D. Grodble, “A comparison 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.
- [D.]
- [DAV07] A. Davigny, *Participation aux services système de fermes d’éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d’énergie*, Thèse de Doctorat de l’Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2007.

- [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 de Batna, Algérie, 2004.
- [E.]
- [ELA04] S. El Aimani, *Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension*, Thèse de Doctorat délivré conjointement par l'Ecole Centrale de Lille et l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2004.
- [F.]
- [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, 2006.
- [G.]
- [GHE08A] K. Ghedamsi, *Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence. Application à la conduite de la machine asynchrone*, Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2008.
- [GHE08B] K. Ghedamsi, D. Aouzellag, E. M. Berkouk, "Control of wind generator associated to a flywheel energy storage system", *Renewable Energy Journal*, Vol. 33, pp. 2145–2156, 2008.
- [GHE10] K. Ghedamsi, D. Aouzellag, "Improvement of the performances for wind energy conversions systems", *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 32, pp. 936–945, 2010.
- [H.]
- [HAD01] D. Hadiouche, *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure*, Thèse de Doctorat de l'Université de Nancy I, France, 2001.
- [HAD06] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, "Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 4, pp. 1112–1122, 2006.

- 
- [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, 2007.
- [HAM11A] F. Hamoudi, A. Chaghi, **H. Amimeur**, E. Merabet, "Sliding mode control with fixed switching frequency for four-wire shunt active filter", *Journal of Electrical Engineering and Technology JEET*, Vol. 6, No. 5, pp. 647–657, 2011.
- [HAM11B] F. Hamoudi, A. Chaghi, M. Adli, **H. Amimeur**, "A sliding mode control for four-wire shunt active filter", *Journal of Electrical Engineering JEEEC*, Vol. 62, No. 5, pp. 267–273, 2011.
- [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", *Elsevier, Mechatronics* 16, pp. 607–622, 2006.
- [**K.**]
- [KER05] M. Kercha, *Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent*, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2005.
- [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, 1983.
- [**L.**]
- [LAH10A] N. A. Lahaçani, D. Aouzellag, B. Mendil, "Contribution to the improvement of voltage profile in electrical network with wind generator using SVC device", *Renewable Energy Journal*, Vol. 35, pp. 243–248, 2010.
- [LAH10B] N. A. Lahaçani, D. Aouzellag, B. Mendil, "Static compensator for maintaining voltage stability of wind farm integration to a distribution network", *Renewable Energy Journal*, Vol. 35, pp. 2476–2482, 2010.
-

- 
- [LEC04] L. Leclercq, *Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes*, Thèse de Doctorat de l'Ecole Doctorale Science pour l'ingénieur de Lille, France, 2004.
- [LEV06] E. Levi, "Recent developments in high performance variable speed multiphase induction motor drives", *Sixth International Symposium Nikola Tesla*, Belgrade, SASA, Serbia, 2006.
- [M.]
- [MAA11] A. Maafa, *Etude d'un générateur éolien basé sur la cascade de deux machines asynchrones piloté par un convertisseur de fréquence*, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2011.
- [MAS06] A. Massoum, K. M. Fellah, A. Meroufel, A. Bendaoud, "Input output linearization and sliding mode control of a permanent magnet synchronous machine fed by a three levels inverter", *Journal of Electrical Engineering JEEEC*, Vol. 57, No. 4, pp. 205–210, 2006.
- [MAT01] M. Matteini, *Control techniques for matrix converter adjustable speed drives*, PhD Thesis of University of Bologna, Italy, 2001.
- [MER07] 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, Paper Ref: F10, 2007.
- [MER08] E. Merabet, *Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile*, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2008.
- [MER11] E. Merabet, **H. Amimeur**, F. Hamoudi, R. Abdessemed, "Self-tuning fuzzy logic controller for a dual star induction machine", *Journal of Electrical Engineering and Technology JEET*, Vol. 6, No. 1, pp. 133–138, 2011.
- [MER03] M. Merabtene, E. R. Dehault, "Modélisation en vue de la commande de l'ensemble convertisseur-machine multi-phase fonctionnant en régime dégradé", *JC-GE'03*, Saint-Nazaire, pp. 193–198, 2003.
- [MOR05] L. Moreau, *Modélisation, conception et commande de génératrices à réluctance variable basse vitesse*, Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, France, 2005.
-

- 
- [MOR07] F. Morel, *Commandes directes appliqués à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphasé*, Thèse de Doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2007.
- [MUL95] B. Multon, “Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable”, *Revue 3E.I*, No. 3, pp. 3–8, 1995.
- [N.]
- [NEM02] A. L. Nemmour, *Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation*, Mémoire de Magister de l’Université de Batna, Algérie, 2002.
- [NEY88] H. Ney, *Equipements de puissance*, Editions Fernand Nathan, Paris, 1988.
- [O.]
- [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.
- [P.]
- [POZ99] F. J. Poza Lobo, *Modélisation, conception et commande d’une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération à vitesse variable*, Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2003.
- [S.]
- [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, 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, 2004.
-

- 
- [SIN05] 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, 2005.
- [SIN11] G. K. Singh, “A six-phase synchronous generator for stand-alone renewable energy generation: Experimental analysis,” *Energy Journal*, Vol. 36, pp. 1768–1775, 2011.
- [SLO91] J. J. E. Slotine, W. Li, *Applied nonlinear control*, Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall, 1991.
- [T.]
- [TAI02] S. Taibi, *Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de la machine à réluctance variable de type Vernier*, Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2002.
- [U.]
- [UTK77] V. Utkin, “Variable structure systems with sliding modes,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. AC-22, No. 2, pp. 212–222, 1977.
- [V.]
- [VEN80A] M. Venturini, “A new sine wave in, sine wave out conversion technique eliminates reactive elements”, *Proceeding Powercon 7*, San Diego, CA, pp. E3-1–E3-15, 1980.
- [VEN80B] M. Venturini, “The generalized transformer: a new bidirectional sinusoidal waveform, frequency converter with continuously adjustable input power factor”, *Proceeding of PESC*, pp. 242–252, 1980.
- [VID04] P. Vidal, *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [W.]
- [WIL00] T. Wildi, *Électrotechnique*, 3<sup>e</sup> Editions de Boeck Université, Canada, 2000.
- [WIT00] C. C. D. Wit, *Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discrétisation et observateurs*, Hermès Science Publications, Paris, 2000.
-

***Titre :***

CONTRIBUTION AU CONTRÔLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE

***Résumé :*** La machine asynchrone double étoile est de plus en plus utilisée pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Dans cette thèse, nous nous proposons d'en contribuer au contrôle de cette machine électrique. Après la classification des machines électriques, la modélisation de la machine asynchrone double étoile et des convertisseurs statiques (onduleur de tension et convertisseur matriciel) est donnée dans ce document. La première partie de cette contribution montre les performances de l'application du contrôle par mode de glissement associé à la commande à flux rotorique orienté sur le moteur asynchrone double étoile alimenté, premièrement, par onduleurs de tension et deuxièmement, par convertisseurs matriciels. La deuxième partie de cette thèse est réservée à une application ciblée de la génératrice asynchrone double étoile dans un système de conversion d'énergie éolienne, contrôlée par mode de glissement. La dernière partie du présent travail est consacrée à l'intégration d'un système de stockage inertiel basé sur la machine asynchrone à cage. En terme de résultats obtenus, nous pouvons confirmer que la machine asynchrone double étoile constitue une solution viable, et une alternative par rapport aux machines conventionnelles utilisées jusqu'à présent, en particulier, dans les systèmes éoliens.

***Mots-clés :*** Contrôle, convertisseur, flux rotorique orienté, génératrice, machine asynchrone double étoile, mode glissant, moteur, système éolien.

---

***Title :***

CONTRIBUTION TO CONTROL OF DUAL-STATOR INDUCTION MACHINE

***Abstract :*** Dual-stator induction machine is increasingly used because of their advantages in better reliability and supply division. In this thesis, we propose to contribute to control of this electrical machine. After a classification of the electrical machines, the modeling of the dual-stator induction machine and the statics converters (voltage source inverter and matrix converter) is given in this document. The first part in this contribution shows the performances of the application of sliding mode control associated to the field-oriented control of a dual-stator induction motor, firstly supplied by voltage source inverters, secondly fed by matrix converters. The second part of this thesis is reserved for a targeted application of the dual-stator induction generator in a wind energy conversion system, controlled by sliding mode. The last part of this work is devoted for the integration of a flywheel storage system based on the induction machine. In terms of the results obtained, we can confirm that the dual-stator induction machine is a viable solution, and an attractive alternative compared to conventional machines used so far, in particular, in the wind systems.

***Keywords :*** Control, converter, dual-stator induction machine, field-oriented control, generator, motor, sliding mode, wind system.