



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat en sciences

Spécialité: Automatique

Présentée par :

YAHDOU Adil

Magister en Génie Electrique, UHB Chlef

Thème

Commande Hybride par Mode Glissant d'Ordre 2 d'un Système Eolien à Double Rotor

Thèse soutenue publiquement le 27 / 04 /2017, devant le jury d'examen suivant :

Président :	BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur	ENP
Directeur de thèse :	HEMICI Boualem	Professeur	ENP
Examineurs :	GROUNI Saïd	Professeur	UMB Boumerdes
	FERDJOUNI Abdelaziz	MCA	USD Blida
	BOUDANA Djamel	MCA	UYF Médéa
	ILLOUL Rachid	MCA	ENP

ENP 2017



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat en sciences

Spécialité: Automatique

Présentée par :

YAHDOU Adil

Magister en Génie Electrique, UHB Chlef

Thème

Commande Hybride par Mode Glissant d'Ordre 2 d'un Système Eolien à Double Rotor

Thèse soutenue publiquement le 27 / 04 /2017, devant le jury d'examen suivant :

Président :	BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur	ENP
Directeur de thèse :	HEMICI Boualem	Professeur	ENP
Examineurs :	GROUNI Saïd	Professeur	UMB Boumerdes
	FERDJOUNI Abdelaziz	MCA	USD Blida
	BOUDANA Djamel	MCA	UYF Médéa
	ILLOUL Rachid	MCA	ENP

ENP 2017

Avant-propos

L'ensemble des travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP).

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur **Boualem HEMICI**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour son suivi rigoureux, pour sa vision toujours positive de l'avancée de mes travaux ainsi que pour ses conseils avisés tout au long du déroulement de ce travail, j'ai beaucoup appris en travaillant avec lui. J'apprécie très particulièrement ses compétences scientifiques et ses remarquables qualités humaines.

Je suis très honoré de la présence de Monsieur **Mohamed Seghir BOUCHERIT**, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP). Je tiens à le remercier pour ses précieux conseils, pour l'intérêt qui l'a apporté à ce travail et je le remercie pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de cette thèse.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements en vers les membres du jury examinateurs :

Monsieur **Saïd GROUNI**, Professeur à l'Université M'Hamed Bougara de Boumerdès (UMB), Monsieur **Abdelaziz FERDJOUNI**, Maître de conférences (MCA) à L'Université Saâd Dahlab de Blida (USD), Monsieur **Djamel BOUDANA**, Maître de conférences (MCA) à l'Université Yahia Feres de Médéa (UYF) et Monsieur **Rachid ILLOUL**, Maître de conférences (MCA) à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Je souhaite remercier mes collègues enseignants du département de l'électrotechnique de l'UHBB de Chlef, chacun avec son nom, pour leurs encouragements incessants pour l'élaboration de ce travail. Mes remerciements vont également à toute personne ayant aidé, de près ou de loin, directement ou indirectement, à l'aboutissement de ce travail.

*A la mémoire de mon père,
A ma chère mère,
A mon frère,
A ma femme,
A mes enfants,
A toutes la famille,
Je dédie cette thèse.*

ملخص :

تتناقش هذه الأطروحة النموذج و التحكم في تحويل طاقة هوائية مزدوجة الدوران تعتمد على مولدة لامترامنة مزدوجة التغذية، حيث عنصرها الساكن مربوط مباشرة بالشبكة الكهربائية بينما عنصرها الدوار مغذى عن طريق موجين ثلاثي الأطوار موصولين فيما بينهما بوصلة التيار المستمر. بدأنا بحثنا بدراسة فنية حول نظم تحويل طاقة الرياح. ثم من أجل تزويد الشبكة بطاقة قصوى. طبقنا إستراتيجية التحكم المسماة استخراج نقطة الطاقة القصوى (MPPT). بينة نتائج المحاكاة بان الاستطاعة الميكانيكية المستخرجة من النظام الهوائي مزدوج الدوران ارتفعت بمقدار 23 % مقارنة بالنظام الهوائي موحد الدوران. في القسم الثاني من هذا العمل، قدمنا نوعين من التحكم المنفصل للطاقة النشيطة و التفاعلية : التحكم ألسعاعي المباشر و غير المباشر، استنادا على مصححات تقليدية PI. لكن، هذا الأخير حساس للاضطرابات و اقل متانة. من أجل ذلك، طبقنا التحكم بنمط منزلق بمعامل متكيف للطاقة النشيطة و التفاعلية للمولدة لامترامنة مزدوجة التغذية. النتائج المتحصل عليها أثبتت فعالية هذه الإستراتيجية فيما يخص المتانة. لكن، التحكم بالنمط المنزلق لديه سلبية تعرف بالظاهرة التذبذب بسرعة. لحل هذه المشكلة، اقترحنا إستراتيجية التحكم الهجين. هذه الإستراتيجية تعتمد على الجمع بين المنطق الغامض، التحكم المكيف و التحكم بالنمط المنزلق ذو رتبة ثانية. نتائج المحاكاة المقدمة في نهاية هذا العمل أثبتت فعالية التحكم المقترح و على وجه الخصوص على نوعية الطاقة الموزعة.

الكلمات المفتاحية :

طاقة هوائية مزدوجة الدوران، مولدة لامترامنة مزدوجة التغذية، نمط منزلق ذو رتبة ثانية، معامل متكيف، منطق غامض، تحكم هجين.

Abstract :

This thesis deals with the modeling and control of a dual rotor wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator (DFIG) connected directly to the electrical network via the stator and the rotor is fed by two three-phase PWM converters. We are started our study on the state of the art systems for wind energy conversion system. Then, the MPPT control strategy is applied, to provide the maximum power to the grid. The simulation results show that the extracted mechanical power of the dual rotor wind turbine has increased by about 23% compared to that of single-rotor wind turbine. In the second part of this work, we are presented two types of independent control of active and reactive powers of the DFIG: the direct and indirect vector control, based on the classical PI regulators. However, the last controller is sensitive to the perturbations and less robust against parameter variations. To remedy these problems, the control of the active and reactive powers by sliding mode with adaptive gain is applied to the DFIG. The obtained results show the effectiveness of this strategy of control in terms of robustness. However, the sliding mode control presents a major disadvantage, which is the chattering phenomenon. To resolve this problem, the hybrid control strategy is proposed. This strategy is based on the combination of fuzzy logic, adaptive control and second order sliding mode. The simulation results presented at the end of this work show the effectiveness of the proposed method especially on the quality of the provided energy.

Key words :

Dual rotor wind energy, doubly fed induction generator, second order sliding mode, adaptive gain, fuzzy logic, hybrid control.

Résumé :

Cette thèse traite la modélisation et la commande d'un système de conversion d'énergie éolienne double rotor à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) connectée directement au réseau électrique via le stator et elle est pilotée par son rotor par deux convertisseurs triphasés à MLI. Nous avons commencé notre étude par un état de l'art sur les systèmes d'énergie éolienne. Ensuite, pour fournir le maximum de puissance produite au réseau électrique. La stratégie de commande MPPT a été appliquée. Les résultats de simulation attestent que la puissance mécanique extraite du système éolien double rotor a augmenté d'environ de 23% par rapport à celui du système éolien mono rotor. Dans la deuxième partie de ce travail, nous avons présenté deux types de contrôle indépendant de la puissance active et réactive de la GADA : la commande vectorielle directe et indirecte, basées sur des régulateurs classiques PI. Cependant, ce dernier contrôleur est sensible aux perturbations et moins robuste vis-à-vis des variations paramétriques. Pour remédier ces problèmes, le contrôle des puissances active et réactive par le mode glissant à gain adaptatif a été appliqué à la GADA. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de cette stratégie de commande en terme de robustesse. Néanmoins, la commande par mode glissant a un inconvénient majeur, ce qui est le phénomène de chattering. Pour résoudre ce problème, la stratégie de contrôle hybride a été proposée. Cette stratégie est basée sur la combinaison entre la logique floue, la commande adaptative et le contrôle par mode glissant d'ordre 2. Les résultats de simulations présentées à la fin de ce travail montrent l'efficacité de la commande proposée notamment sur la qualité de l'énergie fournie.

Mots clés :

Energie éolienne double rotor, génératrice asynchrone à double alimentation, mode glissant d'ordre 2, gain adaptatif, logique floue, commande hybride.

Table des matières

Abréviations et Notations	
Liste des figures et tableaux	
Introduction générale	19
Chapitre I : État de l'art sur les systèmes d'énergie éolienne	
I.1. Introduction.....	25
I.2. L'énergie éolienne en Algérie	25
I.3. Les différents types d'éoliennes.....	27
I.3.1. Eoliennes à axe vertical (VAWT).....	28
I.3.2. Eoliennes à axe horizontal (HAWT).....	28
I.3.3. Eoliennes à double rotor.....	31
I.3.4. Avantages et inconvénients des éoliennes à double rotor.....	33
I.3.4.1. Avantages.....	33
I.3.4.2. Inconvénients.....	33
I.4. État de l'art sur les génératrices d'éolienne.....	33
I.4.1. Eolienne à vitesse fixe.....	34
I.4.2. Eolienne à vitesse variable.....	34
I.4.2.1. Système utilisant une génératrice synchrone.....	35
I.4.2.2. Système utilisant une génératrice asynchrone.....	36
I.4.2.3. Système utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation.....	36
I.5. Conclusion.....	37
Chapitre II : Modélisation et commande d'une turbine éolienne à double rotor	
II.1. Introduction.....	40
II.2. Modélisation de la turbine éolienne mono rotor.....	40
II.2.1. Hypothèses simplificatrices.....	41
II.2.2. Modèle aérodynamique.....	41
II.2.3. Modèle de la partie mécanique.....	42
II.3. Stratégie de commande de la turbine éolienne mono rotor.....	44
II.3.1. Extraction du maximum de la puissance du vent.....	44
II.3.1.1. Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation d'une EMR..	45
II.3.1.2. Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation d'une EMR...	49

II.4. Modélisation de la turbine éolienne à double rotor.....	50
II.4.1. Modèle mécanique d'une turbine éolienne à double rotor.....	51
II.4.2. Modèle aérodynamique d'un système éolien à double rotor.....	54
II.5. Commande MPPT de la turbine éolienne à double rotor.....	55
II.5.1. Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation d'une EDR.....	55
II.5.2. Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation d'une EDR.....	59
II.6. Modèle du vent.....	61
II.7. Résultats de simulation.....	61
II.7.1. La puissance mécanique extraite du système éolien mono et double rotor..	62
II.7.2. Résultats obtenus de la commande avec asservissement de vitesse.....	62
II.7.3. Résultats obtenus de la commande sans asservissement de vitesse.....	64
II.8. Conclusion.....	65

Chapitre III : Modélisation et commande vectorielle d'une GADA intégrée dans un SEDR

III.1. Introduction.....	67
III.2. Description du système.....	67
III.2.1. Structure de la machine asynchrone à double alimentation.....	68
III.2.2. Principe de fonctionnement de la machine.....	68
III.2.3. Modes de fonctionnement de la machine.....	71
III.2.4. Domaines d'application de la machine asynchrone à double alimentation	74
III.2.5. Avantages et inconvénients.....	75
III.2.5.1. Avantages.....	75
III.2.5.2. Inconvénients.....	76
III.3. Différentes configurations d'un système éolien double rotor à base d'une GADA.....	77
III.3.1. GADA avec pont à diodes et pont à thyristors.....	77
III.3.2. GADA avec pont à diodes et pont à transistors.....	78
III.3.3. GADA avec cycloconvertisseur.....	78
III.3.4. GADA avec convertisseurs MLI.....	79
III.4. Modélisation de la GADA.....	80
III.4.1. Hypothèses simplificatrices.....	80
III.4.2. Modèle de la GADA dans le repère triphasé.....	80
III.4.3. Modèle de la GADA dans le repère de Park.....	83
III.5. Modélisation des convertisseurs de puissance.....	86
III.5.1. Description des composants du système d'alimentation de la GADA.....	86

III.5.2. Convertisseur côté réseau (CCR).....	87
III.5.2.1. Modèle du bus continu.....	88
III.5.2.2. Modèle de la liaison au réseau dans le repère de Park.....	88
III.5.3. Convertisseur côté génératrice (CCG).....	88
III.6. Commande vectorielle de la GADA.....	91
III.6.1. Commande vectorielle directe des puissances (CVD).....	95
III.6.2. Commande vectorielle indirecte des puissances (CVI).....	95
III.6.3. Synthèse du régulateur PI.....	96
III.7. Résultats de simulation.....	98
III.7.1. Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations.....	98
III.7.2. Test des performances pour un facteur de puissance unitaire.....	102
III.7.3. Test de robustesse.....	105
III.8. Conclusion.....	107
Chapitre IV : Commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA	
IV.1. Introduction.....	109
IV.2. Commande par mode glissant : concepts de base.....	110
IV.2.1. Définition des systèmes à structure variable.....	110
IV.2.2. Structures de la commande par mode glissant.....	111
IV.2.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.	111
IV.2.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état.....	111
IV.2.2.3. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente.....	112
IV.2.3. Principe de la commande non linéaire par mode glissant.....	113
IV.2.3.1. Systèmes non linéaires à structure variable.....	114
IV.2.3.2. Modes de trajectoire d'une variable d'état.....	115
IV.2.4. Conception de la commande par mode glissant.....	116
IV.2.4.1. Choix de la surface de glissement.....	117
IV.2.4.2. Conditions de convergence.....	118
IV.2.4.3. Calcul de la commande.....	120
IV.3. Application de la commande par mode glissant à la GADA.....	123
IV.4. Commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA.....	125
IV.4.1. Théorème 1.....	125
IV.4.2. Théorème 2.....	126

IV.4.3. Application de la commande par mode glissant à gain adaptatif	126
IV.5. Résultats de simulation.....	127
IV.5.1. Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations.....	127
IV.5.2. Essais avec le system de conversion complet (contrôle MPPT).....	129
IV.5.3. Test de robustesse.....	130
IV.6. Conclusion.....	133

Chapitre V : Commande hybride par mode glissant d'ordre 2 de la GADA

V.1. Introduction.....	135
V.2. Phénomène de broutement "chattering".....	135
V.3. Elimination du chattering.....	136
V.3.1. Remplacement de la fonction "sign" par une fonction continue.....	137
V.3.1.1. La fonction saturation "sat".....	137
V.3.1.2. La fonction "sign + saturation".....	138
V.3.2. Utilisation d'observateur.....	139
V.3.3. Utilisation de la logique floue.....	140
V.3.4. Solution par des modes glissants d'ordre supérieur.....	140
V.4. Mode glissant d'ordre 2 (MGO2).....	141
V.4.1. Synthèse de la commande.....	141
V.4.2. Algorithmes par mode glissant d'ordre 2.....	143
V.4.2.1. Algorithme sous-optimal.....	143
V.4.2.2. Algorithme du Twisting.....	145
V.4.2.3. Algorithme du Super Twisting.....	145
V.4.3. Différentiateur.....	147
V.5. Commande par mode glissant d'ordre 2 adaptative.....	147
V.6. Application de la commande par MGO2 adaptative à la GADA.....	148
V.7. Commande hybride par mode glissant d'ordre 2 de la GADA.....	150
V.8. Résultats de simulation et discussions.....	152
V.8.1. Test de l'effet du phénomène de chattering.....	152
V.8.2. Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations.....	153
V.8.3. Test de Robustesse.....	155
V.9. Stratégie de commande de la cascade CCG - bus continu – CCR.....	157
V.9.1. Régulation de la tension de bus continu.....	158
V.9.2. Simulation du system de conversion complet.....	159

V.10. Conclusion.....	162
Conclusion générale	163
Bibliographie	166
Annexes	174
Annexe A : Paramètres du système de conversion d'énergie éolienne.....	174
Annexe B : Loi de Betz.....	176
Annexe C : La logique floue.....	178

Abréviations et Notations

1. Liste des Abréviations

AC	Alternative Current;
BDV	Boite De Vitesse ;
BF	Boucle Fermé ;
BO	Boucle Ouverte ;
CCG	Convertisseur Coté Génératrice ;
CCR	Convertisseur Coté Réseau ;
CVD	Commande Vectorielle Directe ;
CVI	Commande Vectorielle Indirecte ;
DC	Direct Current ;
EDR	Eolienne à Double Rotor ;
EMR	Eolienne Mono Rotor ;
FP	Facteur de Puissance ;
GADA	Génératrice Asynchrone à Double Alimentation ;
HMGO2	Contrôleur Hybride par Mode Glissant d'Ordre 2 ;
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor ;
MAS	Machine Asynchrone ;
MG	Mode Glissant ;
MGO2	Mode Glissant d'Ordre 2 ;
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion ;
MPPT	Maximum Power Point Tracking ;
MS	Machine Synchrone ;
PI	Proportionnel Intégral ;
PWM	Pulse Width Modulation ;
SEDR	Système Eolien à Double Rotor ;
SEMR	Système Eolien Mono Rotor ;

2. Liste des Notations

C_p	Coefficient de puissance ;
C_{pmax}	Coefficient de puissance maximale ;
C_g	Couple mécanique sur l'arbre de la génératrice ;
C_t	Couple mécanique disponible sur l'arbre lent de la turbine ;

C_{em}	Couple électromagnétique de la génératrice ;
C_1	Couple aérodynamique développé par le rotor secondaire ;
C_2	Couple aérodynamique développé par le rotor principal ;
C_g	Couple développé par l'arbre de la génératrice ;
C_T	Coefficient qui caractérise la fiabilité qui est en général égal à 0.9 ;
(d, q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme) ;
d_1	Coefficient d'amortissement dans l'arbre secondaire ;
d_2	Coefficient d'amortissement dans l'arbre principal ;
d_g	Coefficient d'amortissement dans l'arbre de la génératrice ;
d_{g1}	Coefficient d'amortissement de l'engrenage entre l'arbre de la génératrice et l'arbre de la turbine secondaire ;
d_{2g}	Coefficient d'amortissement de l'engrenage entre l'arbre de la turbine principal et l'arbre de la génératrice ;
f_v	Coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice ;
f_s	Fréquence électrique des grandeurs statoriques ;
f_r	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques ;
G	Gain du multiplicateur ;
g	Glissement de la vitesse de rotation ;
$i_{s a, b, c}$	Courants instantanés statoriques triphasés ;
$i_{s d, q}$	Courants statoriques diphasés dans le repère (d, q) ;
$i_{s \alpha, \beta}$	Courants statoriques diphasés dans le repère (α, β) ;
$i_{r a, b, c}$	Courants instantanés rotoriques triphasés ;
$i_{r d, q}$	Courants rotoriques diphasés dans le repère (d, q) ;
$i_{r \alpha, \beta}$	Courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ;
J_t	Moment d'inertie de la turbine ;
J_g	Moment d'inertie de la génératrice ;
J_m	Moment d'inertie totale de l'ensemble « turbine + génératrice » ;
J_1	Moment d'inertie de la turbine secondaire ;
J_2	Moment d'inertie de la turbine principale ;
$K_{p\Omega}$	Composante proportionnelle du correcteur PI (Boucle de vitesse MPPT) ;
$K_{i\Omega}$	Composante intégrale du correcteur PI (Boucle de vitesse MPPT) ;
K_{g1}	Coefficient de raideur de l'engrenage entre l'arbre de la génératrice et l'arbre de la turbine secondaire ;
K_{2g}	Coefficient de raideur de l'engrenage entre l'arbre principal et l'arbre de la génératrice ;
L_s	Inductance cyclique statorique par phase ;

L_r	Inductance cyclique rotorique par phase ;
L_m	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor), inductance magnétisante ;
l_s	Inductance propre d'une phase statorique ;
l_r	Inductance propre d'une phase rotorique ;
m_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques ;
m_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques ;
M	Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et autre rotorique ;
N_s	Vitesse du champ tournant ;
N_r	Vitesse mécanique de rotation ;
$P_{s\text{ réf}}$	Puissance active statorique de référence ;
P_{aer}	Puissance aérodynamique de la turbine ;
P_v	Puissance théorique maximale extractible d'un vent non perturbé ;
P_1	Puissance cinétique du vent à travers le rotor secondaire ;
P_2	Puissance cinétique du vent à travers le rotor principal ;
P_{t1}	Puissance captée par le rotor secondaire ;
P_{t2}	Puissance captée par le rotor principal ;
p	Nombre de paires de pôles ;
P_s	Puissance active statorique ;
P_f	Puissance active échangée entre le CCR et le réseau ;
P_r	Puissance active rotorique ;
$P(\theta)$	Transformation de Park : $X_{s\ a,b,c} \rightarrow X_{s\ d,q}$ et $X_{r\ a,b,c} \rightarrow X_{r\ d,q}$;
$Q_{s\text{ réf}}$	Puissance réactive statorique de référence ;
Q_r	Puissance réactive rotorique ;
Q_s	Puissance réactive statorique ;
Q_f	Puissance réactive échangée entre le CCR et le réseau ;
R_Q	Régulateur pour l'asservissement de la vitesse de l'éolienne (PI) ;
r_1	Rayon moyen du pignon d'engrenage de l'arbre principal ;
r_2	Rayon moyen du pignon d'engrenage de l'arbre secondaire ;
r_g	Rayon du pignon d'engrenage de l'arbre de la génératrice ;
R_1	Rayon du rotor secondaire ;
R_2	Rayon du rotor principal ;
R_s	Résistance statorique par phase ;
R_r	Résistance rotorique par phase ;
(r_a, r_b, r_c)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques ;

(s_a, s_b, s_c)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques ;
s	Opérateur de Laplace ;
S	Surface circulaire balayée par la turbine $S = \pi.R^2$;
V_{rd}^*, V_{rq}^*	Tensions rotoriques de référence dans le repère (d, q) ;
V_v	Vitesse du vent ;
V_1	Vitesse en amant de la turbine secondaire ;
V_2	Vitesse en amant de la turbine principale ;
$v_{s a, b, c}$	Tensions instantanées statoriques triphasées ;
$v_{s d, q}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ;
$v_{s \alpha, \beta}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) ;
V_s	Module du vecteur de tension statorique ;
v_{dc}	Tension du bus continu ;
$v_{r a, b, c}$	Tensions instantanées rotoriques triphasées ;
$v_{r d, q}$	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) ;
$v_{r \alpha, \beta}$	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β) ;
V_r	Module du vecteur de tension rotorique ;
ρ	Densité de l'air ;
Ω_t	Vitesse mécanique de la turbine ;
Ω_g	Vitesse mécanique de la génératrice ;
Ω_t^*	Vitesse de référence de la turbine ;
Ω_g^*	Vitesse de référence de la génératrice ;
λ	Vitesse relative ;
λ_{opt}	Vitesse relative optimale ;
β	Angle de calage des pales ;
θ_1	Position angulaire du pignon d'engrenage de l'arbre principal ;
θ_2	Position angulaire du pignon d'engrenage de l'arbre secondaire ;
θ_g	Position angulaire du pignon d'engrenage de l'arbre de la génératrice ;
λ_1	Rapport de la vitesse du rotor secondaire ;
λ_2	Rapport de la vitesse du rotor principal ;
Ω_1	Vitesse mécanique de la turbine secondaire ;
Ω_2	Vitesse mécanique de la turbine principale ;
σ	Coefficient de dispersion de Blondel ;
(α, β)	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator) ;
θ_{sr} (rad)	Position angulaire du rotor par rapport au stator ;
θ_s (rad)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) ;

θ_r (rad)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d) ;
$\phi_{s a, b, c}$	Flux instantané magnétiques au stator ;
$\phi_{s \alpha, \beta}$	Flux statoriques diphasés dans le repère (α, β) ;
$\phi_{s d, q}$	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ;
Ψ_s	Module du vecteur de flux statorique ;
$\phi_{r a, b, c}$	Vecteur de flux magnétiques au rotor ;
$\phi_{r \alpha, \beta}$	Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ;
$\phi_{r d, q}$	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ;
Ψ_r	Module du vecteur de flux rotorique ;
ω_s	Pulsation électrique des grandeurs statoriques ;
ω_r	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation ;
ω_{sr}	Pulsation de glissement.

Liste des Figures et Tableaux

1. Liste des Figures

Figure I.1 :	La ferme éolienne de 10 MW à Kabertène (Adrar).	26
Figure I.2 :	Carte annuelle des vents (m/s) à 10 m du sol.	27
Figure I.3 :	Exemples de turbines éoliennes à axe vertical.	28
Figure I.4 :	Composants d'une turbine éolienne à axe horizontale.	30
Figure I.5 :	System éolien à double rotor.	32
Figure I.6 :	Prototypé d'un système éolien à double rotor.	32
Figure I.7 :	Système d'engrenage planétaire.	33
Figure I.8 :	Vitesse fixe.	34
Figure I.9 :	Vitesse variable.	34
Figure I.10 :	Eolienne utilisant une GADA.	37
Figure II.1 :	Conversion de l'énergie cinétique du vent.	40
Figure II.2 :	Modèle mécanique de la turbine éolienne.	43
Figure II.3 :	Modélisation de la partie mécanique et aérodynamique de l'éolien mono rotor.	44
Figure II.4 :	Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.	44
Figure II.5 :	Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.	47
Figure II.6 :	Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.	48
Figure II.7 :	Control MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.	50
Figure II.8 :	Conversion de l'énergie cinétique du vent d'un système éolien à double rotor.	51
Figure II.9 :	Engrenages employées pour (a) : éolienne mono rotor, (b) : éolienne à double rotor.	52
Figure II.10 :	Modèle dynamique de l'engrenage conique avec 3 arbres.	52
Figure II.11 :	Modèle de la partie mécanique et aérodynamique de l'éolien à double rotor.	55
Figure II.12 :	Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation d'une éolienne à double rotor.	56
Figure II.13 :	Structure d'un système flou.	57
Figure II.14 :	Schéma bloc de régulation de vitesse à contrôleur flou.	58
Figure II.15 :	Fonctions d'appartenances des différentes variables linguistiques.	58
Figure II.16 :	Control MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation d'une EDR.	60
Figure II.17 :	Profil de la vitesse du vent.	62
Figure II.18 :	Comparaison entre les deux systèmes éoliens vis-à-vis de la puissance mécanique extraite.	62

Figure II.19 :	Résultats de la commande MPPT avec asservissement de vitesse par PI classique.	63
Figure II.20 :	Résultats de la commande MPPT avec asservissement de vitesse par PI flou.	63
Figure II.21 :	Zoom sur les résultats de la commande MPPT obtenus avec les deux stratégies d'une éolienne double rotor.	64
Figure III.1 :	Système de conversion éolienne double rotor à base de la GADA.	68
Figure III.2 :	Principe du rotor bobiné.	68
Figure III.3 :	Configuration des enroulements et des flux dans une machine synchrone et dans une machine asynchrone à double alimentation.	70
Figure III.4 :	Les quatre modes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation.	72
Figure III.5 :	GADA avec pont à diodes et pont à thyristors.	78
Figure III.6 :	GADA avec cycloconvertisseur.	79
Figure III.7 :	GADA avec convertisseurs MLI.	80
Figure III.8 :	Représentation de la GADA dans le système triphasé.	81
Figure III.9 :	Repères de référence : statorique (α_s - β_s), rotorique (α_r - β_r) et tournant (d-q).	84
Figure III.10 :	Composants du système d'alimentation de la GADA.	87
Figure III.11 :	Connexion du CCR au réseau électrique.	87
Figure III.12 :	Connexion du CCG au rotor de la GADA.	89
Figure III.13 :	Orientation du repère de Park.	91
Figure III.14 :	Schéma bloc du modèle simplifié de la GADA.	94
Figure III.15 :	Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la GADA.	95
Figure III.16 :	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la GADA.	96
Figure III.17 :	Système régulé par un PI.	96
Figure III.18 :	Commande vectorielle de la GADA par la méthode directe (test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).	100
Figure III.19 :	Commande vectorielle de la GADA par la méthode indirecte (test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).	101
Figure III.20 :	Commande vectorielle de la GADA par la méthode directe (FP=1).	103
Figure III.21 :	Commande vectorielle de la GADA par la méthode indirecte (FP=1).	104
Figure III.22 :	Effet des variations paramétriques de la GADA sur les performances de la commande vectorielle directe.	106
Figure III.23 :	Effet des variations paramétriques de la GADA sur les performances de la commande vectorielle indirecte.	106
Figure III.24 :	Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive des deux méthodes de commande vectorielle de la GADA (test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques).	106

Figure IV.1 :	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.	111
Figure IV.2 :	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	112
Figure IV.3 :	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.	112
Figure IV.4 :	Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande.	115
Figure IV.5 :	Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	116
Figure IV.6 :	Définition de la fonction « <i>sign</i> ».	122
Figure IV.7 :	Schéma bloc de la commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA.	127
Figure IV.8 :	Commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).	128
Figure IV.9 :	Schéma bloc d'un system de conversion complet avec la stratégie de commande MPPT.	130
Figure IV.10 :	Commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA (Contrôle MPPT).	131
Figure IV.11 :	Effet des variations paramétriques de la GADA sur les performances de la commande vectorielle indirecte et par mode glissant à gain adaptatif.	132
Figure IV.12 :	Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive entre la commande vectorielle indirecte et par mode glissant à gain adaptatif de la GADA (test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques).	133
Figure V.1 :	Le phénomène de chattering.	136
Figure V.2 :	Définition de la fonction " <i>sat</i> ".	137
Figure V.3 :	Définition de la fonction " <i>sign + sat</i> ".	138
Figure V.4 :	Interpolation de puissance.	139
Figure V.5 :	La fonction « <i>smooth</i> ».	139
Figure V.6 :	La fonction « <i>arctangente</i> ».	139
Figure V.7 :	La fonction « <i>tangente hyperbolique</i> ».	139
Figure V.8 :	Schéma bloc de la réduction du chattering avec un observateur.	140
Figure V.9 :	Allure du régime glissant : mode glissant classique (gauche) et mode glissant d'ordre supérieur (droite).	141
Figure V.10 :	Algorithme sous-optimal : plan de phase (S, \dot{S}) .	144
Figure V.11 :	Algorithme du Twisting : plan de phase (S, \dot{S}) .	145
Figure V.12 :	Algorithme du Super Twisting : plan de phase (S, \dot{S}) .	146
Figure V.13 :	Fonctions d'appartenances de l'entrée normalisée de la fonction floue.	150

Figure V.14 :	Fonctions d'appartenances de la sortie normalisée de la fonction floue.	151
Figure V.15 :	Schéma bloc de la commande HMGO2 de la GADA.	151
Figure V.16 :	Effet du phénomène de chattering sur la qualité des puissances active et réactive fournit au réseau par la GADA.	153
Figure V.17 :	Commande hybride par mode glissant d'ordre 2 de la GADA (Test de suivie de consigne et sensibilité aux perturbations).	154
Figure V.18 :	Effet des variations paramétriques de la GADA sur les performances de la commande HMGO2 et CVI par PI classique.	156
Figure V.19 :	Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive entre la commande HMGO2, par MG et CVI de la GADA (test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques).	156
Figure V.20 :	Schéma de commande de la cascade basée sur une GADA d'un SEDR.	157
Figure V.21 :	Schéma fonctionnel de la commande du convertisseur côté réseau.	158
Figure V.22 :	Principe de contrôle du courant par hystérésis.	159
Figure V.23 :	Commande HMGO2 appliquée au système de conversion complet avec le contrôle du convertisseur côté réseau.	161
Figure B.1 :	Tube de courant autour d'une éolienne.	176
Figure B.2 :	Coefficient de puissance.	177
Figure C.1 :	Formes usuelles des fonctions d'appartenance.	180
Figure C.2 :	Structure interne d'un régulateur flou.	181
Figure C.3 :	Défuzzification par la méthode du centre de gravité.	183
Figure C.4 :	Défuzzification par la méthode de la valeur maximale.	184
Figure C.5 :	Défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées.	184

2. Liste des Tableaux

Tableau I.1 :	Comparatif de vitesse fixe vs vitesse variable.	35
Tableau I.2 :	Avantages et inconvénients des génératrices synchrones.	36
Tableau I.3 :	Avantages et inconvénients des génératrices asynchrones.	36
Tableau I.4 :	Avantages et inconvénients de la génératrice asynchrone double alimentation.	37
Tableau II.1 :	Table des règles de commandes à sept classes.	59
Tableau III.1 :	Modes opérationnels de la machine asynchrone à double alimentation.	73
Tableau A.1 :	Paramètres de la turbine éolienne mono rotor.	174
Tableau A.2 :	Paramètres de la turbine éolienne double rotor.	174
Tableau A.3 :	Paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation.	175

Introduction générale

L'intense industrialisation des dernières décennies et la multiplication des appareils domestiques électriques (chauffage, climatisation, lavage, médicale, informatique,... etc.) ont conduit à des besoins planétaires en énergie électrique considérables [POI03]. Mais avant de la consommer il aura fallu la produire, en général, dans des unités de production de grande puissance, la transporter, puis la distribuer vers chaque consommateur. Aujourd'hui, plus de 2 milliards d'êtres humains n'ont pas l'accès à l'électricité pour cause d'économie fragile, d'infrastructures lourdes et coûteuses, de zones difficiles d'accès et d'habitat dispersé [DJE15].

Face à l'épuisement des énergies fossiles polluantes (pétrole, gaz et charbon) et aux problèmes environnementaux causés par l'émission des gaz à effet de serre lors de l'exploitation de ces ressources, d'autres ressources énergétiques alternatives ont été et doivent continuer à être développées. Parmi elles, nous pouvons citer l'énergie de fission nucléaire qui ne rejette pas directement de gaz carbonique (principalement le CO₂) [CAM03]. Cependant, le traitement des déchets, issus de ce mode de production, est très coûteux et, pour une part, leur radioactivité reste élevée durant de nombreuses années. Une autre alternative, consiste à exploiter les énergies renouvelables, qui offrent la possibilité de produire de l'électricité proprement et surtout dans une moindre dépendance des ressources, à condition d'accepter leurs fluctuations naturelles et parfois aléatoires. Aujourd'hui, la production d'énergie électrique à travers les systèmes éoliens devient compétitive en termes de coûts de production. Il est en train de contribuer à la réduction des rejets de gaz à effet de serre [ABD07].

Les systèmes utilisant l'énergie du vent représentent la technologie à plus forte croissance. Parmi ces technologies éoliennes, de nombreux systèmes de différents types ont été conçus et développés tout en prolongeant une expérience dans ce domaine remontant sur plusieurs siècles. De nos jours, la forme la plus connue et utilisée de la technologie éolienne est l'aérogénérateur, une machine qui obtient de l'énergie à partir du vent pour générer un courant électrique. La chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique intègre différents organes électrotechniques. Afin de maximiser l'efficacité de cette conversion d'énergie, de nombreuses solutions ont été examinées aussi bien au niveau de la génératrice à utiliser que de l'électronique de puissance.

L'Algérie amorce une dynamique d'énergie verte en lançant un programme ambitieux de développement des énergies renouvelables et d'efficacité énergétique. Cette vision du gouvernement algérien s'appuie sur une stratégie axée sur la mise en valeur des ressources inépuisables comme le solaire et l'éolien, et leurs utilisations pour diversifier les sources d'énergie et préparer l'Algérie de demain. Grâce à la combinaison des initiatives et des intelligences, l'Algérie s'engage dans une nouvelle énergétique durable. Le programme consiste à installer une puissance d'origine renouvelable de près de 22000 MW entre 2011 et 2030 dont 12000 MW seront dédiés à couvrir la demande nationale en électricité et 10000 MW à l'exportation [DJE15]. L'exportation de l'électricité est toutefois conditionnée par l'existence d'une garantie d'achat à long terme, de partenaires fiables et de financements extérieurs.

L'aérogénérateur est la technologie la plus utilisée pour exploiter l'énergie du vent. Sa production peut varier de quelques watts jusqu'à plusieurs mégawatt. Le type le plus utilisé est l'éolienne tripale à axe horizontal.

Actuellement, le système éolien à vitesse variable basé sur la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) est le plus utilisé dans les fermes éoliennes terrestres. Son principal avantage, et non des moindres, est d'avoir ses convertisseurs statiques triphasés dimensionnés pour une partie de la puissance nominale de la GADA, ce qui présente un bénéfice économique important par rapport à d'autres solutions possibles de conversion électromécanique (machine synchrone à aimants permanents par exemple). En effet, la GADA permet un fonctionnement sur une plage de vitesse de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme, garantissant ainsi un dimensionnement réduit des convertisseurs statiques car ceux-ci sont connectés entre le bobinage rotorique de la GADA et le récepteur électrique [BOU15].

Le rendement des éoliennes tripales à axe horizontal classiques se situe autour de 0,4. Cette caractéristique est bornée par la limite de BETZ qui atteint un maximum de 0,59. Pourtant, cette limite n'est pas insurmontable. Des études récentes ont été menées afin de concevoir des éoliennes plus performantes offrant de meilleures caractéristiques de puissance [LEE13], [YAH13], [YAH15a], [YAH15b], [YAH16].

Dans ce contexte, le premier objectif de ce travail de recherche est d'améliorer la puissance mécanique extraite en utilisant une nouvelle génération des systèmes de conversion de l'énergie éolienne dite éolienne à double rotor associée à une génératrice

asynchrone à double alimentation et un dispositif de conversion AC/DC, un bus continue et un onduleur.

Le sujet de cette thèse consiste également à concevoir des stratégies de commande simples à implémenter dans un système de conversion éolien à double rotor, connecté au réseau reposant sur la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation pilotée par son rotor par deux convertisseurs triphasés à MLI. C'est donc dans ce cadre que nous allons développer notre étude pour un système de conversion éolienne double rotor permettant de fournir une puissance constante au réseau tout en offrant des services aux systèmes tel que la prestation de l'énergie réactive pour la correction du facteur de puissance. L'utilisation de ces stratégies de commande sera basée sur les techniques de commande avancées (mode glissant d'ordre supérieur, logique floue, gain adaptatif).

La commande par mode glissant (MG) pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée depuis son introduction [UTK77]. Celle-ci appartient à une classe plus large appelée commandes à structure variable. L'objectif de la méthode est, à l'aide d'une commande discontinue, de contraindre le système à évoluer au bout d'un temps fini et de se maintenir sur une surface, appelée surface de glissement, où le comportement résultant correspond aux dynamiques souhaitées. Le régime du système ainsi commandé est appelé mode glissant et la dynamique de celui-ci peut être rendue insensible aux variations paramétriques, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations externes. La loi de commande par mode glissant est de conception relativement simple et présente des qualités de robustesse vis-à-vis de certaines classes de perturbations [NOL06].

Cependant, il existe quelques problèmes comme le phénomène de chattering, dû au caractère discontinu de la commande par MG. Ces inconvénients peuvent être vraiment néfastes pour les machines, en provoquant un échauffement important des enroulements ou en excitant des dynamiques de hautes fréquences non modélisées, mais aussi pour le convertisseur statique (fréquence de fonctionnement des interrupteurs statiques). En effet, selon la fréquence de ce phénomène, il peut provoquer des dégâts au niveau de l'électronique de puissance lors des commutations. Il existe différentes méthodes pour diminuer ce phénomène dont l'une consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue au voisinage de la surface de glissement (fonction saturation ou fonction sigmoïde) [EDW98], [SLO84]. Une autre méthode consiste à utiliser les modes glissants d'ordre supérieur [BAR04], [BAR00], [EME 93], [LEV93], dont le principe est

de rejeter les discontinuités au niveau des dérivées supérieures de l'entrée du système. L'effet de chattering est ainsi éliminé, tout en préservant les propriétés de robustesse et en améliorant même la précision de convergence.

La présente thèse est organisée en Cinq chapitres. Le premier chapitre est consacré aux notions générales sur l'énergie éolienne. Ensuite, nous présenterons les différents types des aérogénérateurs en particulier les éoliennes à double rotor dans l'objectif d'étudier cette dernière dans ce travaux de thèse. Puis, les différentes machines électriques utilisées pour la conversion éolienne seront étudiées afin de montrer les avantages inégalés de la machine asynchrone à double alimentation surtout en grande puissance et en vitesse variable.

Dans le second chapitre, Nous exposerons deux types des turbines éoliennes. Dans la première étape, la modélisation des organes essentiels constituant la partie mécanique de l'éolienne conventionnelle à axe horizontal que nous avons nommé mono rotor sera présenté. Puis, nous exposerons deux stratégies de commande afin de maximiser la puissance extraite du vent. C'est la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) avec et sans asservissement de vitesse. Dans la deuxième partie de ce chapitre, la commande MPPT d'un système éolien à double rotor sera étudiée.

Le troisième chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux statorique afin de réaliser une commande indépendante de la puissance active et réactive de la GADA, en utilisant des régulateurs classiques de type Proportionnel-Intégral (PI). Nous exposerons deux types de commandes vectorielles dans cette section. La première appelée commande vectorielle directe dans laquelle on effectue la régulation directement des puissances sans prendre en compte les couplages internes existants entre les énergies dans la GADA. La deuxième c'est la commande vectorielle indirecte qui s'occupe d'abord du réglage des courants rotoriques de la GADA ensuite le réglage en cascade des puissances. Ce chapitre est terminé par une comparaison entre les deux stratégies de commandes en terme : de suivi des consignes, de sensibilité aux perturbations et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la GADA.

Le quatrième chapitre présente la commande indépendante de la puissance active et réactive de la GADA en utilisant des régulateurs par modes glissants à gains adaptatifs avec surface de commutation non linéaire. Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons le concept général des systèmes à structure variable avec mode de glissement. Ensuite, nous proposerons une stratégie de commande par mode glissant avec la

conception d'un gain adaptatif pour compenser les perturbations et diminué un peu le phénomène de chattering. Puis, nous aborderons la commande de la GADA par cette technique pour concevoir des régulateurs de puissances statoriques active et réactive, La synthèse des lois de commande est basée sur le modèle obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle. Des simulations sont présentées à la fin du chapitre pour pouvoir statuer sur la validité ainsi que sur les performances de ce type de réglage.

Enfin, Le dernier chapitre traite le problème du phénomène de chattering, qui est un inconvénient major de la commande par mode glissant classique. Des différentes méthodes existant dans la littérature seront présentées pour la réduction de ce phénomène. Dans ce travail, nous proposerons une solution basée sur la commande indépendante de la puissance active et réactive de la GADA en utilisant des régulateurs hybride. Le principe de cette commande est la combinaison entre la logique floue, la commande adaptative et le contrôle par mode glissant d'ordre 2, nous appelons le contrôleur résultant de cette combinaison : contrôleur hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2). Afin de confirmer l'efficacité des techniques de commande proposées, des résultats de simulation seront présentés et commentés à la fin de ce chapitre.

Chapitre I

État de l'art sur les systèmes d'énergie éolienne

I.1. Introduction

Fournies par le soleil, le vent, la chaleur de la terre, les chutes d'eau, les marées ou encore la croissance des végétaux, les énergies renouvelables n'engendrent pas ou peu de déchets ou d'émissions polluantes. Elles participent à la lutte contre l'effet de serre et les rejets de CO₂ dans l'atmosphère, facilitent la gestion raisonnée des ressources locales, génèrent des emplois. Le solaire (solaire photovoltaïque, solaire thermique), l'hydroélectricité, l'éolien, la biomasse, la géothermie sont des énergies flux inépuisables par rapport aux "énergies stock" tirées des gisements de combustibles fossiles en voie de raréfaction : pétrole, charbon, lignite, gaz naturel [BOU15].

L'énergie éolienne a été longtemps oubliée alors qu'elle était déjà exploitée depuis l'antiquité avec l'utilisation des moulins à vent. Cependant, elle connaît depuis environ 40 ans un essor sans précédent notamment après la crise pétrolière de 1973 qui a alerté les états producteurs d'énergie fossile. En effet, après l'an 2000, le contexte fluctuant des énergies fossiles, l'explosion de la demande mondiale en électricité et les prises de conscience environnementale, ont accentué le besoin de l'énergie propre et durable ou l'éolien occupe une place privilégiée. Fort de son potentiel mondial, celui-ci a ainsi attiré différents acteurs du monde économique et surtout de l'énergie. Ceci s'est traduit par une profonde réorganisation et mutation du marché de l'éolien pour lequel les aérogénérateurs ont atteint une certaine maturité technique. Ces aérogénérateurs, généralement à axe horizontal, fonctionnent à vitesse variable permettant l'augmentation de la puissance produite. Le développement des convertisseurs statiques et leur commande a permis le contrôle des puissances produites par ces aérogénérateurs [ARN10], [GHE11], [MOU14].

Dans ce premier chapitre, nous serons présenter des différents types d'éoliennes et par la suite nous préciserons le choix du type d'éolienne ce qui nous permettrons dans les prochains chapitres de définir les objectifs de notre travail; c'est-à-dire l'élaboration de commande pour la turbine et pour la génératrice de l'éolienne.

I.2. L'énergie éolienne en Algérie

L'énergie éolienne en Algérie n'est pas encore connue à l'heure actuelle le développement qui permettrait leur exploitation, malgré le gisement éolien dont dispose l'Algérie [KAS06]. Ceci constitue un atout majeur qui pourra être valorisé pour faire de l'Algérie un fournisseur en énergie électrique.

Un premier pas a été déjà fait par le groupe Sonelgaz en 2010, qui a confié la réalisation de la première ferme éolienne de Kabertène à Adrar d'une puissance totale de 10MW (figure I.1). Douze éoliennes d'une puissance unitaire de 0.85MW chacune, installées dans cette ferme ont été mises en service en 2014 [DJE15].



Figure I.1 : La ferme éolienne de 10 MW à Kabertène (Adrar).

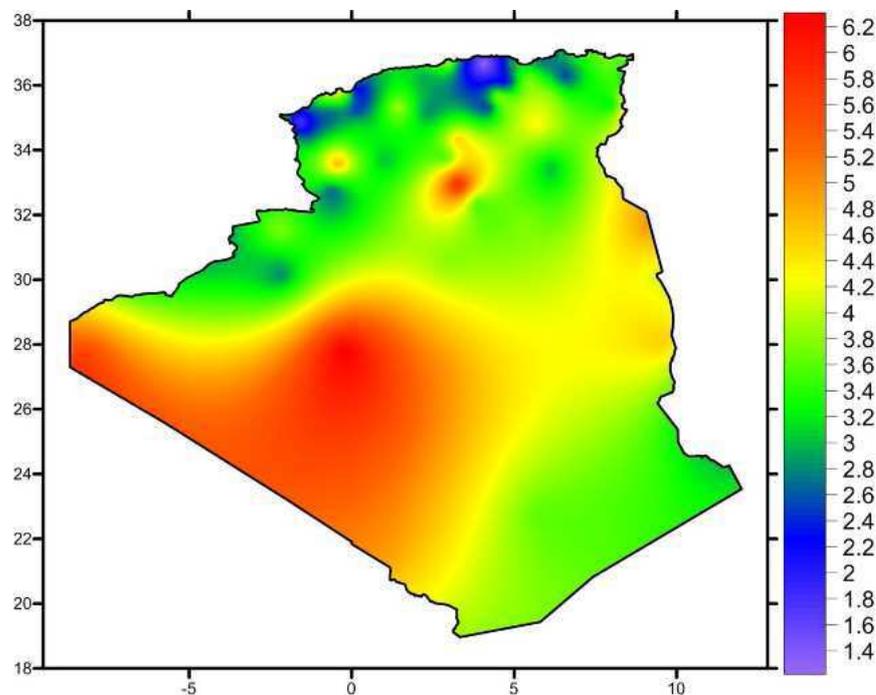
Signalons que la ferme éolienne d'Adrar, première du genre à l'échelle nationale, d'une capacité de 10 MW, est implantée sur une superficie de 30 hectares, dans la zone de Kabertène, 72 kilomètres au nord de la wilaya d'Adrar. Elle est constituée de 12 éoliennes de 850 kW chacune et d'une puissance cumulée de 10.2 MW dont six ont été déjà réceptionnées en juin 2014. Les turbines utilisées dans ce parc sont de type « G52/850/50 60Hz » fournies par le constructeur espagnol GAMESA, équipées par des générateurs asynchrones à double alimentation (GADA). Cette nouvelle centrale de production d'électricité, dont les travaux ont été entamés en 2011, appartient à la phase pilote du programme national des énergies renouvelables, qui consiste en l'installation d'une puissance globale en énergies renouvelables de 22 GW à l'horizon 2030 [DJE15].

Dans le cadre de l'intégration nationale, les capacités de réalisation nationales ont été associées à ce projet attribué au consortium algéro-français (CEGELEC). C'est ainsi que deux sociétés du Groupe Sonelgaz, à savoir ETTERKIB et INERGA, ont pris en charge les travaux de génie civil et de montage des installations.

L'implication de ces dernières traduit la vision stratégique de l'Algérie qui vise à développer tant l'intégration nationale que la maîtrise des nouvelles techniques dans le domaine des énergies renouvelables. Le choix de la région de Kabertène, relevant territorialement de la commune de Tsabit, a été fait suite à une étude cartographique sur les grandes régions de vent en Algérie, et à l'issue de laquelle deux régions dont Adrar ont été

définies. Cette wilaya verra également la réalisation de huit nouvelles centrales électriques exploitant des énergies renouvelables, pour une production globale de plus de 270 mégawatts [DJE15].

Le potentiel éolien en Algérie diffère selon la situation géographique. Ainsi au nord du pays, le potentiel éolien se caractérise par une vitesse moyenne des vents modérée (1 à 4 m/s) avec des microclimats autour d'Oran, Annaba, sur les hauts plateaux et à Biskra. Ce potentiel énergétique convient parfaitement pour le pompage de l'eau particulièrement sur les hauts plateaux. Au sud, la vitesse moyenne des vents dépasse les 4m/s, plus particulièrement au sud ouest, avec des vents qui dépassent les 6m/s dans la région d'Adrar [PER14]. La figure I.2 présente la cartographie des vents en Algérie.



I.3. Les différents types d'éoliennes

Les deux principaux groupes d'éoliennes sont : à axe horizontal et à axe vertical. Ces deux derniers types d'éoliennes leur rendement se situe autour de 0.4 cette caractéristique est bornée par la limite de Betz qui atteint un maximum de 0.59. Pour améliorer les performances, nous proposons dans ce travail une nouvelle type d'éolienne qui connue dans la littérature par le nom : éolienne à double rotor où contrarotative (dual rotor or counter rotating wind turbine en anglais) [YAH13], [YAH15a], [YAH15b], [YAH16].

I.3.1. Eoliennes à axe vertical (VAWT)

Afin de diminuer la vitesse de rotation et de limiter le bruit et de capter le flux d'air dont la direction change de façon turbulente, on voit apparaître de petites éoliennes à axe vertical, de type Savonius, Darrieus ou H-type. Les turbines VAWT tournent en moyenne 2 à 6 fois moins vite qu'un tripale classique avec le même rayon. Ce type de turbine est aussi quelque fois une réponse à la question de l'esthétique, sans doute essentielle pour obtenir l'adhésion des riverains, en particulier en site urbain. La figure 1.3 représente les différents modèles d'éoliennes à axe vertical [BEL14].

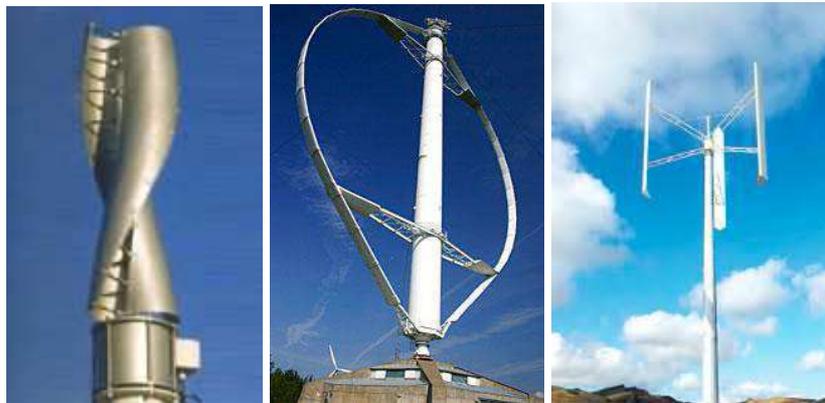


Figure I.3 : Exemples de turbines éoliennes à axe vertical.

En ce qui concerne leur implantation, elles ont une emprise au sol plus importante que les éoliennes à tour car elles sont haubanées sur de grandes distances. En effet, les câbles des haubans doivent passer au dessus des pales. Cela représente un inconvénient majeur pour une implantation sur un site agricole par exemple.

Tous ces inconvénients alliés à la faible efficacité de la conversion d'énergie ont fortement limités le développement de ces éoliennes, laissant place aux aérogénérateurs à axe horizontal.

I.3.2. Eoliennes à axe horizontal (HAWT)

C'est de loin la structure la plus répandue de par sa faible emprise au sol et son efficacité énergétique. Ces éoliennes sont basées sur la technologie ancestrale des moulins à vent. Elles sont constituées de plusieurs pales profilées aérodynamiquement à la manière des ailes d'avion. Dans ce cas, la portance n'est pas utilisée pour maintenir un avion en vol mais pour générer un couple moteur entraînant la rotation. Le nombre de pales utilisé pour la production d'électricité varie classiquement entre 1 et 3, le rotor tripale étant le plus

utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien [DEV83].

Ces éoliennes captent le vent en hauteur et loin du sol ; à cette hauteur le vent est beaucoup moins ralenti par le relief. A dimension d'hélice identique, on pourra produire plus de puissance par le biais de cette structure par rapport aux éoliennes à axe vertical.

Un autre avantage, et non des moindres, est l'emprise au sol qui est très faible par rapport aux éoliennes à axe vertical. Ici, seule la tour occupe de la place au sol et contient généralement tous les systèmes de raccordement. Ainsi il n'est pas nécessaire de rajouter un local électrique et l'emprise au sol est vraiment minimale.

Une éolienne à axe horizontale se compose essentiellement des éléments ci-après (voir figure I.4) [MUL04], [BEL10], [MOU14].

➤ **La tour (mât)**

Permet de placer le rotor à une hauteur suffisante pour permettre son mouvement ou placer ce rotor à une hauteur lui permettant d'être entraîné par un vent plus fort et régulier qu'au niveau du sol. Le mât abrite généralement une partie des composants électriques et électroniques (modulateur, commande, multiplicateur, générateur, etc.). Il est de conception différente selon les dimensions de l'éolienne et selon l'impact souhaité sur le paysage.

➤ **Le rotor**

Partie rotative de l'éolienne placée en hauteur afin de capter des vents forts et réguliers. Il est composé de plusieurs pales (en général trois) en matériau composite qui sont mises en mouvement par l'énergie cinétique du vent. Reliées par un moyeu, ces dernières peuvent en moyenne mesurer chacune 25 à 60 m de long et tourner à une vitesse de 5 à 25 tours par minute. Il est branché directement ou indirectement (via un multiplicateur de vitesse à engrenages) au système mécanique qui utilisera l'énergie recueillie (pompe, générateur électrique...).

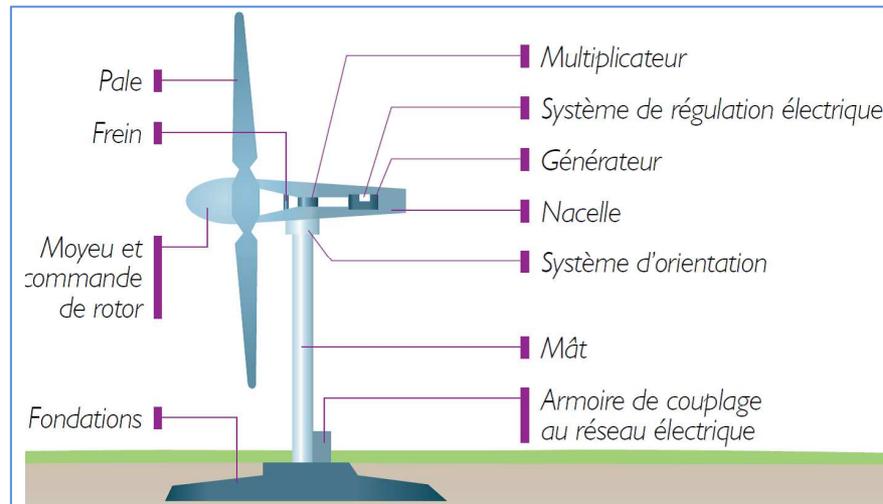


Figure I.4 : Composants d'une turbine éolienne à axe horizontal.

➤ **La nacelle**

Montée au sommet de la tour : composée d'un carter ou bâti qui enveloppe, protège et relie entre elles l'ensemble des éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur.

➤ **Le moyeu**

Un moyeu qui supporte les pales. Lorsqu'elles sont à pas variable, il comporte un mécanisme permettant de faire varier l'angle d'attaque simultanément. On peut également devoir ajuster l'angle des pales fixes, aussi on prévoit toujours une façon de corriger l'installation des pales.

➤ **Le générateur électrique**

Un générateur électrique permettant de transformer l'énergie mécanique en énergie électrique qui peut être :

- directement couplé à l'aéromoteur : dans le cas le plus simple, l'hélice est montée directement sur l'axe du générateur électrique (génératrice synchrone) ;
- entraîné par un multiplicateur placé entre l'aéromoteur et le générateur électrique (génératrice asynchrone).

➤ **Un système d'orientation**

C'est un moteur électrique dans le cas des grandes éoliennes. Il permet à la machine de présenter le rotor au vent quelle que soit sa direction. L'énergie électrique produite est transmise de la partie orientable à la partie fixe de l'aérogénérateur, solidaire du pylône

support, par l'intermédiaire d'un dispositif à collecteur associé au pivot ou d'un câble souple qu'il faut dé-torsader périodiquement.

➤ **Un arbre**

Dit arbre lent entre le rotor et la boîte de vitesse et arbre rapide entre le multiplicateur et la génératrice. C'est une pièce imposante car elle subit des efforts élevés. Pour les éoliennes sans boîte de vitesse (synchrones), il n'y a qu'un arbre unique.

➤ **Un gouvernail**

Pour les petites machines, dans le cas où l'hélice de la machine fonctionne "au vent" ou des moteurs associés à une girouette et destinés à maintenir la machine face au vent.

➤ **Un groupe hydraulique**

Qui permet l'orientation des pales et de la nacelle ainsi que le pilotage des freins aérodynamiques.

➤ **Un frein à disque**

Placé sur l'arbre rapide permet l'immobilisation du rotor lors de la maintenance et palier à une défaillance éventuelle du frein aérodynamique.

➤ **Armoire de couplage**

Qui transforme l'énergie produite par l'éolienne pour l'injecter dans le réseau de distribution ou charge.

➤ **Une girouette et un anémomètre**

Situés sur la nacelle fournissent les informations nécessaires pour orienter correctement l'éolienne de façon automatique.

I.3.3. Eoliennes à double rotor

Les systèmes éoliens à double rotor ont été introduits pour la première fois par [SHI99]. Dans ce développement, une turbine auxiliaire a été ajoutée à la turbine conventionnelle à axe horizontal. Le prototype de cette technologie a été installé et testé avec succès sous 30 kW. Le prototype de cette technologie, qui est aussi appelé « un système éolien contrarotatif » est présenté dans la figure I.5. Cet aérogénérateur est composé de deux rotors contra rotatifs. Le rotor avec des hélices de grand rayon est dit principal, il développe un grand couple. Par contre le petit rotor est dit secondaire connecté

à l'arbre rapide. Il développe un couple moins important que le précédent [FAR10], [FAR11], [FAR12], [NO09], [JUN05].

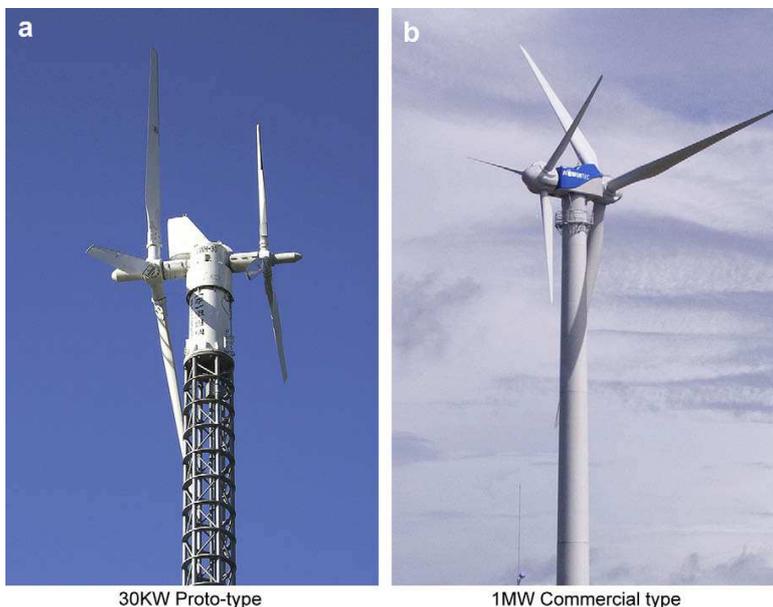


Figure I.5 : System éolien à double rotor [NO09].

Dans la littérature, il existe d'autres types d'éolien à double rotor, dans [RUD07], un prototype a été testé pour la première fois en 2005 à Genève (figure I.6). Les deux rotors sont reliés à une génératrice à travers un engrenage planétaire (figure I.7).



Figure I.6 : Prototype d'un système éolien à double rotor [RUD07].

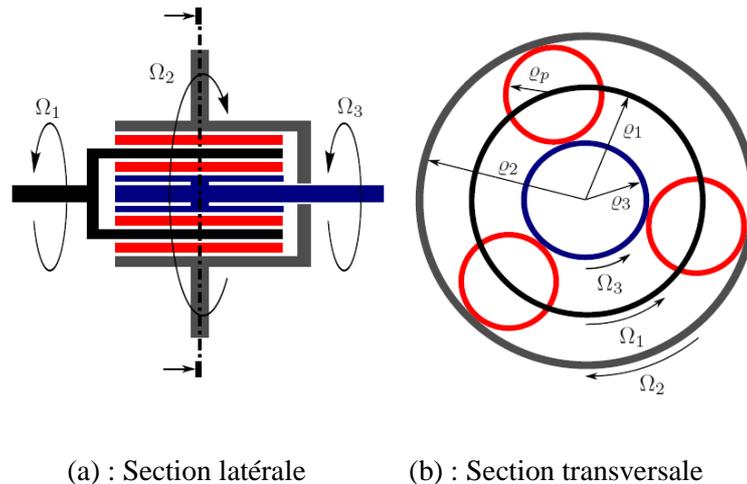


Figure I.7 : Système d'engrenage planétaire [RUD07].

I.3.4. Avantages et inconvénients des éoliennes à double rotor

I.3.4.1. Avantages

L'éolienne à double rotor montre quelques avantages par rapport à l'éolienne conventionnelle, en particulier en ce qui concerne les caractéristiques aérodynamiques. Les avantages peuvent être cités comme suit :

- ✓ Une grande efficacité aérodynamique tout en ajoutant une petite turbine ;
- ✓ Localisation du générateur dans la tour, qui est une zone non-rotationnelle ;
- ✓ Le poids de la nacelle est ainsi réduit de manière significative ;
- ✓ Les diamètres des pales et la tour sont réduits ;
- ✓ Amélioration de la puissance produite de 20 – 30%.

I.3.4.2. Inconvénients

L'analyse des caractéristiques mécaniques et aérodynamiques de l'éolienne à double rotor est plus complexe que pour l'éolienne conventionnelle.

I.4. État de l'art sur les génératrices d'éolienne

La configuration électrique d'un aérogénérateur a une grande influence sur son fonctionnement. Le fait qu'une éolienne fonctionne à vitesse fixe ou à vitesse variable dépend par exemple de cette configuration [CAM03]. Le contrôle au niveau de cette dernière permet d'optimiser le captage de l'énergie pour les vents faibles et moyens.

I.4.1. Eolienne à vitesse fixe

Dans le premier cas (figure I.8), le générateur tourne à vitesse fixe ou varie très légèrement en jouant sur le glissement de la machine asynchrone (Seules les génératrices asynchrones sont utilisées dans ce cas). Deux génératrices asynchrones sont souvent utilisées dans ce type d'éoliennes. Un générateur dimensionné pour des faibles puissances correspondant à des vitesses de vent faibles et un générateur dimensionné pour des fortes puissances correspondant à des vitesses de vent plus élevés. Le problème majeur de cette solution est la complexité du montage qui augmente la masse embarquée. Une autre solution consiste à utiliser un câblage du stator qui peut être modifié afin de faire varier le nombre de pôles. Cette disposition permet également de proposer deux régimes de rotation l'un rapide en journée et l'autre plus lent la nuit permettant de diminuer le bruit.

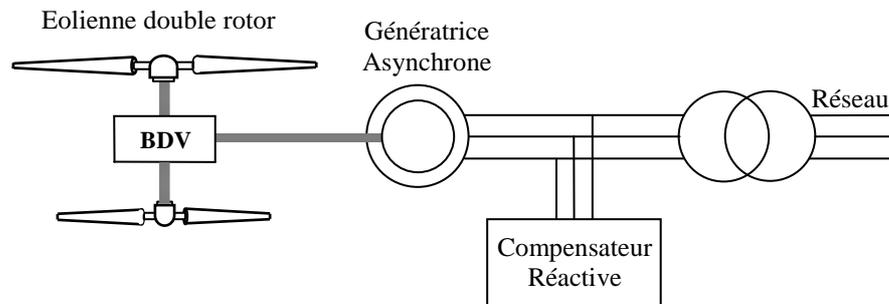


Figure I.8 : Vitesse fixe.

I.4.2. Eolienne à vitesse variable

Dans le deuxième cas (figure I.9), une interface de puissance adapte la fréquence des courants du générateur à celle du réseau et permet ainsi de fonctionner à vitesse variable. Autrement dit, l'introduction de convertisseurs de puissance entre le générateur et le réseau donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine électrique.

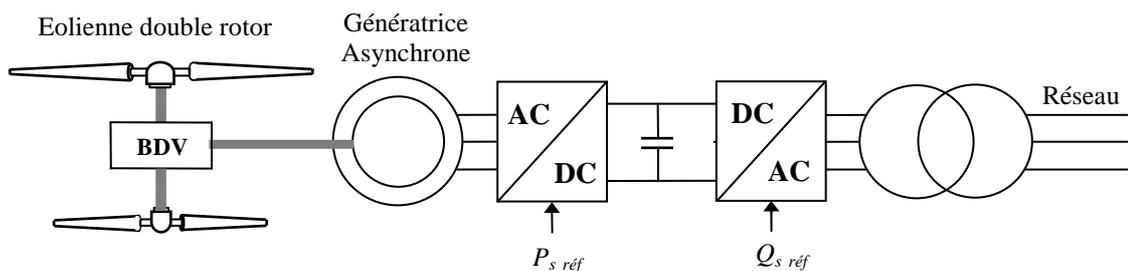


Figure I.9 : Vitesse variable.

Le tableau I.1 illustre un comparatif simple entre les deux types de fonctionnement.

Fonctionnement à vitesse fixe	Fonctionnement à vitesse variable
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Simplicité du système électrique ; ➤ Plus grande fiabilité ; ➤ Faible probabilité d'entrée en résonance des éléments de l'éolienne ; ➤ Moins cher ; ➤ Fonctionnement à vitesse variable ($\pm 30\%$ de la vitesse nominale). 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Augmentation du rendement énergétique ; ➤ Réduction des oscillations du couple dans le train de puissance ; ➤ Réduction des efforts subis par le train de puissance ; ➤ Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.

Tableau I.1 : Comparatif de vitesse fixe vs vitesse variable.

Trois types de génératrice peuvent être utilisés dans les éoliennes à vitesse variable : la génératrice synchrone, la génératrice asynchrone et la génératrice asynchrone à double alimentation. On donne par la suite les principales caractéristiques de chacun de ces types de machine [BEL10].

I.4.2.1. Système utilisant une génératrice synchrone

Le champ créé par la rotation du rotor doit tourner à la même vitesse que le champ statorique. Autrement dit, si la génératrice est connectée au réseau, sa vitesse de rotation doit être rigoureusement un sous-multiple de la pulsation des courants statoriques. L'adaptation de cette machine à un système éolien pose des problèmes pour maintenir la vitesse de rotation de l'éolienne strictement fixe et pour synchroniser la machine avec le réseau lors des phases de connexion. Pour ces raisons, on place systématiquement une interface électronique de puissance entre le stator de la machine et le réseau ce qui permet d'autoriser un fonctionnement à vitesse variable dans une large plage de variation [RAI02], [NER99].

L'utilisation des génératrices synchrones dans les applications éoliennes à grande puissance est récente. Deux types de génératrices sont utilisés, à bobinage inducteur ou à aimants permanents. Les génératrices synchrones à aimants permanents étaient, jusqu'ici, très peu utilisées principalement pour les raisons suivantes :

- Prix relativement élevé des aimants (constitués de terres rares) ;
- Démagnétisation progressive découlant de l'utilisation de ces aimants en présence de champs magnétiques intenses régnant dans le générateur.

Pour une puissance désirée, on a le choix entre une petite génératrice (à faible nombre de pôles) tournant à grande vitesse, ou une génératrice de grande dimension (présentant un grand nombre de pôles) mais tournant plus lentement.

Le tableau I.2 résume les principaux avantages et inconvénients des génératrices synchrones.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens ; ➤ Absence de boîte de vitesse ; ➤ Fonctionnement à vitesse variable sur toute la plage de vitesse. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Machine spécifique ; ➤ Prix de l'électronique de puissance dimensionnée au moins à 100% de la puissance nominale ; ➤ Grand diamètre de la machine.

Tableau I.2 : Avantages et inconvénients des génératrices synchrones.

I.4.2.2. Système utilisant une génératrice asynchrone

L'éolienne dans cette configuration entraîne une génératrice asynchrone connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé sur le circuit statorique. Contrairement à une éolienne à vitesse fixe, les tensions et les fréquences à la sortie de la génératrice ne sont plus imposées par le réseau, ce qui permet de réguler la vitesse de l'éolienne. La commande de l'onduleur permet de garder constante la tension du bus continu.

Le tableau I.3 résume les principaux avantages et inconvénients des génératrices asynchrones.

Avantage	Inconvénient
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Electronique de puissance dimensionnée au moins à 100% de la puissance nominale.

Tableau I.3 : Avantages et inconvénients des génératrices asynchrones.

I.4.2.3. Système utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation

Dans cette configuration le stator de la machine asynchrone est connecté directement au réseau et le convertisseur de puissance se trouve sur le circuit rotorique (figure I.10). La

commande du redresseur permet de contrôler le fonctionnement de la génératrice en imposant la tension des enroulements rotoriques. La commande de l'onduleur permet de maintenir la tension du bus constante.

Cette configuration a l'avantage de réaliser des économies sur les convertisseurs de puissance car la puissance transitée par le circuit rotorique est faible par rapport à la puissance statorique dans la configuration classique. Le tableau I.4 résume les principaux avantages et inconvénients de l'utilisation de cette génératrice.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens ; ➤ Electronique de puissance dimensionnée à 30% de la puissance nominale ; ➤ Fonctionnement à vitesse variable ($\pm 30\%$ de vitesse nominale). 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Maintenance du multiplicateur ; ➤ Commande complexe ; ➤ Oscillations mécaniques.

Tableau I.4 : Avantages et inconvénients de la génératrice asynchrone double alimentation.

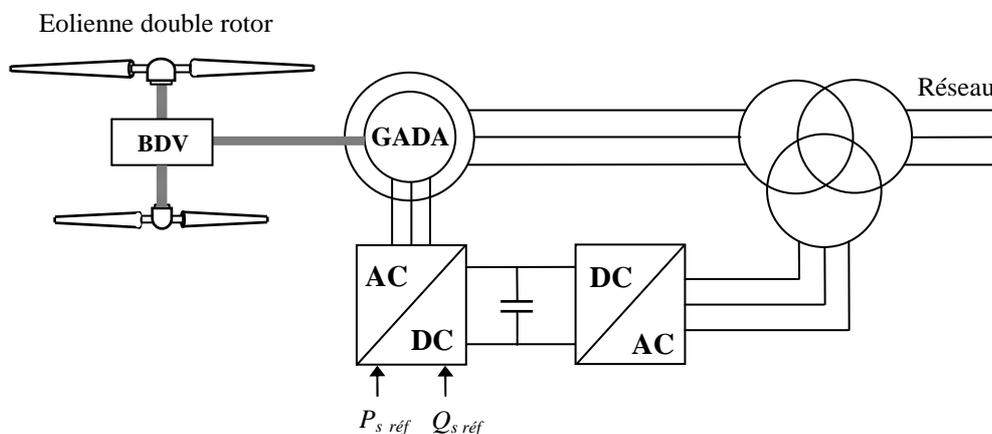


Figure I.10 : Eolienne utilisant une GADA.

I.5. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les types des aérogénérateurs en particulier les éoliennes à double rotor dans l'objectif d'étudier cette dernière dans cette thèse.

Dans la deuxième partie, un intérêt particulier a été consacré à la technologie d'éoliennes basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation. Cette technologie permet de réduire le dimensionnement des convertisseurs statiques à 30% en véhiculant seulement la puissance de glissement. En outre, elle permet un réglage de la puissance réactive, ces avantages de la GADA permettent de minimiser les pertes et le coût de production de l'énergie électrique.

Ce premier chapitre, nous a permis d'expliquer le choix du type d'aérogénérateur étudié c'est à dire un aérogénérateur à double rotor, connecté au réseau, en utilisant une GADA à vitesse variable.

Chapitre II

Modélisation et commande d'une turbine éolienne à double rotor

II.1. Introduction

Le vent est une source d'énergie renouvelable, économique, exploitable avec un bon niveau de sécurité et respectueuse de l'environnement. Dans le monde entier, les ressources d'énergie éolienne sont pratiquement illimitées. Les récents développements technologiques dans les domaines des turbines éoliennes à vitesse variable, en électronique de puissance et en commande des machines électriques tendent à rendre l'énergie éolienne aussi compétitive que l'énergie d'origine fossile [MAT06], [CHEN06].

La modélisation de la chaîne de conversion de l'éolienne est une étape primordiale dans la compréhension du système. Cette étape permet de premier lieu de comprendre le comportement dynamique et l'interaction électromécanique de l'aérogénérateur avec le modèle approprié, nous pouvons orienter par la suite facilement à une commande optimale. Ce chapitre est divisée en trois parties, la première partie est consacrée à la modélisation et commande MPPT du système de conversion d'énergie Eolienne Mono Rotor (EMR) à axe horizontale. La deuxième partie réside sur le contrôle avec maximisation de la puissance extraite du système de conversion d'énergie Eolienne à Double Rotor (EDR). Dans la dernière partie dans ce chapitre, des résultats de simulation sont présentés pour bien démontrés l'efficacité des techniques employées.

II.2. Modélisation de la turbine éolienne mono rotor

Le dispositif, qui est étudié ici, est constitué d'une turbine éolienne mono rotor comprenant trois pales de longueur R , fixées sur un arbre d'entraînement qui est relié à un multiplicateur de gain G . Ce multiplicateur entraîne une génératrice électrique (figure II.1).

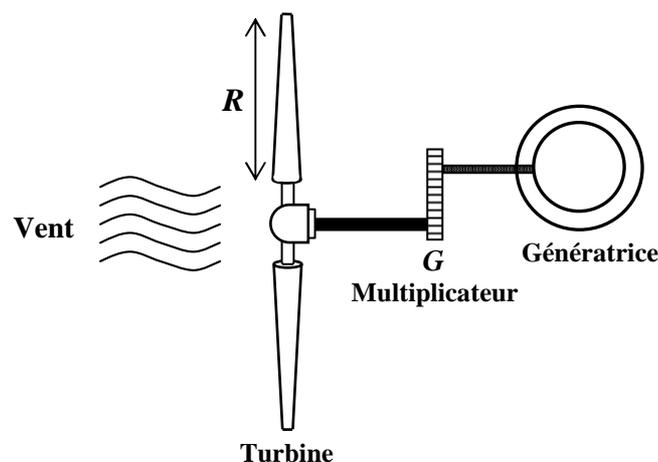


Figure II.1 : Conversion de l'énergie cinétique du vent.

II.2.1. Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser la turbine, nous nous appuyerons sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées. Ainsi nous supposerons que :

- Les trois pales sont considérées de conception identique et possèdent donc la même inertie, la même élasticité et le même coefficient de frottement par rapport à l'air,
- Les trois pales sont orientables et présentent toutes un même coefficient de frottement par rapport au support,
- La répartition de la vitesse du vent est uniforme sur toutes les pales,
- Le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air est négligeable,
- Les pertes par frottement de la turbine sont négligeable par rapport aux pertes par frottement du côté de la génératrice.

II.2.2. Modèle aérodynamique

A partir de l'énergie cinétique des particules de la masse d'air en mouvement passant par la section de la surface active S de la voilure, la puissance de la masse d'air qui traverse la surface équivalente à la surface active S de l'éolienne est donnée par [MIR05]:

$$P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V_v^3 \quad (\text{II.1})$$

Où :

ρ est la densité de l'air (approx. $1,22 \text{ kg/m}^3$ à la pression atmosphérique à 15°C).

S est la surface circulaire balayée par la turbine, le rayon du cercle est déterminé par la longueur de la pale.

V_v est la vitesse du vent.

Selon la loi de Betz (voir annexe B), cette puissance ne pourra jamais être extraire dans sa totalité [BOU15]. La puissance maximale pouvant être recueillie par une éolienne est égale à la limite de Betz :

$$P_{aer} = \frac{16}{27} \cdot P_v = 0,59 \cdot P_v \quad (\text{II.2})$$

Sous cette forme, la formule de Betz montre que l'énergie maximale susceptible d'être recueillie par un aérogénérateur ne peut dépasser en aucun cas 59% de l'énergie cinétique de la masse d'air qui le traverse par seconde. De cette façon le coefficient de puissance maximal théorique est défini :

$$C_{p_{\max}} = \frac{P_{aer}}{P_v} = \frac{2 \cdot P_{aer}}{\rho \cdot S \cdot V_v^3} = 0,59 \quad (\text{II.3})$$

En réalité, jusqu'à présent, seulement 60 à 70% de cette puissance maximale théorique peut être exploitée par les engins les plus perfectionnés. Ce rendement, appelé coefficient de puissance C_p de l'éolienne, est propre à chaque voilure. Ce coefficient lie la puissance éolienne à la vitesse du vent :

$$C_p = \frac{2 \cdot P_{eol}}{\rho \cdot S \cdot V_v^3} \quad (\text{II.4})$$

Pour décrire la vitesse de fonctionnement d'une éolienne, une grandeur spécifique est utilisée dite vitesse relative λ , qui est un rapport de la vitesse linéaire en bout de pales de la turbine et de la vitesse de vent :

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_t}{V_v} \quad (\text{II.5})$$

Où Ω_t est la vitesse de la turbine.

Dans le cadre de cette thèse, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative λ et de l'angle de calage des pales β dont l'expression a pour origine les travaux d'El Aïmani [ELA04] :

$$C_p = (0,5 - 0,167 \cdot (\beta - 2)) \cdot \sin \left[\frac{\pi(\lambda + 0,1)}{18,5 - 0,3 \cdot (\beta - 2)} \right] - 0,0018 \cdot (\beta - 3)(\beta - 2) \quad (\text{II.6})$$

Connaissant la vitesse de rotation de la turbine, le couple mécanique C_t disponible sur l'arbre lent de la turbine peut donc s'exprimer par :

$$C_t = \frac{P_{aer}}{\Omega_t} = C_p \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V_v^3}{2 \cdot \Omega_t} \quad (\text{II.7})$$

II.2.3. Modèle de la partie mécanique

Sur la base des hypothèses simplificatrices mentionnées dans la section (II.2.1), on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme l'illustre la figure II.2, [USA03].

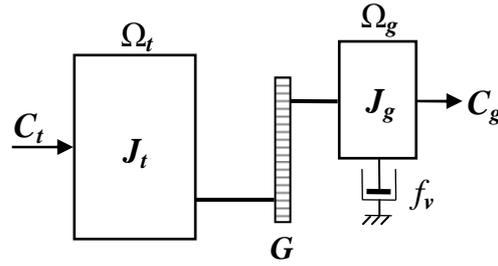


Figure II.2 : Modèle mécanique de la turbine éolienne.

Avec :

J_t le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des 3 pales de l'éolienne,

J_g le moment d'inertie de la génératrice,

f_v le coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,

C_g le couple mécanique sur l'arbre de la génératrice,

Ω_g la vitesse de rotation de la génératrice.

Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la génératrice (arbre rapide). Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les deux équations suivantes :

$$C_g = \frac{C_t}{G} \quad (\text{II.8})$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (\text{II.9})$$

D'après la figure II.2, nous pouvons écrire l'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre mécanique de la génératrice par :

$$\left(\frac{J_t}{G^2} + J_g \right) \frac{d\Omega_g}{dt} + f_v \cdot \Omega_g = C_g - C_{em} \quad (\text{II.10})$$

Avec C_{em} le couple électromagnétique de la génératrice.

Le schéma bloc de la figure II.3 correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation Ω_g de la génératrice, donc de la turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pales β , soit sur le couple électromagnétique C_{em} de la génératrice. La vitesse du vent V_v est considérée comme une entrée perturbatrice au système.

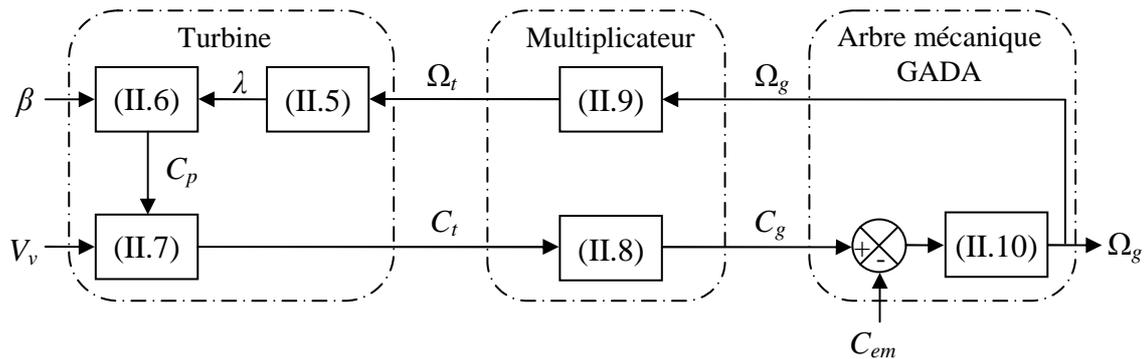


Figure II.3 : Modélisation de la partie mécanique et aérodynamique de l'éolien mono rotor.

II.3. Stratégie de commande de la turbine éolienne mono rotor

II.3.1. Extraction du maximum de la puissance du vent

Le fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable est représenté sur la figure II.4.

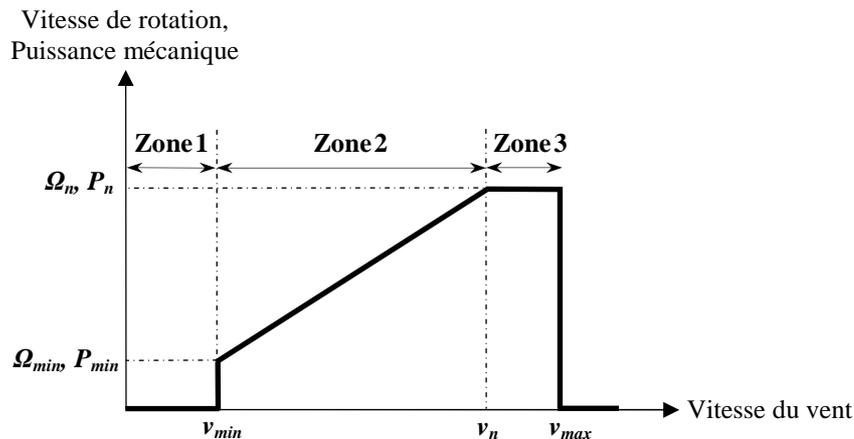


Figure II.4 : Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.

Trois zones principales de fonctionnement peuvent être distinguées :

- Zone 1 : la vitesse du vent est faible, insuffisante pour permettre de démarrer l'éolienne ; la vitesse de rotation et la puissance mécanique sont alors égales à zéro ;
- Zone 2 : le vent atteint une vitesse minimale v_{min} pour permettre le démarrage. Une fois ce démarrage effectué, l'éolienne va fonctionner de manière à extraire le maximum de puissance disponible pour avoir un fonctionnement optimal jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale v_n correspondant aux valeurs nominales de la puissance mécanique P_n et de la vitesse de rotation Ω_n ;

- Zone 3 : le vent atteint des vitesses élevées supérieures à la vitesse nominale, la vitesse de rotation et la puissance mécanique doivent être maintenues à leur valeurs nominales afin de ne pas détériorer l'éolienne. Ces limitations peuvent s'effectuer, par exemple, en orientant les pales de l'éolienne afin de dégrader le rendement de l'éolienne (augmentation de l'angle de calage des pales β). Dès que le vent a atteint sa valeur maximale v_{max} , une procédure d'arrêt de l'éolienne est effectuée afin d'éviter toute destruction de celle-ci.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement à des points de fonctionnement de l'éolienne se situant dans la zone 2. En effet, dans cette zone, nous considérerons que l'angle de calage des pales β est constant. Un fonctionnement en zone 3 aurait uniquement pour conséquence une modification de cet angle afin de limiter la puissance mécanique pour éviter toute destruction de l'éolienne.

Dans la Zone 2, il existe différentes stratégies de commande pour contrôler le couple électromagnétique de la GADA afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. Ce principe est connu sous la terminologie MPPT. On peut distinguer deux modes de contrôle [ELA04] :

- le contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation ;
- le contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation.

II.3.1.1. Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation d'une EMR

➤ Principe général

Le vent est une grandeur aléatoire, de nature très fluctuante. La figure II.4 montre clairement que les fluctuations du vent constituent la perturbation principale de la chaîne de conversion éolienne et créent donc des variations de puissance.

Pour cette étude, nous supposerons que la machine électrique et son variateur sont idéaux, quelle que soit la puissance générée, le couple électromagnétique développé est à tout instant égal à sa valeur de référence.

$$C_{em} = C_{em}^* \quad (\text{II.11})$$

Avec :

C_{em} : le couple électromagnétique de la GADA ;

C_{em}^* : le couple électromagnétique de référence.

➤ Asservissement de la vitesse

Les techniques d'extraction du maximum de puissance consistent à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée. Plusieurs dispositifs de commande peuvent être imaginés. Comme expliqué dans la section (II.2.3), la vitesse est influencée par l'application de trois couples : un couple éolien, un couple électromagnétique et un couple résistant. En regroupant l'action de ces trois couples, la vitesse mécanique n'est plus régie que par l'action de deux couples, le couple issu du multiplicateur C_g et le couple électromagnétique C_{em} :

$$\frac{d\Omega_g}{dt} = \frac{1}{J_m} (C_g - f_v \cdot \Omega_g - C_{em}) \quad (\text{II.12})$$

Où J_m : est l'inertie totale de l'ensemble « turbine + génératrice », donnée par $J_m = \left(\frac{J_t}{G^2} + J_g \right)$.

Finalement, nous pouvons déduire une structure adéquate de commande qui consiste à régler le couple apparaissant sur l'arbre de la turbine de manière à fixer sa vitesse à une référence.

Pour l'application de cette structure de commande nous devons asservir la vitesse. La relation montre que pour avoir un couple de référence il faut avoir une vitesse mécanique de référence, qui dépend de la vitesse de la turbine à fixer, donc nous devons prendre en compte le gain du multiplicateur.

Le couple électromagnétique de référence C_{em}^* permettant d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence Ω_g^* est obtenu par une relation inverse indirecte :

$$C_{em}^* = R_\Omega (\Omega_g^* - \Omega_g) \quad (\text{II.13})$$

Avec :

R_Ω : le régulateur de vitesse ;

Ω_g^* : la vitesse mécanique de référence.

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer Ω_t^* pour maximiser la puissance extraite. En prenant en compte le gain du multiplicateur, nous avons donc :

$$\Omega_g^* = G \cdot \Omega_t^* \quad (\text{II.14})$$

Avec Ω_t^* : la vitesse de référence de la turbine.

Pour un point de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe), on souhaite que la puissance mécanique soit maximale, ce qui correspond à la valeur maximale du coefficient C_p . Celle-ci est obtenue si la vitesse relative λ est égale à sa valeur optimale λ_{opt} (pour β constant et égal à 2°).

La vitesse de rotation de référence de la turbine Ω_t^* est obtenue à partir de l'équation (II.5) et est définie par :

$$\Omega_t^* = \frac{\lambda_{opt} \cdot V_v}{R} \tag{II.15}$$

L'action du correcteur de vitesse doit accomplir deux tâches :

- Il doit asservir la vitesse mécanique à sa valeur de référence ;
- Il doit atténuer l'action du couple éolien qui constitue une entrée perturbatrice.

Nous pouvons facilement déduire le schéma bloc (figure II.5) qui présente l'asservissement de la vitesse pour la maximisation de puissance extraite :

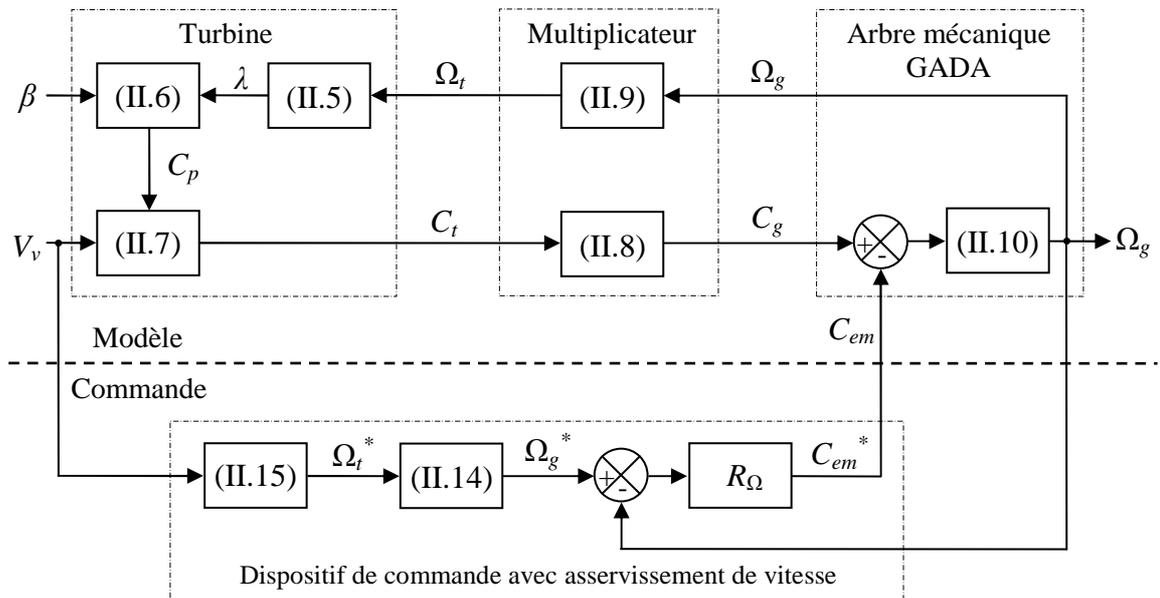


Figure II.5 : Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.

Différentes technologies de correcteurs peuvent être considérées pour l'asservissement de la vitesse. Afin de réaliser cette tâche, un correcteur a été utilisé dans ce travail pour l'éolienne mono rotor, à savoir ; un correcteur Proportionnel Intégral (PI). La conception de ce dernier sera détaillée par la suite.

Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, un correcteur proportionnel intégral est utilisé. Les

performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) sont satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant le couple peut présenter un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système, pour palier ce problème on utilise une limitation de la référence du couple à la sortie du correcteur, la vitesse à régler se définit à partir de l'équation mécanique, la structure du régulateur de vitesse est montrée sur la figure II.6.

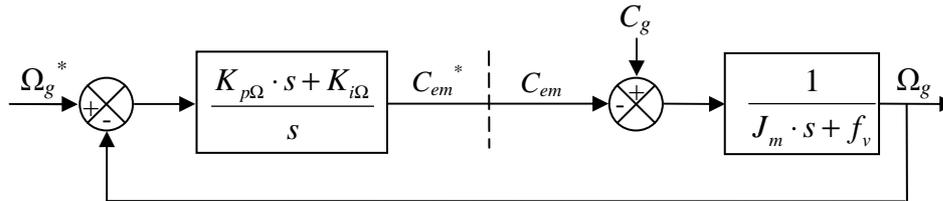


Figure II.6 : Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.

Nous pouvons écrire la fonction de transfert en boucle fermée sous la forme suivante (sans tenant compte de la perturbation C_g) :

$$F(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{J_m \cdot s^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} \quad (\text{II.16})$$

Le dimensionnement du régulateur PI se fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (II.16) est du deuxième ordre, nous imposant deux pôles à partie réelle négative.

Le dénominateur de la fonction de transfert est de la forme:

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (\text{II.17})$$

Donc, nous obtenons les paramètres du régulateur PI, en fonction de l'amortissement ξ et de la pulsation propre ω_n .

Pour une erreur statique de 5%, le temps de réponse t_r d'un système est exprimé en fonction de ξ et ω_n par :

$$t_{r_{5\%}} = \frac{5}{\xi\omega_n} \quad (\text{II.18})$$

L'amortissement est en générale choisie $\xi = 0.707$.

Par identification entre les équations (II.16) et (II.17), nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI:

$$K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J_m - f_v \quad (\text{II.19})$$

$$K_{i\Omega} = \omega_n^2 J_m \quad (\text{II.20})$$

II.3.1.2. Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation d'une EMR

Ce mode de contrôle repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent devant les constantes de temps électriques du système éolien, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul. Dans ce cas, à partir de l'équation (II.10), nous pouvons écrire :

$$\left(\frac{J_t}{G^2} + J_g \right) \frac{d\Omega_g}{dt} + f_v \cdot \Omega_g = C_g - C_{em} = 0 \quad (\text{II.21})$$

De plus, si l'on néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux ($f_v \cdot \Omega_g = 0$) par rapport au couple mécanique C_g , on peut alors écrire :

$$C_g = C_{em} \quad (\text{II.22})$$

Une estimation de la vitesse de rotation de la turbine, notée $\hat{\Omega}_t$, est obtenue à partir de la mesure de la vitesse de rotation de la GADA :

$$\hat{\Omega}_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (\text{II.23})$$

Une mesure précise de la vitesse du vent étant difficile, une estimation de celle-ci, notée \hat{V}_v , est obtenue à partir de l'estimation de la vitesse rotation de la turbine :

$$\hat{V}_v = \frac{\hat{\Omega}_t \cdot R}{\lambda} \quad (\text{II.24})$$

Le couple de la turbine éolienne peut ensuite être obtenu à partir des estimations de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation de la turbine. Il peut s'exprimer par :

$$\hat{C}_t = C_p \cdot \frac{\rho \cdot S}{2} \cdot \frac{1}{\hat{\Omega}_t} \cdot \hat{V}_v^3 \quad (\text{II.25})$$

Le couple électromagnétique de référence est alors obtenu à partir de l'estimation du couple de la turbine éolienne :

$$C_{em}^* = \frac{\hat{C}_t}{G} \quad (\text{II.26})$$

Afin d'extraire le maximum de puissance, il faut fixer la vitesse relative à sa valeur optimale λ_{opt} afin d'obtenir le coefficient de puissance maximum C_{pmax} . Le couple électromagnétique de référence s'exprime donc par :

$$C_{em}^* = K \cdot \Omega_g^2 \tag{II.27}$$

Où K est une constante définie par :

$$K = \frac{C_{pmax} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^5}{2 \cdot G^3 \cdot \lambda_{opt}^3} \tag{II.28}$$

La figure II.7 présente le principe du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse de rotation.

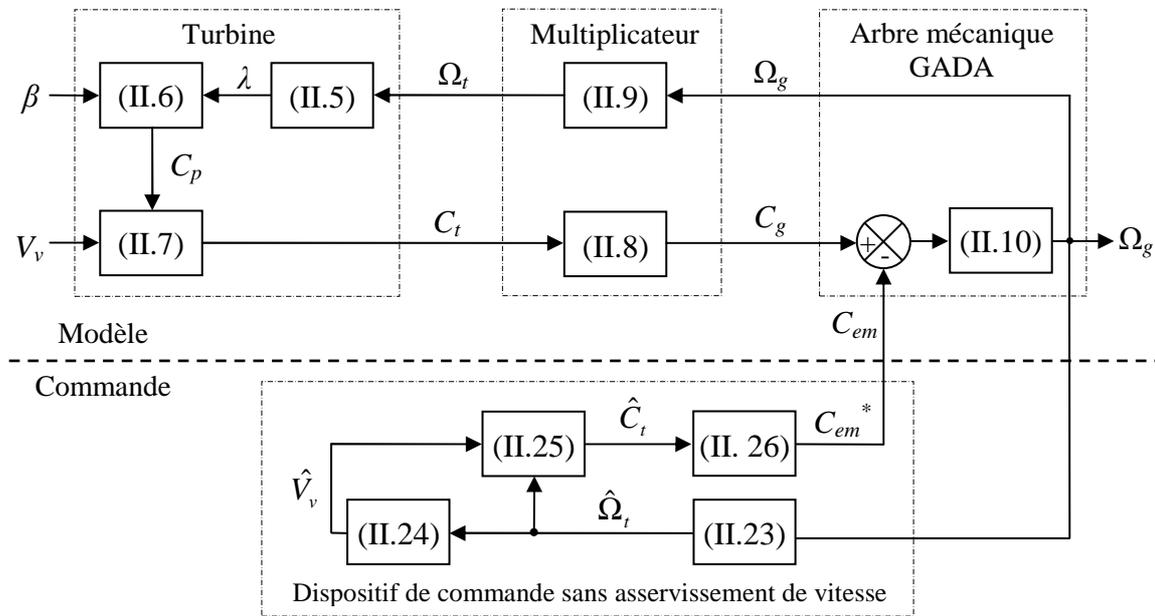


Figure II.7 : Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.

II.4. Modélisation de la turbine éolienne à double rotor

Un système éolien à double rotor est composée de deux rotors contre rotatifs. Le rotor avec des hélices de grand rayon est dit principal, il développe un grand couple. Par contre le petit rotor est dit secondaire connecté à l'arbre rapide. Il développe un couple moins important que le précédent [YAH13], [YAH15a]. Les deux arbres se terminent par un engrenage conique (boite de vitesse) qui assure l'addition des puissances comme on le voit dans la figure II.8.

II.4.1. Modèle mécanique d'une turbine éolienne à double rotor

La vitesse de rotation des turbines est beaucoup plus faible que la vitesse des générateurs. Le rôle de la boîte de vitesse (BDV) des éoliennes sont essentielles pour adapter la vitesse des turbines à celle du générateur.

Dans les éoliennes conventionnelles, les arbres de la turbine et la génératrice sont en parallèle de sorte que le pignon droit peut être un bon choix pour l'adaptation de la vitesse. Engrenage cylindrique est le type le plus commun de pignon [FAR10], [FAR11], [FAR12]. Il a des dents droites. Ils sont montés sur des arbres parallèles (voir figure II.9a). Parfois, de nombreux engrenages cylindriques sont utilisés à la fois pour créer de très importantes réductions de vitesse.

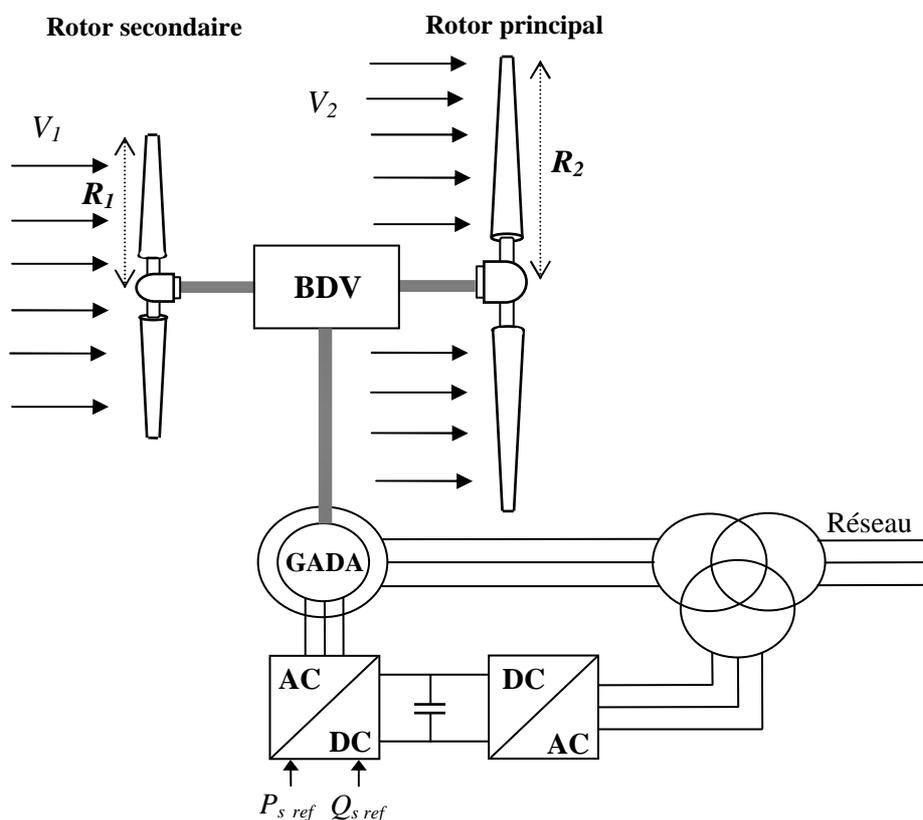


Figure II.8 : Conversion de l'énergie cinétique du vent d'un système éolien à double rotor.

Pour les éoliennes à double rotor, en raison du manque d'espace, le générateur (GADA) est situé dans la tour de l'éolienne, tandis que les turbines principales et secondaires ont la même position que dans un système éolien mono rotor. Ainsi, l'arbre de la génératrice et les arbres associés aux turbines sont perpendiculaires. Les pignons coniques sont utiles lorsque, le couple est transféré entre les arbres qui ont des angles

supérieurs à 0° . Ils sont généralement montés sur des arbres qui sont en dehors de 90° , mais peuvent également être conçus pour fonctionner à des autres angles. Une boîte de vitesse (engrenage) typique est représentée dans la figure II.9b.

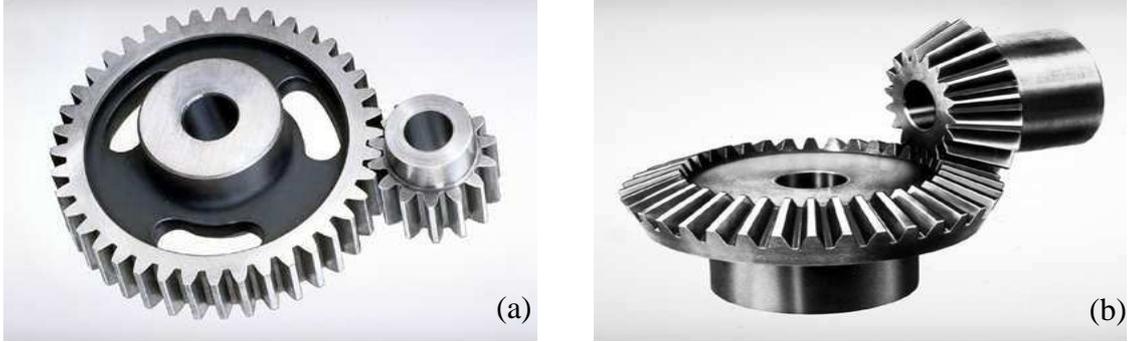


Figure II.9 : Engrenages employés pour (a) : éolienne mono rotor, (b) : éolienne double rotor.

La structure d'engrenage employée pour l'éolienne à double rotor est représentée par la figure II.10 suivante [FAR12] :

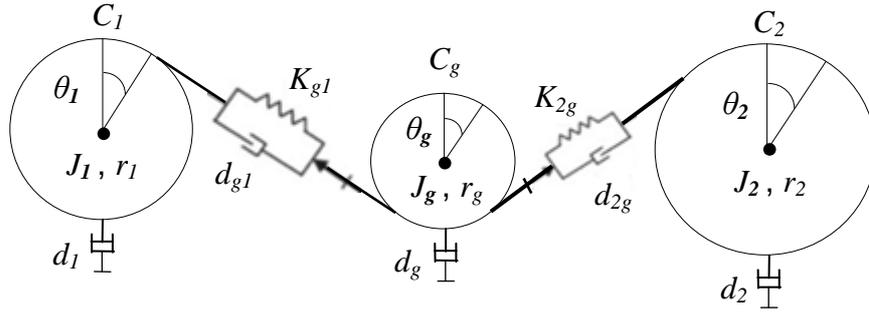


Figure II.10 : Modèle dynamique de l'engrenage conique avec 3 arbres.

Basés sur la figure II.10, nous obtiendrons le modèle mécanique de l'éolienne à double rotor, qui relie les trois arbres comme suit [FAR12] :

$$J_2 \ddot{\theta}_2 + r_2 K_{2g} [r_2 \theta_2 + r_g \theta_g] + r_2 d_{2g} [r_2 \dot{\theta}_2 + r_g \dot{\theta}_g] = C_2 - d_2 \dot{\theta}_2 \quad (\text{II.29})$$

$$J_g \ddot{\theta}_g + r_1 K_{2g} [r_2 \theta_2 + r_g \theta_g] + r_1 d_{2g} [r_2 \dot{\theta}_2 + r_1 \dot{\theta}_1] + r_1 K_{g1} [r_g \theta_g + r_1 \theta_1] + r_1 d_{g1} [r_g \dot{\theta}_g + r_1 \dot{\theta}_1] = C_g - d_g \dot{\theta}_g \quad (\text{II.30})$$

$$J_1 \ddot{\theta}_1 + r_1 K_{g1} [r_1 \theta_1 + r_g \theta_g] + r_1 d_{g1} [r_1 \dot{\theta}_1 + r_g \dot{\theta}_g] = C_1 - d_1 \dot{\theta}_1 \quad (\text{II.31})$$

Les relations qui relient les différentes vitesses angulaires du modèle dynamique de l'engrenage sont données comme suite :

$$\dot{\theta}_2 = \frac{r_g}{r_2} \dot{\theta}_g \quad (\text{II.32})$$

$$\dot{\theta}_1 = \frac{r_g}{r_1} \dot{\theta}_g \quad (\text{II.33})$$

La soustraction entre l'équation (II.30) et (II.31) donne :

$$C_g - C_1 - d_g \dot{\theta}_g + d_1 \dot{\theta}_1 = J_g \ddot{\theta}_g - J_1 \ddot{\theta}_1 + r_1 K_{2g} [r_2 \theta_2 + r_g \theta_g] + r_1 d_{2g} [r_2 \dot{\theta}_2 + r_1 \dot{\theta}_1] \quad (\text{II.34})$$

On remplace l'équation (II.33) dans (II.34) et on divise sur r_1 , nous obtiendrons :

$$\frac{1}{r_1} [C_g - C_1 - d_g \dot{\theta}_g + d_1 \dot{\theta}_1] = \frac{J_g}{r_1} \ddot{\theta}_g - \frac{J_1}{r_1} \ddot{\theta}_1 + K_{2g} [r_2 \theta_2 + r_g \theta_g] + d_{2g} [r_2 \dot{\theta}_2 + r_g \dot{\theta}_g] \quad (\text{II.35})$$

On peut écrire l'équation (II.29) comme suite :

$$\frac{J_2}{r_2} \ddot{\theta}_2 + K_{2g} [r_2 \theta_2 + r_g \theta_g] + d_{2g} [r_2 \dot{\theta}_2 + r_g \dot{\theta}_g] = \frac{1}{r_2} [C_2 - d_2 \dot{\theta}_2] \quad (\text{II.36})$$

La soustraction entre l'équation (II.35) et (II.36) donne :

$$C_g = J_g \ddot{\theta}_g - J_1 \ddot{\theta}_1 - \frac{r_1}{r_2} J_2 \ddot{\theta}_2 + C_1 + \frac{r_1}{r_2} C_2 + d_g \dot{\theta}_g - d_1 \dot{\theta}_1 - \frac{r_1}{r_2} d_2 \dot{\theta}_2 \quad (\text{II.37})$$

Si on néglige les frottements dans le système d'engrenage, l'équation (II.37) devient :

$$C_g = J_g \ddot{\theta}_g - J_1 \ddot{\theta}_1 - \frac{r_1}{r_2} J_2 \ddot{\theta}_2 + C_1 + \frac{r_1}{r_2} C_2 \quad (\text{II.38})$$

Nous pouvons écrire l'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre de la génératrice par :

$$\left(\frac{J_1}{G_1^2} + \frac{J_2}{G_2^2} + J_g \right) \frac{d\Omega_g}{dt} + f_v \cdot \Omega_g = C_g - C_{em} \quad (\text{II.39})$$

$$G_1 = \frac{r_1}{r_g} \quad (\text{II.40})$$

$$G_2 = \frac{r_2}{r_g} \quad (\text{II.41})$$

II.4.2. Modèle aérodynamique d'un système éolien à double rotor

La puissance cinétique du vent à travers le rotor secondaire de rayon R_1 , est donnée par la relation suivante [YAH13], [YAH15b]:

$$P_1 = \frac{1}{2} \rho \pi R_1^2 V_1^3 \quad (\text{II.42})$$

La puissance captée par le rotor secondaire est donné par :

$$P_{t1} = C_p(\lambda) P_1 \quad (\text{II.43})$$

Le rapport de la vitesse du rotor secondaire (le ratio) est donné par :

$$\lambda_1 = \frac{\Omega_1 R_1}{V_1} \quad (\text{II.44})$$

Sachant que :

$$\Omega_1 = \dot{\theta}_1 \quad (\text{II.45})$$

Le couple aérodynamique développé par le rotor secondaire est donné par :

$$C_1 = \frac{C_p \rho \pi R_1^2 V_1^3}{2 \Omega_1} \quad (\text{II.46})$$

La puissance cinétique du vent à travers le rotor principal de rayon R_2 , est donnée par la relation suivante :

$$P_2 = \frac{1}{2} \rho \pi R_2^2 V_2^3 \quad (\text{II.47})$$

La puissance captée par le rotor principal est donné par :

$$P_{t2} = C_p(\lambda) P_2 \quad (\text{II.48})$$

Le rapport de la vitesse du rotor principal est donné par :

$$\lambda_2 = \frac{\Omega_2 R_2}{V_2} \quad (\text{II.49})$$

Sachant que :

$$\Omega_2 = \dot{\theta}_2 \quad (\text{II.50})$$

Le couple aérodynamique développé par le rotor principal est donné par :

$$C_2 = \frac{C_p \rho \pi R_2^2 V_2^3}{2 \Omega_2} \quad (\text{II.51})$$

La relation entre les vitesses de vent V_1 et V_x est donnée par [FAR10], [YAH15a] :

$$V_x = V_1 \left(1 - \frac{1 - \sqrt{1 - C_T}}{2} \left(1 + \frac{2 \cdot x}{\sqrt{1 + 4 \cdot x^2}} \right) \right) \quad (\text{II.52})$$

Avec :

V_1 : la vitesse en amont de la turbine secondaire ;

V_x : la vitesse en aval de la turbine secondaire ;

C_T : coefficient qui caractérise la fiabilité qui est en général égal à 0,9 ;

x : la distance par rapport au rotor secondaire pour la quelle on mesure la vitesse du vent.

Le schéma bloc de la figure II.11 correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne à double rotor.

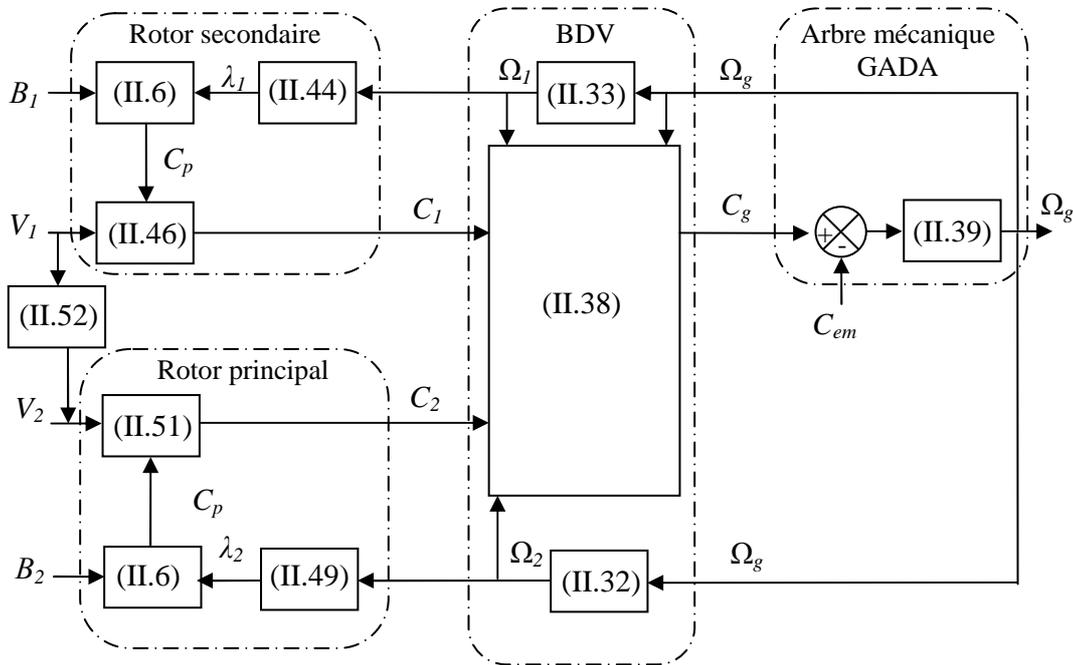


Figure II.11 : Modèle de la partie mécanique et aérodynamique de l'éolien à double rotor.

II.5. Commande MPPT de la turbine éolienne à double rotor

II.5.1. Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation d'une EDR

Par analogie avec le modèle de la turbine éolienne mono rotor étudié dans la section II.3.1.1, nous pouvons déduire le schéma bloc de la figure II.12 qui présente l'asservissement de la vitesse pour la maximisation de puissance extraite d'un système éolien à double rotor. On réalise les deux lois de commande suivantes:

$$\Omega_g^* = G_2 \cdot \Omega_2^* \quad (\text{II.53})$$

$$\Omega_2^* = \frac{\lambda_{opt} \cdot V_2}{R_2} \quad (\text{II.54})$$

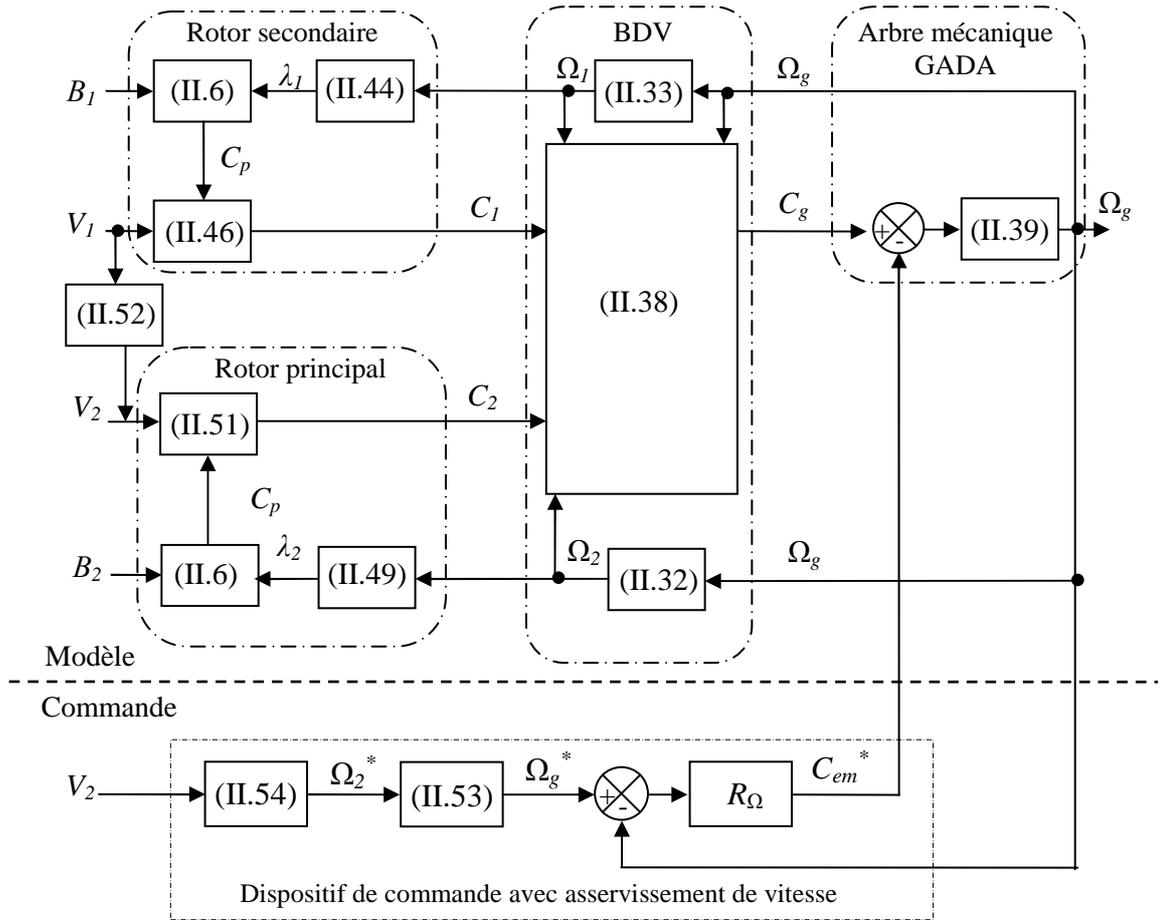


Figure II.12 : Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation d'une éolienne à double rotor.

Dans la littérature, Il existe différentes techniques de régulation qui peut être appliqués pour l'asservissement de la vitesse de rotation d'une turbine éolienne à double rotor. Afin de réaliser cette tâche, dans ce travail, nous avons appliqué deux types de correcteurs pour la commande MPPT d'une turbine éolienne double rotor à savoir ; un correcteur PI classique et un autre de type flou.

➤ Réglage de vitesse par régulateur de type PI classique

Nous avons utilisé la même méthode que pour l'éolienne mono rotor, pour la synthèse des paramètres du correcteur PI, Nous trouvons les gains proportionnel et intégrale suivants :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = \omega_n^2 J_d \\ K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J_d - f_v \end{cases} \text{ dont } J_d = \left(\frac{J_1}{G_1^2} + \frac{J_2}{G_2^2} + J_g \right) \quad (\text{II.55})$$

➤ Réglage de vitesse par régulateur de type logique floue

Les régulateurs à base de la logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage. Cette dernière doit être construite par tâtonnement à l'aide des tests sur le système à régler. D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, leurs conditions informatiques, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance expert du système, limitent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bien spécifique.

La majorité des régulateurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-variables. Ce schéma est représenté dans la figure II.13:

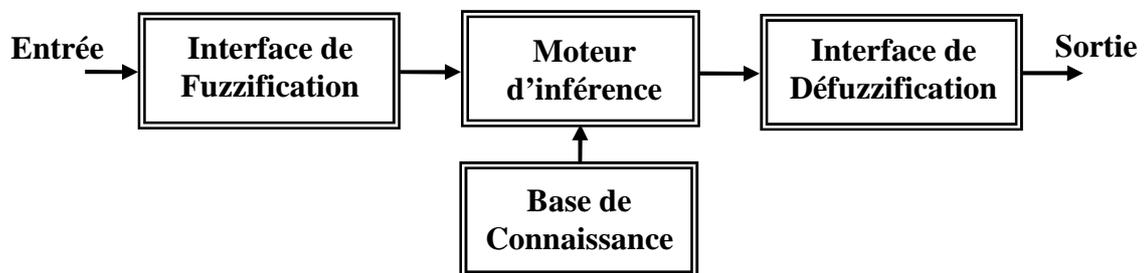


Figure II.13 : Structure d'un système flou.

Le traitement réalisé par un système d'inférence flou est divisé en trois tâches essentielles [RAB03], [HAM13] :

- La fuzzification transforme une valeur numérique de l'entrée en une valeur floue ;
- L'inférence, produit l'image de la partie floue issue de la fuzzification par une relation floue R , généralement construite à partir de règles ;
- La défuzzification transforme la partie floue issue de l'inférence en une valeur numérique en sortie. La défuzzification constitue alors une prise de décision.

La mise en œuvre de ces trois étapes de traitement dépend de la nature des sous-ensembles flous utilisés (voir Annexe C). En d'autres termes, ces sous-ensembles peuvent être de type numérique ou symbolique. De même, la relation floue R peut être numérique (liant des nombres entre eux), symbolique (liant des symboles entre eux), ou bien hybride (numérique et symbolique). La boucle pour le réglage de la vitesse mécanique de la machine contient un régulateur flou dont les variables linguistiques sont en entrée ; l'erreur et la variation de l'erreur (e et Δe) et en sortie ; la variation de la commande (ΔU), U représente la variation de C_{em} pour le régulateur de la vitesse [HAM13].

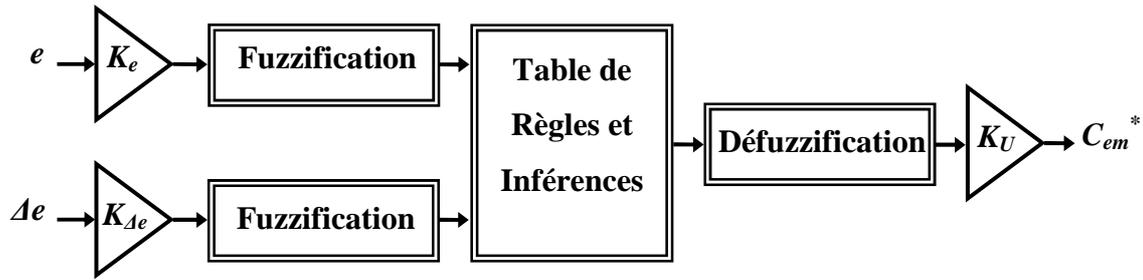


Figure II.14 : Schéma bloc de régulation de vitesse à contrôleur flou.

Où K_e , $K_{\Delta e}$ et K_U sont des gains associés à e , Δe et U respectivement. En jouant sur ces gains pour assurer la stabilité et établir les performances dynamiques et statiques désirées. L'intervalle d'intérêt de chaque variable linguistique en entrée et en sortie est subdivisé en trois, cinq ou sept classes pour obtenir respectivement neuf, vingt-cinq et quarante-neuf règles. Dans ce travail nous avons mené pour les variables d'entrées et la variable de sortie un régulateur flou sept ensembles, dans le but de trouver les bonnes performances souhaitées pour le réglage, représenté ainsi par des fonctions d'appartenance comme le montre la figure II.15.

Les différents ensembles sont notés comme suit :

NG : Négatif Grand ; NM : Négatif Moyen ; NP : Négatif Petit ; EZ : Environ Zéro ;
 PP : Positif Grand ; PM : Positif Moyen ; PG : Positif Grand.

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrées. Elles relient les signaux de sorties aux signaux d'entrées par des conditions linguistiques prenant en compte l'expérience acquise par un opérateur humain. Par exemple, si l'erreur et sa variation sont fortement négatives, alors, le signal de sortie doit être également fortement négatif.

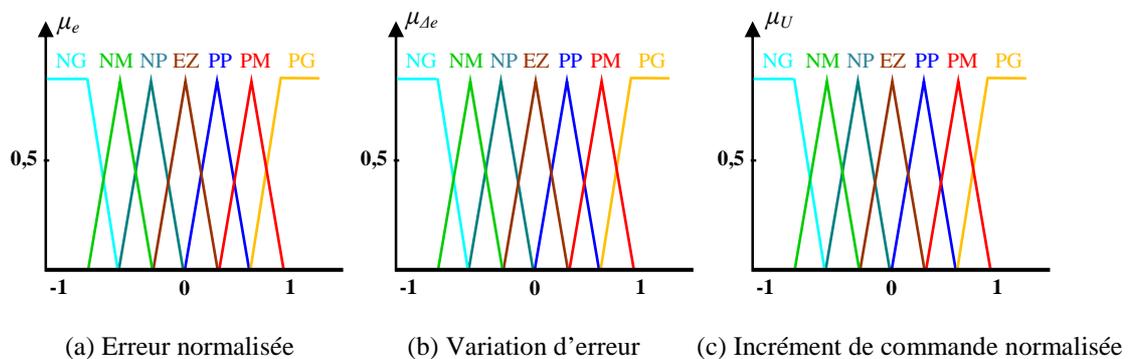


Figure II.15 : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques.

Au contraire, si l'erreur et sa variation sont environ zéro, alors, il sera de même pour la commande. Ces considérations sont représentées dans une matrice dite « matrice d'inférence » (tableau II.1).

D'après cette matrice, on peut définir les 49 règles, par exemple :

R_1 : Si E est NG et ΔE est NG Alors ΔC_{em} est NG .

R_{19} : Si E est PP et ΔE est NP Alors ΔC_{em} est EZ .

R_{41} : Si E est PM et ΔE est PM Alors ΔC_{em} est PG .

.....

Δe e	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau II.1 : Table des règles de commandes à sept classes.

L'utilisation d'un unique anémomètre sur l'éolienne conduit à utiliser une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est pas représentative de la valeur moyenne de la vitesse du vent apparaissant sur les pales. Ainsi, une mesure erronée de la vitesse du vent conduit à une dégradation de la puissance extraite. Pour cette raison, la plupart des turbines éoliennes installées sont contrôlées sans asservissement de la vitesse de rotation. Ce mode de contrôle est étudié à la section suivante [ELA04].

II.5.2. Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation d'une EDR

A partir du modèle de la turbine éolienne mono rotor étudié dans la section II.3.1.2, nous pouvons déduire le schéma bloc de la figure II.16 qui présente un contrôle sans asservissement de la vitesse pour la maximisation de puissance extraite d'un système éolien à double rotor.

Une estimation de la vitesse de rotation de la turbine principale, notée $\hat{\Omega}_2$, est obtenue à partir de la mesure de la vitesse de rotation de la GADA :

$$\hat{\Omega}_2 = \frac{\Omega_g}{G_2} \tag{II.56}$$

Une mesure précise de la vitesse du vent étant difficile, une estimation de celle-ci, notée \hat{V} , est obtenue à partir de l'estimation de la vitesse de rotation de la turbine principale :

$$\hat{V} = \frac{\hat{\Omega}_2 \cdot R_2}{\lambda_2} \tag{II.57}$$

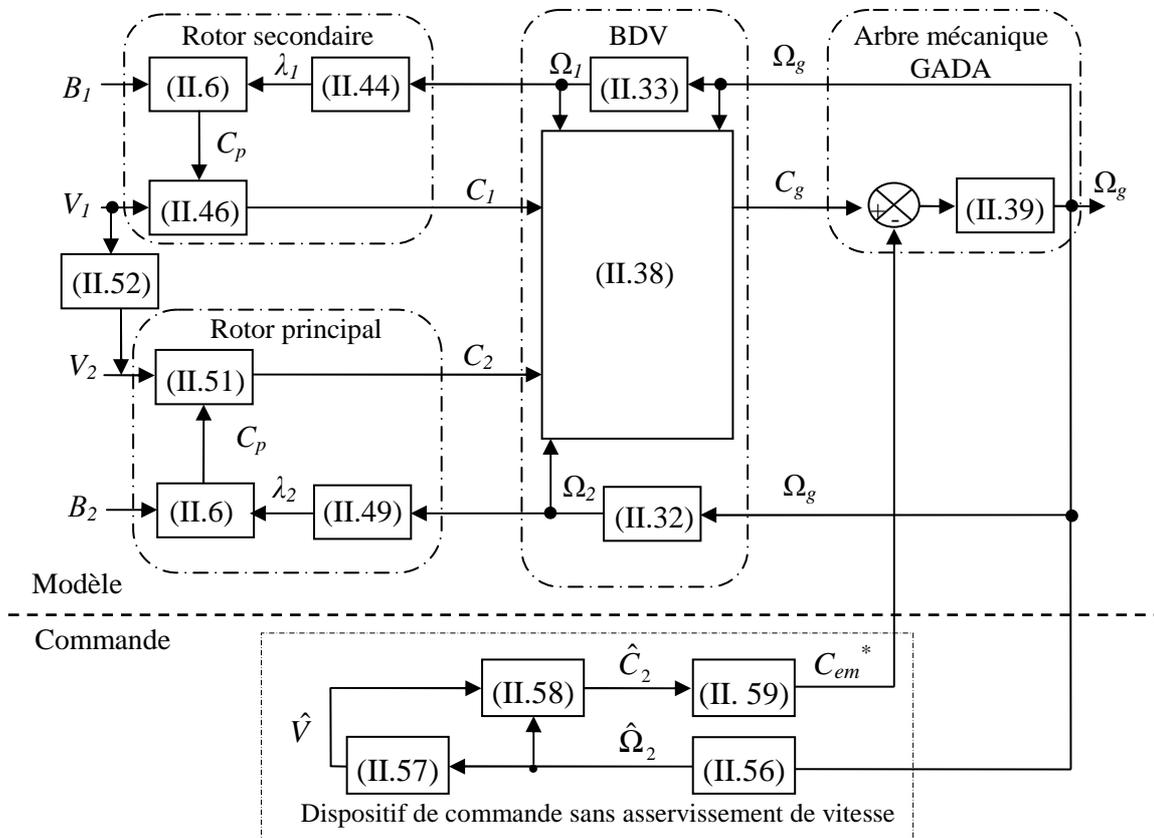


Figure II.16 : Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation d'une EDR.

Le couple de la turbine principale peut ensuite être obtenu à partir des estimations de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation de la turbine principale. Il peut s'exprimer par :

$$\hat{C}_2 = C_p \cdot \frac{\rho \cdot S}{2} \cdot \frac{1}{\hat{\Omega}_2} \cdot \hat{V}^3 \tag{II.58}$$

Le couple électromagnétique de référence est alors obtenu à partir de l'estimation du couple de la turbine principale :

$$C_{em}^* = \frac{\hat{C}_2}{G_2} \quad (\text{II.59})$$

II.6. Modèle du vent

Le vent est le vecteur énergétique d'entrée d'une chaîne éolienne, déterminant pour le calcul de la production de l'électricité, donc pour la rentabilité. Les propriétés dynamiques du vent sont capitales pour l'étude de l'ensemble du système de conversion d'énergie car la puissance éolienne, dans les conditions optimales, est au cube de la vitesse du vent (équation (II.47)).

Mathématiquement, la vitesse du vent est un vecteur tridimensionnel. Néanmoins, la direction du vecteur de vitesse du vent n'a pas d'importance pour une turbine à axe vertical. Même pour une petite éolienne tripale à axe horizontal, cette direction n'est pas prise en compte dans le modèle de la turbine éolienne car elle est réglée par la dérive sur la queue de la turbine [TRA10].

L'évolution de la vitesse de vent en fonction du temps est modélisée par une fonction analytique ou générée par une loi statistique à partir des données de mesure pour un site donné. Dans un contexte de la modélisation théorique, le profil de vent doit satisfaire deux critères :

- 1) La durée du profil doit être limitée pour réduire le temps de simulation ;
- 2) Le profil du vent doit être représentatif des caractéristiques du gisement (intensité, variabilité, distribution statistique...).

Dans cette étude, nous avons représenté l'évolution de la vitesse du vent, par une fonction scalaire qui évolue dans le temps, modélisée sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques, conformément à [MIR05], [TRA10], avec $\omega = 2\pi / 10$:

$$V(t) = 8.2 + 2 \sin(\omega t) - 1.75 \sin(3 \omega t) + 1.5 \sin(5 \omega t) - 1.25 \sin(10 \omega t) + \sin(30 \omega t) + 0.5 \sin(50 \omega t) + 0.25 \sin(100 \omega t) \quad (\text{II.60})$$

II.7. Résultats de simulation

En considérant un système éolien à double rotor de 1 MW dont les paramètres sont donnés en annexe A. Les deux structures de commande MPPT étudiées, ont été simulées par le logiciel MATLAB/SIMULINK. D'après l'équation (II.60), en considérant un profil du vent illustré par la figure II.17.

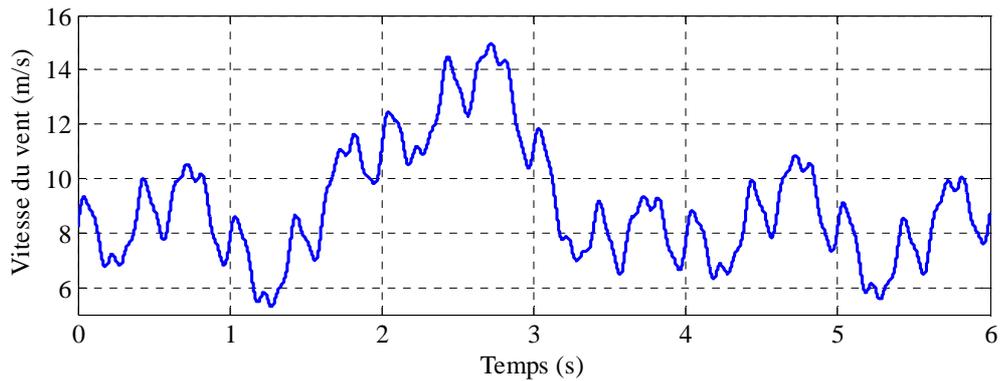


Figure II.17 : Profil de la vitesse du vent.

II.7.1. La puissance mécanique extraite du système éolien mono et double rotor

La figure II.18 montre une comparaison de la puissance mécanique extraite entre un système éolien mono rotor (SEMR) et un système éolien à double rotor (SEDR), les deux systèmes éoliens ont été simulés par l'utilisation de la commande MPPT classique (avec régulateur PI). D'après cette figure, on remarque que la puissance mécanique extraite à l'instant $t = 1$ s du SEMR est égale à 0,276 MW, par contre elle est égale 0,34 MW pour le SEDR.

A partir de ce résultat de simulation, nous notons que la puissance mécanique extraite du SEDR a augmenté d'environ de 23% par rapport à celui du SEMR.

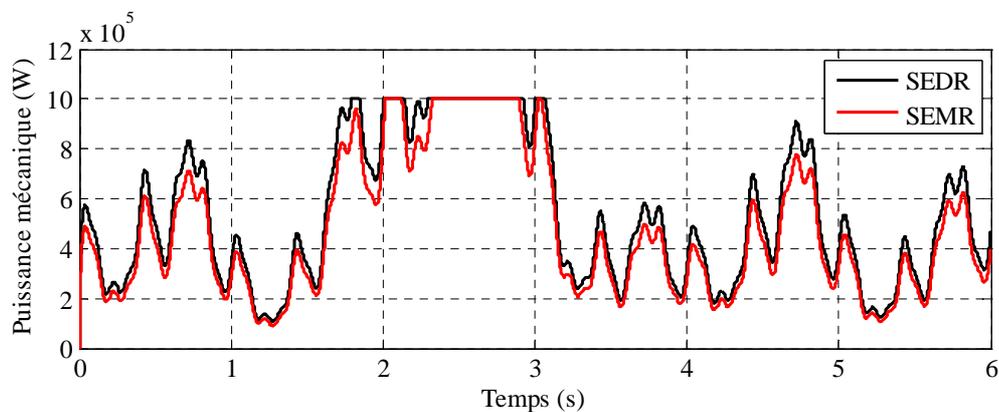


Figure II.18 : Comparaison entre les deux systèmes éoliens vis-à-vis de la puissance mécanique extraite.

II.7.2. Résultats obtenus de la commande avec asservissement de vitesse

Dans cette stratégie de commande, l'asservissement de vitesse pour un système éolien à double rotor est mise en œuvre à l'aide des deux types des régulateurs (PI classique et PI flou). Les résultats de simulation pour les deux types de régulateurs sont montrés respectivement sur les figures II.19 et II.20. Ces résultats montrent que la

commande MPPT par la logique floue présente un meilleur contrôle en boucle fermée de la vitesse en régime transitoire et en régime permanent.

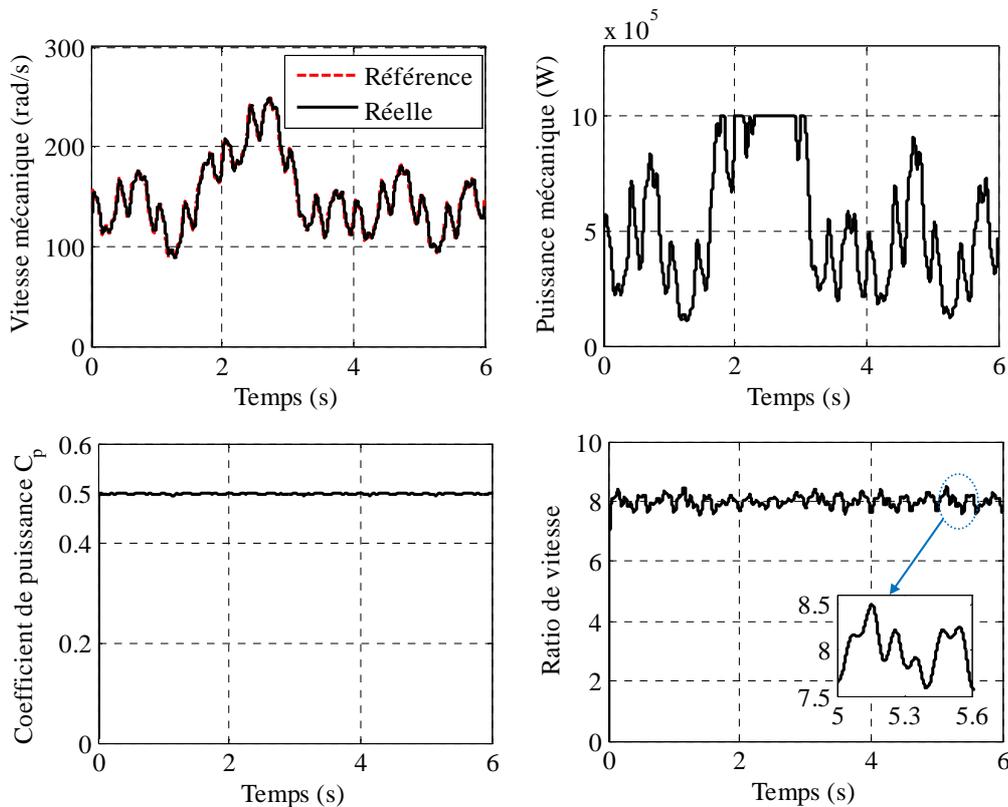


Figure II.19 : Résultats de la commande MPPT avec asservissement de vitesse par PI classique.

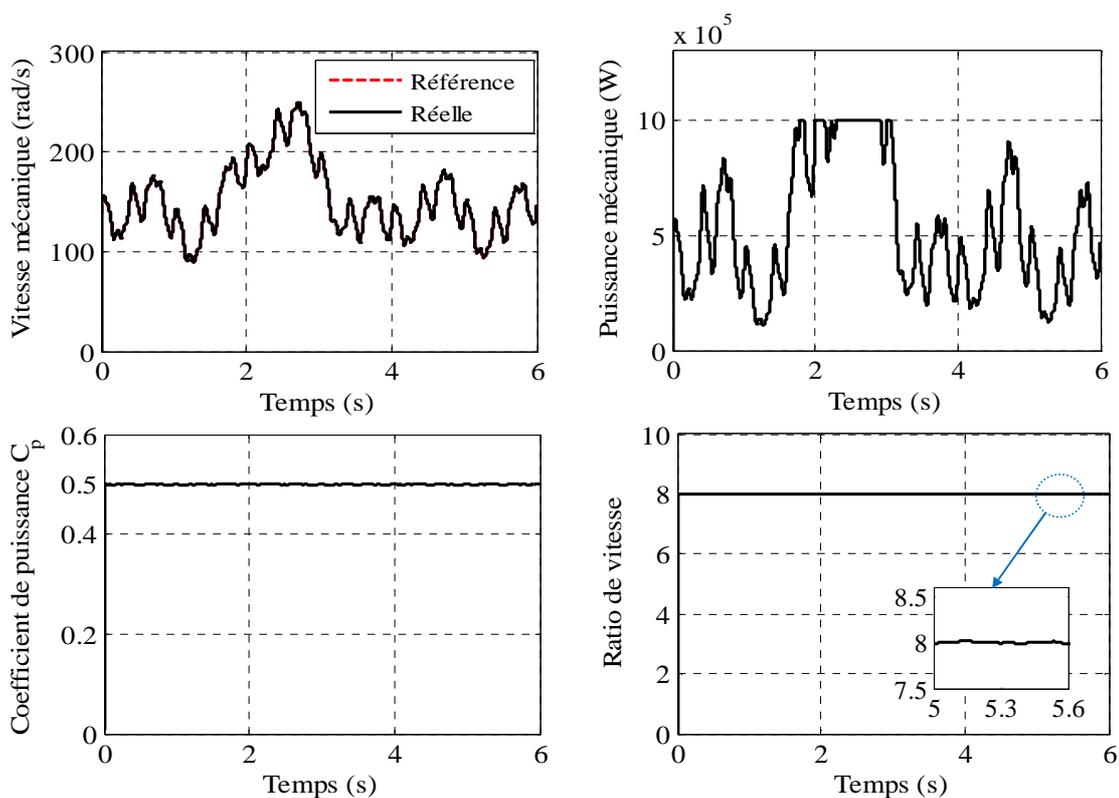


Figure II.20 : Résultats de la commande MPPT avec asservissement de vitesse par PI flou.

L'effet de perturbation sur le ratio de vitesse λ est très clair pour le contrôle par PI classique, par contre on remarque que cet effet est très négligeable pour le contrôle par la logique floue. Le coefficient de puissance et le rapport de vitesse sont ajustés à leurs valeurs optimales ($C_{pmax} = 0.5$, $\lambda_{opt} = 8$). Les résultats obtenus montrent les meilleures performances statiques et dynamiques, meilleure poursuite de la consigne contrôlée (vitesse) et un temps de réponse souhaitable offerts par les deux régulateurs.

II.7.3. Résultats obtenus de la commande sans asservissement de vitesse

Dans cette section, On s'intéresse à étudier la commande MPPT sans asservissement de vitesse (Boucle Ouverte (BO)) d'un système éolien à double rotor. Les résultats de simulation relatifs à cette structure sont représentés dans la figure II.21. Ces résultats montrent que la variation de la vitesse mécanique est caractérisée par une dynamique lente d'une part. D'autre part, on remarque que l'écart sur la vitesse mécanique (la différence entre la vitesse de référence et la vitesse réelle) est très grand par rapport à la commande MPPT avec asservissement de vitesse (Boucle Fermée (BF)). La puissance mécanique est très fluctuante, de fait que le coefficient de puissance et le ratio de vitesse ne sont pas ajustés à leurs valeurs optimales.

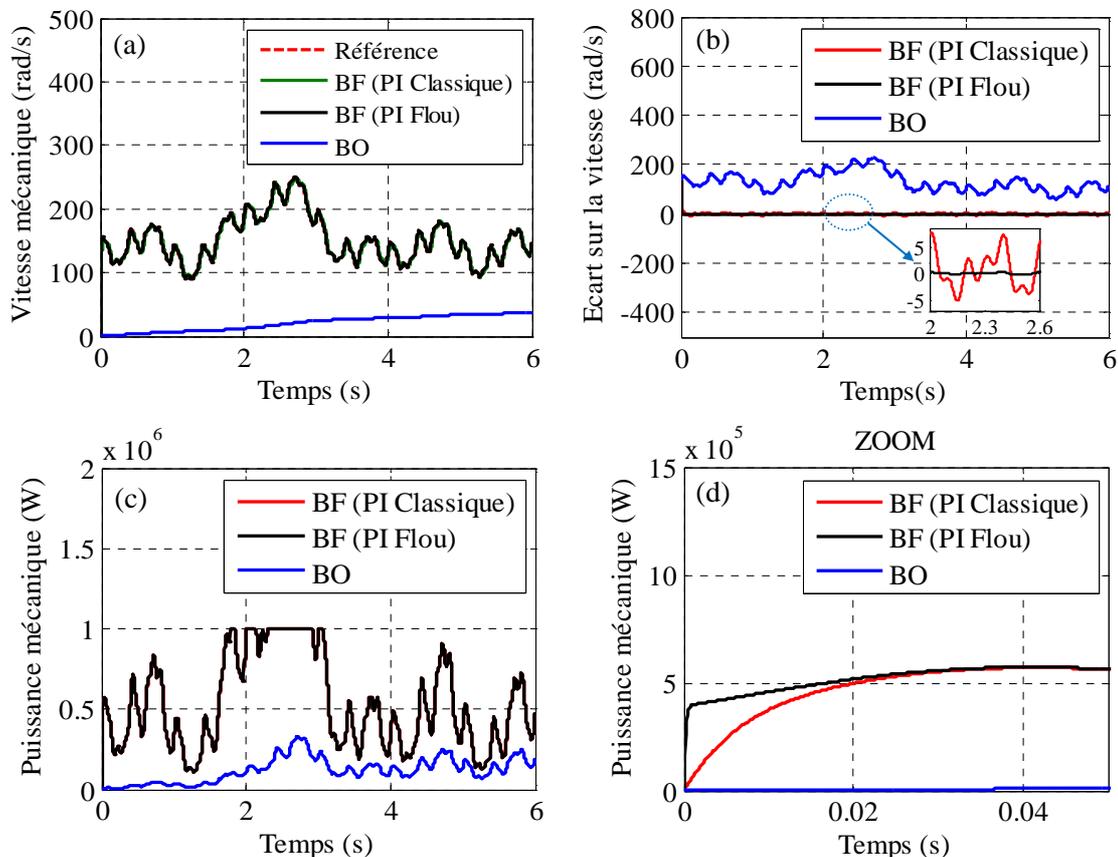


Figure II.21 : Zoom sur les résultats de la commande MPPT obtenus avec les deux stratégies d'une éolienne double rotor.

Afin de résumer ces résultats obtenus avec l'une ou l'autre stratégie de contrôle de vitesse (MPPT), la figure II.21.a montre la vitesse mécanique ainsi que sa référence avec les deux régulateurs en BF (PI classique et par logique floue) et celle de la stratégie sans asservissement de vitesse (BO). La figure II.21.b présente l'écart sur la vitesse mécanique pour les deux contrôleurs étudiés et celle le contrôle en BO. Les deux figures II.21.c et II.21.d présentent la puissance mécanique extraite et son zoom respectivement. D'après ces résultats, on remarque que le contrôle MPPT par la logique floue présente des meilleures performances (rapidité, écart de vitesse mécanique minimale).

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux types des turbines éoliennes. Dans la première étape, nous avons modélisé les organes essentiels constituant la partie mécanique de l'éolienne conventionnelle à axe horizontal que nous avons nommé mono rotor, à savoir ; les pales, le multiplicateur et l'arbre du rotor. Ensuite, nous avons présenté deux stratégies de commande afin de maximiser la puissance extraite du vent. C'est la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) avec et sans asservissement de vitesse. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons consacré à la modélisation des différents organes d'un système éolien à double rotor. Ensuite, nous avons étudié deux types de commande MPPT (avec et sans asservissement de vitesse).

Pour le système éolien à double rotor, nous avons présenté deux types de commande MPPT avec asservissement de vitesse (PI classique et par la logique floue). Dans la dernière partie de ce chapitre, des résultats de simulation ont été présenté. D'après ces résultats, on arrive à la conclusion suivante :

- La puissance mécanique extraite du système éolien à double rotor a augmenté d'environ de 23% par rapport à celui du système éolien mono rotor. Ce résultat va présenter un avantage très important pour la production de l'énergie électrique ;
- Le contrôle MPPT par la logique floue présente des meilleures performances vis-à-vis de la rapidité en régime transitoire, une grande poursuite de consigne de la vitesse mécanique et présente un effet presque négligeable de la perturbation sur le ratio de vitesse.

Dans le prochain chapitre, nous intéresserons à la partie électrique du système éolien à double rotor. Cette partie est constituée d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).

Chapitre III

Modélisation et commande vectorielle d'une GADA intégrée dans un SEDR

III.1. Introduction

Actuellement, la littérature atteste du grand intérêt accordé à la machine doublement alimentée pour diverses applications: en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [CAM03], [ELA04], [KHO06], [SAL07], [VID04] et aéronautique [KHA03]. Cet intérêt est dû essentiellement aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor.

L'intérêt majeur des systèmes éoliens à base d'une génératrice à double alimentation (GADA) réside dans le fait que le convertisseur côté rotor ou bien coté GADA « CCG » et le convertisseur côté réseau « CCR », transférant la puissance de glissement et l'acheminant vers le réseau électrique, ne sont dimensionnés que pour une partie de la puissance nominale de la GADA. En général, le dimensionnement de la chaîne rotorique se limite jusqu'à 30% de la puissance nominale du stator de la GADA, ce qui suffit à assurer une variation de 30% de la plage de vitesse autour de la vitesse du synchronisme. Ceci constitue le principal avantage de cette structure.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Dans ce chapitre, la modélisation et la commande vectorielle de la GADA intégrée dans un SEDR seront présentées.

III.2. Description du système

Le système de conversion éolienne à double rotor à vitesse variable basé sur une GADA, est illustré sur la figure III.1. La turbine éolienne entraîne la GADA à une vitesse de rotation variable à travers un multiplicateur ou une boîte de vitesse (BDV). Le stator de la GADA est directement raccordé au réseau électrique, tandis que son rotor est connecté au réseau mais via un filtre triphasé de courant et deux convertisseurs statiques bidirectionnels triphasés commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), mis en cascade à travers un bus continu. Le surcoût engendré par la maintenance due à l'emploi d'un multiplicateur de vitesse et du système bagues/balais de la GADA est alors compensé par l'économie réalisée sur les convertisseurs comparé à un système éolien pour lequel les convertisseurs seraient dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice.

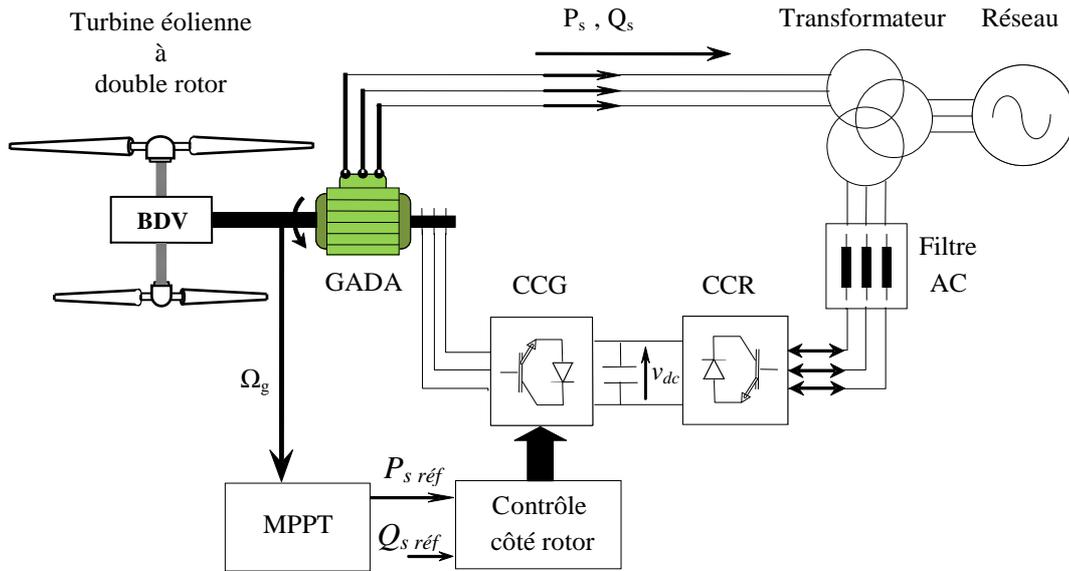


Figure III.1 : Système de conversion éolienne double rotor à base de la GADA.

III.2.1. Structure de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation a un stator identique à celui d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone. C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques.

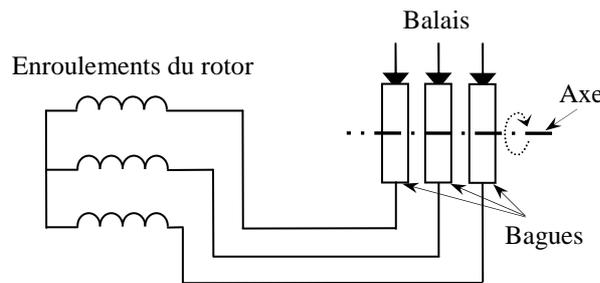


Figure III.2 : Principe du rotor bobiné.

On peut voir sur la figure III.2 que les enroulements rotoriques sont connectés en étoile et les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor.

III.2.2. Principe de fonctionnement de la machine

La machine asynchrone à double alimentation que nous allons étudier est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné muni de bagues.

Dans le cas où les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, le rotor tourne à la vitesse de glissement (ω_{sr}) par rapport au stator:

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{III.1})$$

Avec: ω_s , ω_r et ω_{sr} sont respectivement, les pulsations des fréquences: statorique, rotorique et de glissement.

D'autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor, est donnée par [HOP01] :

$$f_s = f_r + f_{sr} \quad (\text{III.2})$$

Avec: f_s , f_r et f_{sr} sont la fréquence du stator, du rotor et de glissement respectivement.

Dans ce cas, le glissement est défini par la relation suivante:

$$g = \frac{f_{sr}}{f_s} = \frac{\omega_{sr}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{III.3})$$

Selon l'équation (III.3), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement:

- 1) **Régime stationnaire:** ($\omega_r = 0 \Rightarrow g = 1$), dans ce cas seul le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent le rotor est le siège d'une f.é.m. induite mais, il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit, donc aucun couple n'existe dans cette machine. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la machine se comporte comme un transformateur.
- 2) **Régime hyposynchrone:** ($\omega_r < \omega_s \Rightarrow 0 < g < 1$), le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans ce cas, la fréquence f_r du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0. De même, la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.
- 3) **Régime synchrone:** ($\omega_r = \omega_s \Rightarrow g = 0$), lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier ($\omega_{sr} = 0$), par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.
- 4) **Régime hypersynchrone:** ($\omega_r > \omega_s \Rightarrow g < 0$), par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et le glissement devient négatif, ce que signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse. L'augmentation de la vitesse

relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

La machine asynchrone à double alimentation est parfois appelée "machine généralisée" car elle pourrait assurer tous les fonctionnements des autres machines (synchrones et asynchrones) à la fois. Effectivement, sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue à une machine "synchrone" à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent mais il est constitué d'un "bobinage triphasé alimenté en alternatif". Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de : "machine synchrone à excitation alternative". La figure III.3 représente les différents enroulements et les flux présents à l'intérieur des structures d'une machine synchrone et d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) [POI03].

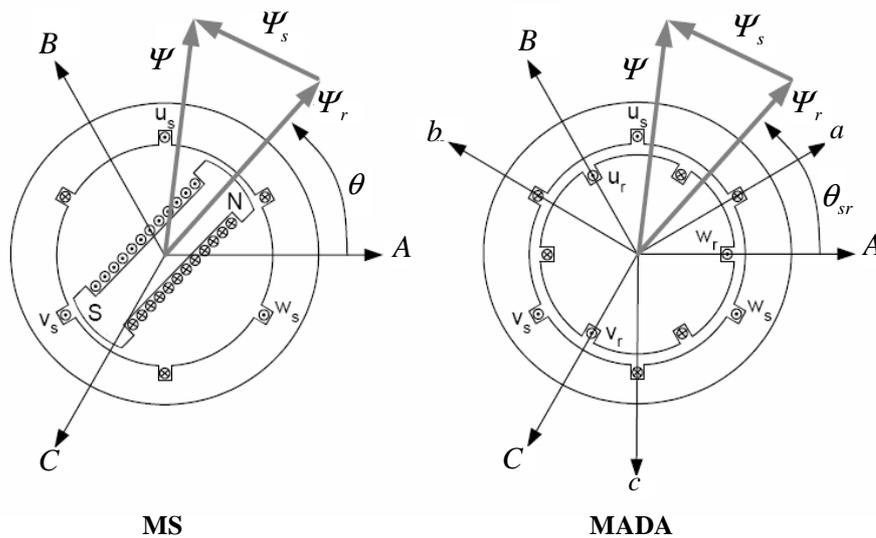


Figure III.3 : Configuration des enroulements et des flux dans une machine synchrone et dans une machine asynchrone à double alimentation [POI03].

Le vecteur flux Ψ présent dans l'entrefer de la machine est la résultante du flux créé par les bobinages statoriques Ψ_s et du flux rotorique Ψ_r , créé soit par la rotation de la roue polaire alimentée en continu pour la MS soit par l'alimentation alternative des bobinages rotoriques triphasés pour la machine asynchrone à double alimentation. La principale divergence entre les deux machines est due à l'établissement du flux rotorique. En effet, dans une machine synchrone classique, la phase du flux rotorique dépend directement de la position mécanique de la roue polaire. Son évolution est donc dépendante de la machine elle-même et de la charge qui lui est accouplée et dépendra donc de la constante de temps

mécanique globale du système. En l'absence d'autopilotage, les performances sont par conséquent limitées et des instabilités de fonctionnement peuvent apparaître.

En remplaçant la roue polaire par un circuit triphasé alimenté en alternatif, l'amplitude et la phase du vecteur Ψ_r sont totalement contrôlables par l'alimentation du circuit. Ainsi, la dynamique du flux devient indépendante du système mécanique et dépend uniquement de la constante de temps électrique du système.

III.2.3. Modes de fonctionnement de la machine

Seul le mode de fonctionnement avec le stator directement connecté au réseau et le rotor alimenté par un convertisseur statique (AC/AC ou AC/DC/AC) nous concerne dans cette étude.

Comme la machine asynchrone classique, la machine asynchrone à double alimentation permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la machine asynchrone à double alimentation, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur.

Effectivement, une machine asynchrone doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hypo ou hyper-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

Donc, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine. Le principe de la commande de la machine asynchrone à double alimentation en ces modes peut être compris à travers la figure III.4. Dans cette dernière P_{res} , P_S , P_R et P_{mec} désignent respectivement les puissances du réseau, du stator, du rotor et mécanique.

Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [BOY06], [POI03].

❖ Fonctionnement en moteur hyposynchrone (quadrant 1)

Ce régime est connu dans la littérature comme mode de récupération d'énergie de glissement. La puissance est fournie par le réseau au stator, et la puissance de glissement est renvoyée par le rotor pour être réinjectée au réseau, c'est le principe de la cascade hyposynchrone. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de

synchronisme (figure III.4-a). La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

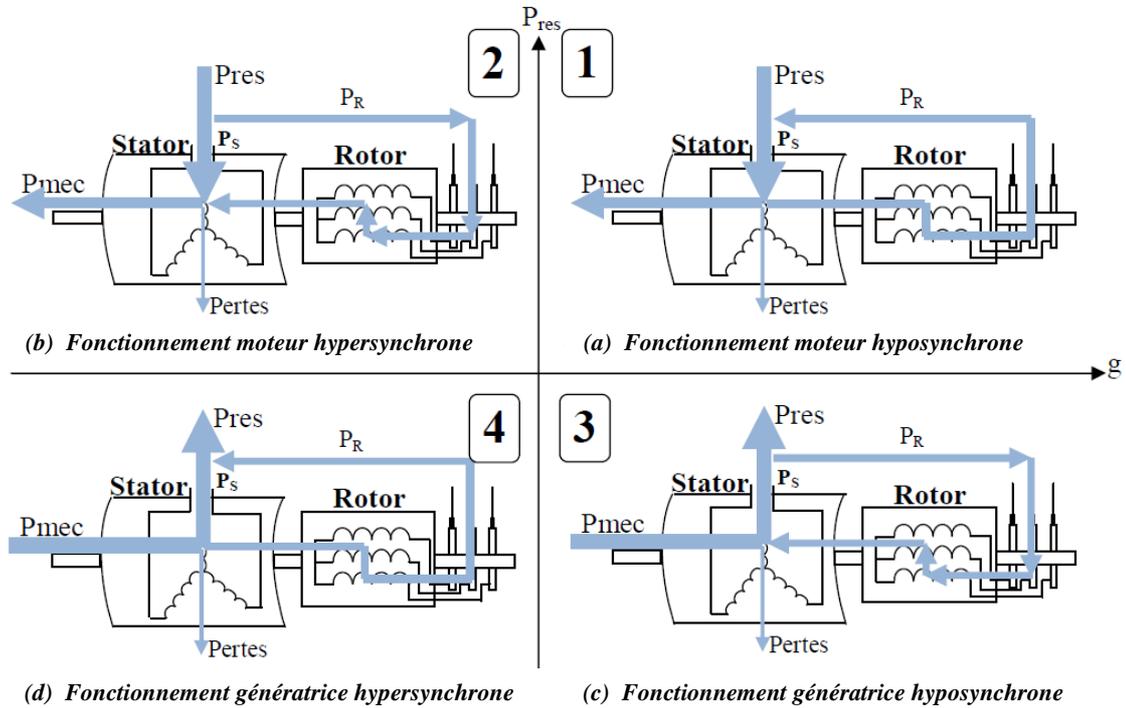


Figure III.4 : Les quatre modes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation [POI03].

❖ Fonctionnement en moteur hypersynchrone (quadrant 2)

Pendant le mode hypersynchrone (figure III.4-b), le réseau fournit la puissance au stator de la machine asynchrone à double alimentation et également à son rotor. Ceci entraîne la machine asynchrone à double alimentation dans un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme, le champ tournant induit par les enroulements rotoriques est alors en opposition de phase avec celui du stator. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas fonctionner dans ce régime.

❖ Fonctionnement en génératrice hyposynchrone (quadrant 3)

La turbine fournit une puissance mécanique à la machine. Donc, la machine asynchrone à double alimentation fournit la puissance au réseau via le stator. La puissance de glissement absorbée par le rotor est aussi fournie par le stator, elle est fournie par le réseau à travers le convertisseur. Les convertisseurs statique dans ce cas peuvent fournir jusqu'à 30% de la puissance nominale de la machine asynchrone à double alimentation. On parle donc sur un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme

(figure III.4-c). La machine asynchrone classique ne peut pas assurer ce mode de fonctionnement.

❖ Fonctionnement en génératrice hypersynchrone (quadrant 4)

La machine est toujours entraînée par la turbine et la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à $g.P_s$ est transmise par l'intermédiaire du rotor. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme (figure III.4-d). La machine à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement, mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

Pour une utilisation dans un système éolien, les quadrants 3 et 4 sont intéressants. En effet si la plage de variation de vitesse ne dépasse pas $\pm 30\%$ en deçà ou au delà de la vitesse de synchronisme (ce qui représente un compromis entre la taille du convertisseur et la plage de variation de vitesse), la machine est capable de débiter une puissance allant de 0.7 à 1.3 fois la puissance nominale. Le convertisseur est alors dimensionné pour faire transiter uniquement la puissance de glissement c'est à dire au maximum 0.3 fois la puissance nominale de la machine. Il est alors moins volumineux, moins coûteux, nécessite un système de refroidissement moins lourd que s'il est placé entre le réseau et le stator d'une machine à cage [POI03].

Le tableau III.1 résume les différents modes et régimes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation dans les quatre quadrants. Le signe moins (-) attribué à une telle puissance signifie que celle-ci est fournie par la machine, alors que le signe plus (+) est attribué dans le cas où la puissance est fournie de l'extérieure à la machine asynchrone à double alimentation.

		Mode moteur $P_m < 0$	Mode Génératrice $P_m > 0$
Régime	Hyposynchrone	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
	Hypersynchrone	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

Tableau III.1 : Modes opérationnels de la machine asynchrone à double alimentation.

III.2.4. Domaines d'application de la machine asynchrone à double alimentation

La première application de la machine asynchrone à double alimentation est le fonctionnement en moteur sur une grande plage de variation de la vitesse. Dans les machines synchrones classiques et asynchrones à cage d'écureuil, la vitesse de rotation est directement dépendante de la fréquence des courants des bobinages statoriques. La solution classique permettant alors le fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine. Ceci est généralement réalisé par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur commandé. Ces deux convertisseurs sont alors dimensionnés pour faire transiter la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70% en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques [POI03]. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur. Toutes ces caractéristiques ont permis à la machine asynchrone à double alimentation d'être utilisée dans plusieurs applications industrielles telles que :

- ◆ La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- ◆ La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;
- ◆ Les applications de levage, ascenseurs, monte-charge, ...etc.

La même philosophie peut être appliquée au fonctionnement en génératrice dans lequel l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tels que:

- ◆ Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- ◆ Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable ;
- ◆ Les éoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable ;
- ◆ Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

Une troisième application intéressante de la machine asynchrone à double alimentation consiste à faire fonctionner celle-ci en moteur à vitesse variable à hautes performances avec deux convertisseurs: un au rotor et l'autre au stator [VID04].

Ce dispositif permet de faire varier la vitesse de rotation depuis l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à six fois celle-ci à puissance constante. Ce mode de fonctionnement présente de nombreux avantages:

- ✓ La commande vectorielle permet une bonne maîtrise du flux et du couple sur toute la plage de variation et confère une dynamique particulièrement élevée ;
- ✓ Le système se prête très bien aux applications nécessitant d'excellentes propriétés de freinage puisqu'il suffit d'inverser le sens du champ tournant au rotor ;
- ✓ Les fréquences d'alimentation sont partagées entre le stator et le rotor, limitant ainsi la fréquence maximale de sortie requise par chaque convertisseur et les pertes fer de la machine ;
- ✓ Les puissances traversant les convertisseurs sont également partagées entre stator et rotor évitant ainsi le surdimensionnement de ces convertisseurs.

III.2.5. Avantages et inconvénients

Nous introduisons brièvement dans ce paragraphe les avantages principaux et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son utilisation dans le domaine des vitesses variables [DRI05], [HOP01], [SAL07], [VID04] :

III.2.5.1. Avantages

Parmi ses nombreux avantages, on peut citer :

- ✓ La possibilité de modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse ;
- ✓ L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique, et par conséquent pour bien contrôler le transfert des puissances active et réactive ;
- ✓ La possibilité de fonctionner la machine asynchrone à double alimentation comme un filtre actif pour les harmoniques de courant grâce à la commande indirecte des puissances active et réactive par les courants rotoriques ;

- ✓ Le convertisseur coté rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine asynchrone à double alimentation, ce qui divise pratiquement leur prix par 3 par rapport à des convertisseurs dimensionnés pour la puissance nominale, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles dans ce cas, le rendement du système de conversion est ainsi amélioré ;
- ✓ En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones et asynchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [POI03] ;
- ✓ La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale [SAL07] ;
- ✓ Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [SAL07], par exemple dans une application ferroviaire, nous pouvons revenir à mode de fonctionnement de type machine asynchrone (à rotor court-circuité) en cas de l'apparition d'un défaut sur l'un des bras des onduleurs ;
- ✓ La machine asynchrone à double alimentation présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances, elle est envisagée pour des puissances élevées (> 1MW) où elle s'avère être une concurrente de la machine asynchrone à cage ;
- ✓ La machine asynchrone à double alimentation est une "machine généralisée", effectivement c'est une machine pouvant "assurer" tous les fonctionnements des autres machines. Par extension, cette généralisation nous permet d'envisager le pilotage de cette machine de manière plus globale en le dédiant à la gestion de l'optimisation des échanges d'énergie au sein du système auquel la machine asynchrone à double alimentation est intégrée ;
- ✓ La machine asynchrone à double alimentation se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6) [SAL07].

III.2.5.2. Inconvénients

Comparativement aux autres machines, la machine asynchrone à double alimentation présente des inconvénients liés essentiellement au système bagues-balais comme [VID04] :

- * Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente grâce à la présence du système bagues-balais ;
- * Le surcoût engendré par la maintenance due à l'emploi d'un multiplicateur de vitesse et du système bagues-balais de la machine asynchrone à double alimentation, comparativement aux autres machines telles que: la machine synchrone à aimants permanents et la machine à réluctance variable ;
- * L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs (redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire.

III.3. Différentes configurations d'un système éolien double rotor à base d'une GADA

Au lieu de dissiper la puissance disponible au rotor par effet Joule, on peut récupérer cette puissance en la renvoyant sur le réseau électrique. Ceci améliore le rendement du système. Dans le passé, on utilisait à cet effet des machines tournantes à courant continu ou alternatif (montages Kramer, Sherbius, Rimcoy, etc). De nos jours, on utilise, pour cette récupération, un système statique de conversion d'énergie constitué de convertisseurs de puissance ainsi qu'un transformateur [ELA04]. Le convertisseur est dimensionné pour transiter seulement la puissance rotorique, (soit environ 30% de la puissance nominale) pour obtenir un glissement maximal et donc la puissance statorique nominale. C'est un compromis qui mène à une meilleure capture de l'énergie éolienne et à une faible fluctuation de la puissance du côté réseau.

Il faut noter que tous les éléments du circuit de récupération (courants du circuit rotorique) ne sont dimensionnés que pour $g.P_s$, donc, pour une puissance d'autant plus faible que le glissement maximum désiré est plus faible. Ce procédé est intéressant quand on peut se contenter d'une variation de vitesse réduite.

III.3.1. GADA avec pont à diodes et pont à thyristors

Cette structure, appelée montage Kramer, utilise un pont à diodes et un pont à thyristors (figure III.5) [BEL10].

Les tensions entre les bagues sont redressées par le pont à diodes. L'onduleur à thyristors applique à ce redresseur une tension qui varie par action sur l'angle d'amorçage des thyristors. Ce dispositif permet de faire varier la plage de conduction des diodes, de

rendre variable la puissance extraite du circuit rotorique et donc le glissement de la génératrice asynchrone. Le principal avantage est que l'onduleur est assez classique, et moins coûteux, puisqu'il s'agit d'un onduleur non autonome dont les commutations sont assurées par le réseau.

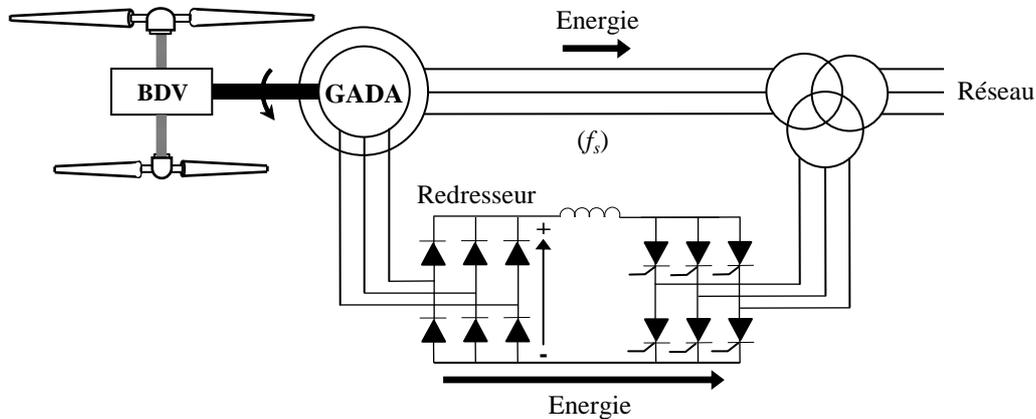


Figure III.5 : GADA avec pont à diodes et pont à thyristors.

Cette structure ne permet cependant pas l'asservissement électrique de la vitesse de la GADA. De plus, l'onduleur utilisé injecte des courants harmoniques basses fréquences d'amplitude importante. Cette injection d'harmoniques multiples de 50 Hz est préjudiciable aux appareillages électriques raccordés sur le réseau. D'autres structures sont alors privilégiées.

III.3.2. GADA avec pont à diodes et pont à transistors

Dans cette structure, on remplace les onduleurs à commutation naturelle à base de thyristors par des onduleurs à commutations forcées et à MLI, constitués de transistors de puissance. Ce type d'onduleur fonctionnant à fréquence de découpage élevée, n'injecte pratiquement pas de courants harmoniques en basses fréquences. Cette structure permet aussi de contrôler le flux de puissance réactive. Par contre, elle ne permet pas d'asservir la vitesse de la GADA étant donné l'utilisation d'un pont de diodes.

III.3.3. GADA avec cycloconvertisseur

Cette structure, connue sous le nom de topologie statique Scherbius [BEL10], structure autorise un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau (figure III.6). Cette structure est utilisée pour des valeurs de fréquence rotorique largement inférieures à

celles du réseau autrement dit pour des glissements très faibles. Elle permet l'utilisation de thyristors qui sont intéressants d'un point de vue coût.

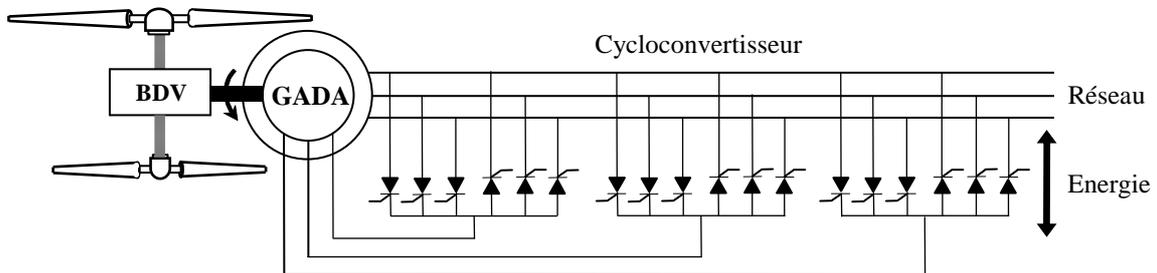


Figure III.6 : GADA avec cycloconvertisseur.

III.3.4. GADA avec convertisseurs MLI

Cette structure utilise deux onduleurs de tension en cascade, équipés d'IGBT et connectés au travers d'un bus continu (figure III.7) [BEL10]. Les onduleurs sont commandés en MLI. Ce choix permet d'agir sur deux degrés de liberté pour chaque convertisseur : un contrôle du flux et de la vitesse de la GADA du côté de la machine et un contrôle des puissances active et réactive transitées du côté du réseau. Les avantages de cette cascade de convertisseurs sont les suivants :

- Le flux d'énergie entre le rotor et le réseau est bidirectionnel. Les limites de ce flux reposent sur la marge de variation de la vitesse de rotation. Celle-ci est imposée par les limites électriques et mécaniques du système ;
- Le fonctionnement autour de la vitesse de synchronisme est adéquat ;
- Il y a une faible distorsion des tensions et courants rotoriques ainsi que les courants statoriques ;
- Le contrôle du couple de la génératrice est indépendant de celui de la puissance réactive injectée par le rotor.

Cette structure de conversion offre un contrôle de quatre grandeurs, à savoir le flux et la vitesse de la génératrice et les flux des puissances transitées au réseau. Cette configuration permet une variation de 100% de la vitesse en utilisant des pôles orientables. Les convertisseurs ne sont dimensionnés que pour seulement 30% de la puissance nominale de la génératrice donc les pertes dans ces derniers sont peu importantes. Cette structure est par conséquent la plus intéressante en termes de coût et de performances. Elle a donc été choisie comme structure de base pour la suite de nos travaux.

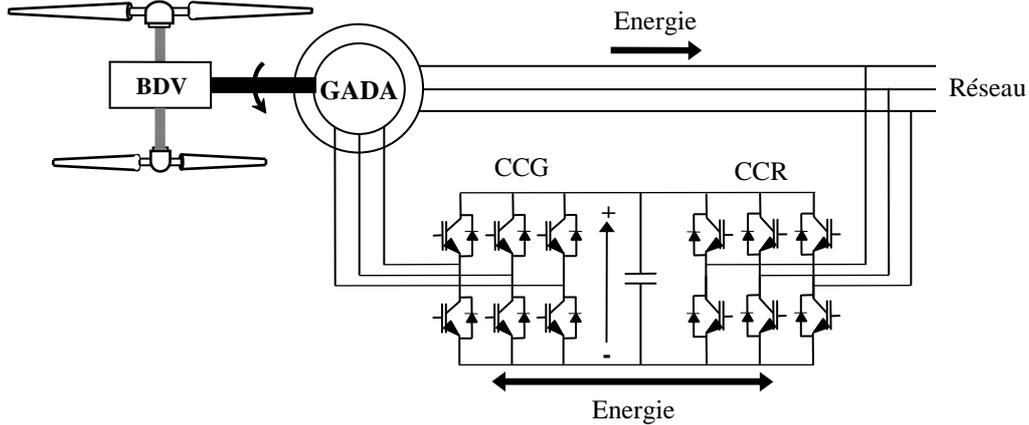


Figure III.7 : GADA avec convertisseurs MLI.

III.4. Modélisation de la GADA

Pour faire l'étude de la GADA, il faut donner son modèle mathématique décrivant son évolution dans le temps.

III.4.1. Hypothèses simplificatrices

Afin de mettre notre machine en équations, son modèle repose sur les hypothèses simplificatrices classiques suivantes :

- ♦ Entrefer constant ;
- ♦ Effet des encoches négligé ;
- ♦ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- ♦ Influences de l'effet de peau et de l'échauffement non prises en compte ;
- ♦ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- ♦ Pas de régime homopolaire puisque le neutre n'est pas connecté.

Ces choix signifient entre autres que les flux sont additifs, que les inductances propres sont constantes et qu'il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

III.4.2. Modèle de la GADA dans le repère triphasé

La représentation schématique d'une machine triphasée asynchrone à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure III.8. Les trois enroulements du stator sont représentés schématiquement sur leurs axes magnétiques respectifs s_a , s_b et s_c , ainsi que les trois enroulements du rotor sur leurs axes magnétiques respectifs r_a , r_b et r_c .

Dans l'hypothèse du non saturation, il est possible d'exprimer les flux magnétiques en fonction des courants et des différentes inductances propres et mutuelles de la GADA. Ils se présentent sous la forme matricielle comme suit :

Au stator :

$$[\Phi_s]_{3 \times 1} = [L_s]_{3 \times 3} [I_s]_{3 \times 1} + [L_m]_{3 \times 3} [I_r]_{3 \times 1} \quad (\text{III.4})$$

Au rotor :

$$[\Phi_r]_{3 \times 1} = [L_r]_{3 \times 3} [I_r]_{3 \times 1} + [L_m]_{3 \times 3} [I_s]_{3 \times 1} \quad (\text{III.5})$$

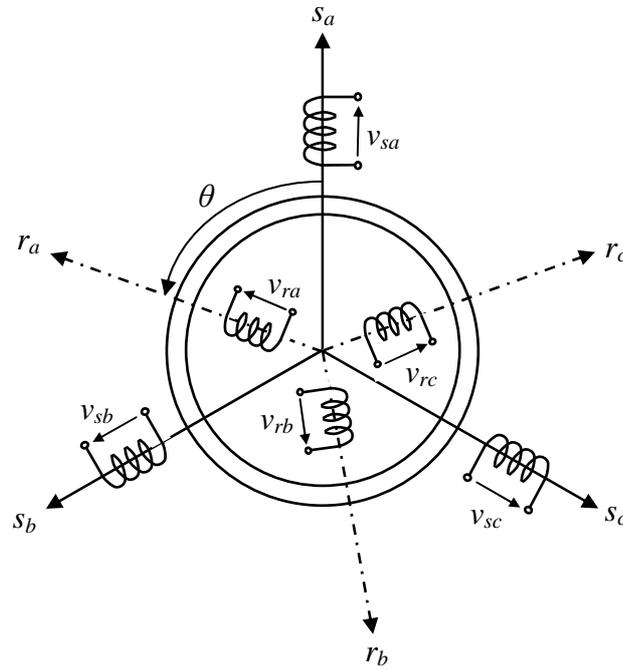


Figure III.8 : Représentation de la GADA dans le système triphasé.

Où :

$$[L_s]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_r]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix};$$

$$[L_m]_{3 \times 3} = [m_{rs}]_{3 \times 3}^T = [m_{sr}]_{3 \times 3} = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[\Psi_s]_{3 \times 1} = [\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}]^T : \text{Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c statoriques ;}$$

$$[\Psi_r]_{3 \times 1} = [\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]^T : \text{Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c rotoriques ;}$$

$[I_s]_{3 \times 1} = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$: Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c statoriques ;

$[I_r]_{3 \times 1} = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$: Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c rotoriques ;

Et

L_s et L_r Les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la GADA, respectivement ;

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor (inductance magnétisante) ;

l_s et l_r : Les inductances propres statoriques et rotoriques.

m_s et m_r : Les inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques de la GADA, respectivement ;

m_{sr} et m_{rs} : Les inductances mutuelles entre deux phases statorique-rotorique, et entre deux phases rotorique-statorique de la GADA, respectivement ;

M : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique ;

θ : L'angle électrique entre une phase statorique et une autre rotorique.

On à :

$$\begin{cases} L_s = l_s - m_s \\ L_r = l_r - m_r \\ L_m = \frac{3}{2}M \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Le couplage magnétique décrit par les équations III.4 et III.5 est utilisé pour déduire les équations des tensions des circuits statorique et rotorique (loi de Faraday), dès lors, on peut écrire:

Au stator :

$$[V_s]_{3 \times 1} = [R_s]_{3 \times 3} [I_s]_{3 \times 1} + \frac{d}{dt} [\Phi_s]_{3 \times 1} \quad (\text{III.7})$$

Au rotor :

$$[V_r]_{3 \times 1} = [R_r]_{3 \times 3} [I_r]_{3 \times 1} + \frac{d}{dt} [\Phi_r]_{3 \times 1} \quad (\text{III.8})$$

Où :

$$[R_s]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad [R_r]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} ;$$

Avec :

R_s et R_r : Les résistances des enroulements statoriques et rotoriques de la GADA, respectivement.

III.4.3. Modèle de la GADA dans le repère de Park

Après établissement du modèle électromagnétique de la machine dans le repère triphasé en tenant compte des hypothèses simplificatrices, on peut noter sa complexité, ce qui nous oblige à faire appel à des modèles plus simples dans des repères à nombre d'axes réduits permettant facilement la traduction mathématique de la GADA, l'étude et l'analyse de son régime transitoire.

Parmi ces modèles, on cite celui le plus utilisé dit modèle de Park. Ce modèle a la possibilité de faire une transformation d'un système triphasé ($a-b-c$) au système équivalent biphasé généralisé ($d-q-o$) et inversement, avec la création des mêmes forces magnétomotrices du champ électromagnétique tournant. Cette transformation est appelée la transformation de Park. Elle est nommée transformation de Park modifiée si on a une conservation de puissance lors de la transition triphasée biphasée et l'inverse.

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe du repère de Park ($d-q-o$). Pour réaliser cette transformation algébrique on utilise les matrices de Park directe (III.9) et inverse (III.10) [ELA04], [LEC04]:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère comme le montre la figure III.9. A partir de cette figure, on peut distinguer :

- L'axe direct (indice d) ;
- L'axe en quadrature (indice q).

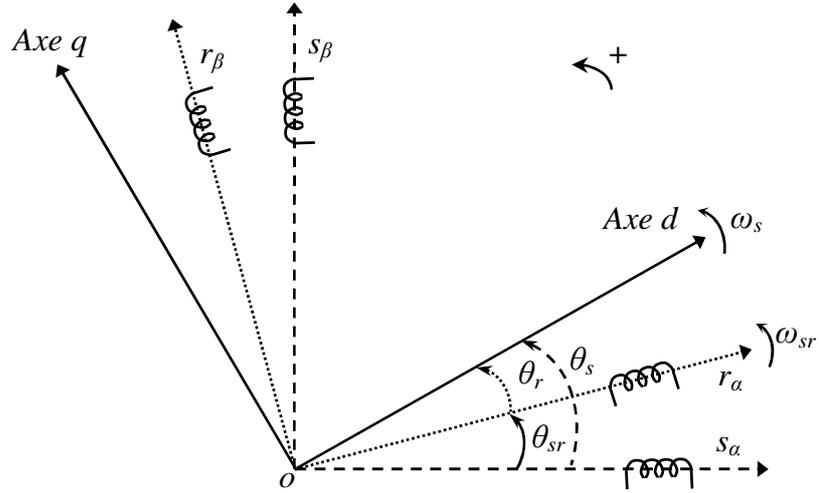


Figure III.9 : Repères de référence : statorique (α_s - β_s), rotorique (α_r - β_r) et tournant (d-q).

Dans le cas de la figure III.9, on ne peut pas distinguer la composante homopolaire (o) car nous considérons que le système est équilibré, dont l'axe peut être choisi orthogonal au plan (od , oq). La projection des grandeurs réelles (a - b - c) sur le repère (d - q) se fait en utilisant la matrice de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}_y = [P(\theta_y)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}_y \tag{III.11}$$

Et inversement:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}_y \tag{III.12}$$

Où :

$y = s$ ou r (s : stator, r : rotor);

x : peut être tension, courant ou flux.

Nous remarquons sur la figure III.9 que θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ_{sr} par la relation rigide :

$$\theta_{sr} = \theta_s - \theta_r \tag{III.13}$$

Les vitesses angulaires de rotation sont obtenues telles que :

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ \frac{d\theta_{sr}}{dt} = \omega_{sr} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Avec : ω_s , ω_r et ω_{sr} représentent respectivement : les vitesses de pulsation statorique, rotorique et de glissement de la GADA.

Donc suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la GADA, nous trouvons trois choix utiles de l'orientation du repère de Park qui dépendent des objectifs de l'application voulue:

- Référentiel lié au rotor ($\theta=\theta_r$) : ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires.
- Référentiel lié au stator ($\theta=0$) : c'est le repère naturel ou stationnaire ($\alpha\text{-}\beta$) de la GADA. Ce choix permet de simplifier la transformation de Park en celle de Clarke dans le cas de non conservation de puissance ou celle de Concordia dans le cas contraire. Le changement de repère triphasé/biphasé ($a\text{-}b\text{-}c$)/($\alpha\text{-}\beta$) peut être réalisé par la transformation de Clarke. Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.
- Référentiel lié au champ tournant statorique ($\theta=\theta_s$) : ce choix permet d'avoir une pulsation de glissement et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux statorique que nous présenterons ultérieurement. Les axes sont désignés par ($d\text{-}q$).

La GADA est représentée par son modèle de Park [GHE11], [PEN10], dont les équations sont établies dans un référentiel lié au champ tournant où les puissances sont conservées par l'utilisation de la transformation de Clarke ($a\text{-}b\text{-}c/\alpha\text{-}\beta/d\text{-}q$). Les équations de la GADA dans un repère tournant à la vitesse électrique ω_s et pour un rotor tournant à la vitesse électrique ω_r sont données comme suit :

Les équations des tensions statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

De la même manière, on déduit les relations des flux dans ce système :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques s'expriment par :

$$\begin{cases} P_s = (V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq}) \\ Q_s = (V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq}) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

$$\begin{cases} P_r = (V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq}) \\ Q_r = (V_{rq} I_{rd} - V_{rd} I_{rq}) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Le couple électromagnétique peut être obtenu à l'aide du bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_s} (\phi_{sq} I_{rd} - \phi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{III.21})$$

Avec : p est le nombre de paires de pôles et $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$ est le coefficient de dispersion magnétique de Blondel.

III.5. Modélisation des convertisseurs de puissance

III.5.1. Description des composants du système d'alimentation de la GADA

Comme le montre la figure III.10, la partie convertisseurs de puissance reliant le rotor de la GADA avec le réseau est principalement constituée par :

- Le convertisseur côté rotor qui permet de contrôler les puissances active et réactive échangées entre le stator de la GADA et le réseau ;
- Un bus continu ;
- Le convertisseur côté réseau qui contrôle la tension (bus continu) et la puissance réactive échangée entre le rotor et le réseau.

Les convertisseurs sont bien évidemment commandés en MLI (PWM).

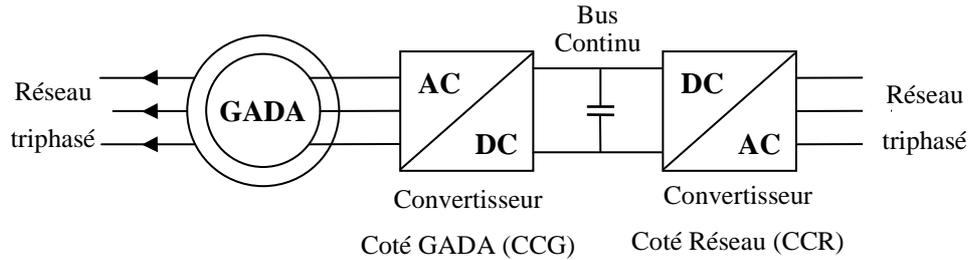


Figure III.10 : Composants du système d'alimentation de la GADA.

III.5.2. Convertisseur côté réseau (CCR)

L'onduleur de tension représente aujourd'hui un composant essentiel dans les systèmes d'interfaçage avec le réseau. Son utilisation vient du fait qu'il permet entre autre de contrôler la puissance active et réactive échangée avec le réseau. Il peut être utilisé en mode onduleur ou en mode redresseur mais la modélisation reste la même dans les deux cas.

Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation de la connexion du CCR avec le réseau électrique via le filtre RL. La figure III.11 illustre l'ensemble de la liaison au réseau électrique constituée du bus continu du CCR et du filtre d'entrée [GAI10].

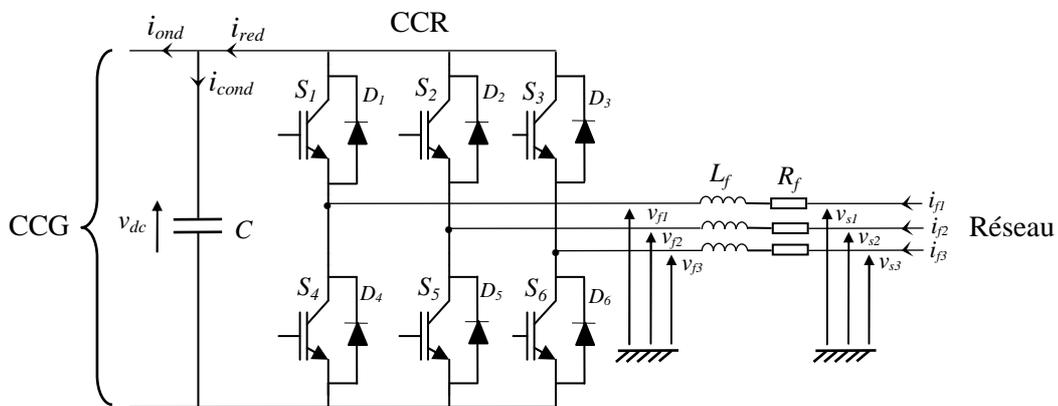


Figure III.11 : Connexion du CCR au réseau électrique.

Avec :

i_{ond} , i_{red} : respectivement les courants modulés par le CCG et le CCR ;

i_{cond} : le courant traversant le condensateur ;

v_{dc} : la tension du bus continu (tension aux bornes du condensateur) ;

S_i , D_i : respectivement les transistors IGBT et les diodes connectées en antiparallèle ($i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$) ;

R_f et L_f : respectivement la résistance et l'inductance du filtre RL ;

v_{fk} : les tensions simples modulées par le CCR ($k \in \{1, 2, 3\}$) ;

v_{sk} : les tensions simples du réseau électrique ;

i_{f1}, i_{f2}, i_{f3} : les courants circulant à travers le filtre RL.

III.5.2.1. Modèle du bus continu

La tension aux bornes du condensateur du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant circulant dans le condensateur :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{cond} \quad (\text{III.22})$$

Le courant dans le condensateur est issu d'un nœud à partir duquel circulent deux courants modulés par le CCG et le CCR (figure III.11) :

$$i_{cond} = i_{red} - i_{ond} \quad (\text{III.23})$$

III.5.2.2. Modèle de la liaison au réseau dans le repère de Park

D'après la figure (III.11), nous pouvons écrire dans le repère triphasé, selon les lois de Kirchhoff, les expressions suivantes :

$$\begin{cases} v_{f1} = -R_f \cdot i_{f1} - L_f \frac{di_{f1}}{dt} + v_{s1} \\ v_{f2} = -R_f \cdot i_{f2} - L_f \frac{di_{f2}}{dt} + v_{s2} \\ v_{f3} = -R_f \cdot i_{f3} - L_f \frac{di_{f3}}{dt} + v_{s3} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

En appliquant la transformation de Park au système d'équations précédent, nous obtenons :

$$\begin{cases} v_{fd} = -R_f \cdot i_{fd} - L_f \frac{di_{fd}}{dt} + \dot{\theta}_s \cdot L_f \cdot i_{fq} + V_{sd} \\ v_{fq} = -R_f \cdot i_{fq} - L_f \frac{di_{fq}}{dt} + \dot{\theta}_s \cdot L_f \cdot i_{fd} + V_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

III.5.3. Convertisseur côté génératrice (CCG)

Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation du convertisseur coté génératrice (CCG). Pour un fonctionnement hypo-synchrone de la GADA, le CCG fonctionnera comme un onduleur. Ce convertisseur est le cœur du système d'alimentation,

il est formé de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs, possédant comme objectif principal la bidirectionnalité du passage de la puissance permettant à la GADA le fonctionnement en deux régimes hypo et hyper-synchrone.

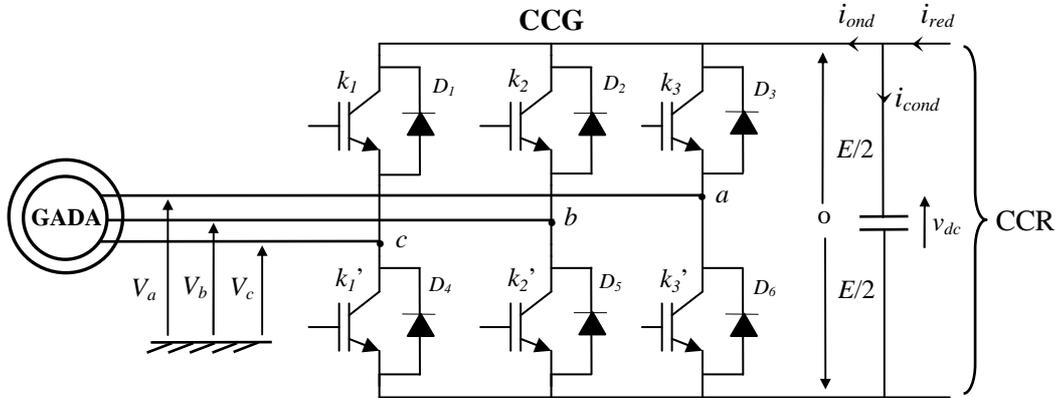


Figure III.12 : Connexion du CCG au rotor de la GADA.

Les couples d'interrupteurs $(k_i \text{ et } k'_i)$, $(k_2 \text{ et } k'_2)$, $(k_3 \text{ et } k'_3)$ doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes $(D_i \text{ (} i=1, 2, \dots, 6))$ sont des diodes à roue libre assurant la protection des interrupteurs.

Les différents interrupteurs sont supposés parfaits, c'est-à-dire que les phénomènes dus à la commutation sont négligés. Nous pouvons remplacer les bras de l'onduleur par un interrupteur à deux position modélisées par une fonction logique (S_i) décrit l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et -1 s'il est ouvert.

Chaque interrupteur est représenté par une paire IGBT-diode qui est modélisée par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

- $S_i = 1$, k_i est passant et k'_i est ouvert.
- $S_i = -1$, k_i est ouvert et k'_i est passant.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de branches V_{io} en fonction des signaux de commande S_i :

$$V_{io} = S_i \frac{E}{2} \quad (i= a, b, c) \quad (\text{III.26})$$

Avec : $v_{dc} = E$

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif « o ».

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Soit « n » le point neutre du coté alternatif (GADA), alors on a :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{III.29})$$

La substitution de (III.29) dans (III.28) nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{III.30})$$

En remplaçant (III.30) dans (III.28) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

L'utilisation de l'expression (III.26) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

Avec : V_{ao} , V_{bo} , V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), et V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur.

➤ Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle (MLI)

La modulation triangulo-sinusoidale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante à basse fréquence, dite tension de référence (généralement sinusoidale), avec une onde porteuse à haute fréquence de commutation (généralement, triangulaire ou en dents de scie), d'où l'appellation sinus-triangle. La valeur du rapport de fréquences entre la

porteuse et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{III.33})$$

- Le taux de modulation r (ou indice de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse :

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{III.34})$$

Les instants de fermeture des interrupteurs sont alors définis par les intersections entre les deux ondes, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse.

III.6. Commande vectorielle de la GADA

En vue de la commande vectorielle de la GADA, il est plus judicieux de choisir le repère d - q lié au champ tournant statorique, lequel est relatif à la fréquence de 50Hz (fréquence du réseau électrique). Par conséquent, le repère de Park sera synchronisé avec le flux statorique (figure III.13) [HOP00].

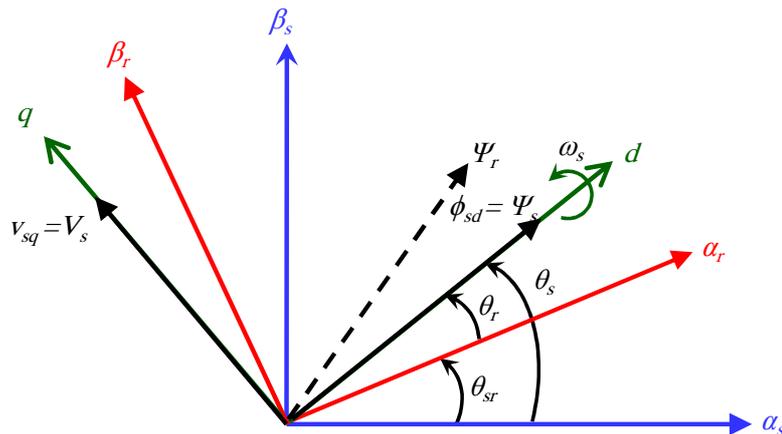


Figure III.13 : Orientation du repère de Park.

Souvent dans le cas d'une GADA de moyenne et de grande puissance, la résistance statorique R_s est négligée lors de la synthèse de son modèle sous l'hypothèse d'orientation du flux statorique [MUL02], [TAP03].

En adoptant donc l'hypothèse d'une résistance statorique R_s négligeable et que le flux statorique est constant (cette condition est assurée dans le cas d'un réseau stable connecté au stator de la GADA), et orienté selon l'axe d , on déduit [ABD13] :

$$\begin{cases} \phi_{sq} = 0 \\ \phi_{sd} = \Psi_s \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \Psi_s \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

$$\begin{cases} \Psi_s = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

A partir de l'équation (III.37), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\Psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

En remplaçant dans l'équation des flux (III.18), les courants statoriques par l'expression (III.38), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_s \\ \phi_{rq} = \sigma L_r I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

En remplaçant l'expression des flux rotoriques de l'équation (III.39) dans l'équation (III.16), on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} I_{rd} - g \omega_s \sigma L_r I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} I_{rq} + g \omega_s \sigma L_r I_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g \omega_s \sigma L_r I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + g \omega_s \sigma L_r I_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Où g correspond au glissement de la machine asynchrone, et le terme $(g L_m V_s / L_s)$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence

n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de traînage. Le contrôle du système devra donc prendre en compte cette erreur.

L'adaptation des équations des puissances (III.19) au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ($V_{sd} = 0$) donne :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{sq} \\ Q_s = V_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs expressions de l'équation (III.38) dans l'équation (III.42) nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive:

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \left(V_s \frac{\Psi_s}{L_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \right) \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

En tirant $\Psi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$ de l'équation (III.36), Le système d'équations (III.43) devient :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rd} + \left(\frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \right) \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

En partant de l'équation (III.35), on peut réaliser un découplage de telle façon que le couple sera commandé uniquement par le courant I_{rq} . La relation finale du couple est :

$$C_{em} = -p \frac{L_m}{L_s} \Psi_s I_{rq} \quad (\text{III.45})$$

On voit que cette relation est similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

En examinant les équations précédentes, on peut établir le schéma bloc de la GADA illustré dans la figure III.14 qui comporte en entrées les tensions rotoriques et en sorties les puissances active et réactive statoriques.

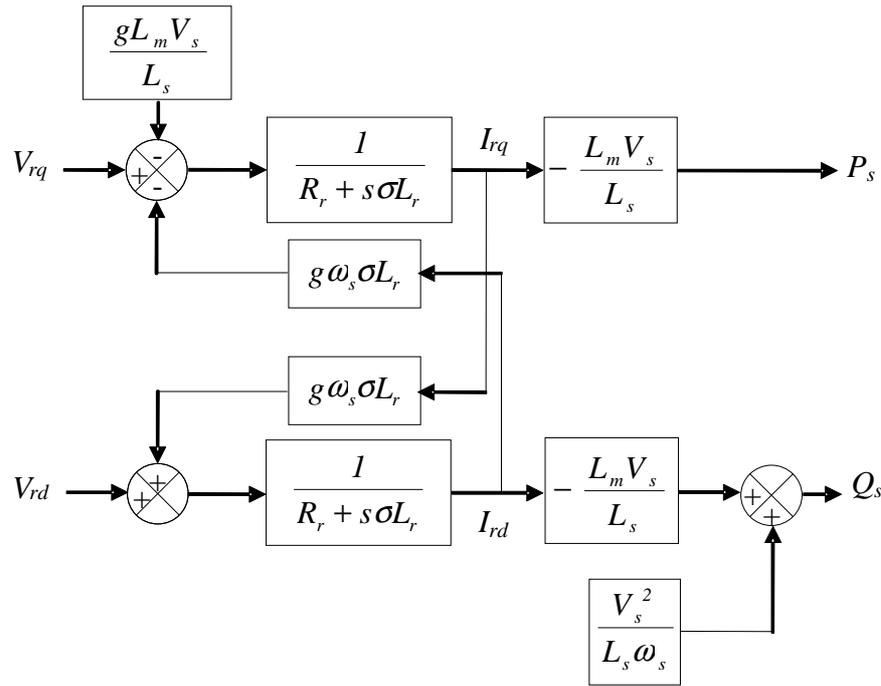


Figure III.14 : Schéma bloc du modèle simplifié de la GADA.

D'après la figure III.14, on remarque que les puissances et les tensions sont liées par une fonction de transfert du premier ordre. De plus, du fait de la faible valeur du glissement g , il sera possible d'établir sans difficulté une commande vectorielle car les influences des couplages resteront faibles et les axes d et q pourront donc être commandés séparément avec leurs propres régulateurs.

Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine [BOY06] :

- ❖ La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette méthode sera appelée **méthode directe** car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- ❖ La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode appelée **méthode indirecte**.

Ces deux méthodes vont être étudiées et simulées dans la suite de ce chapitre. L'intérêt que présente la méthode directe est que sa mise en œuvre est simple, par contre la méthode indirecte a l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants ou de rajouter une référence de courant harmonique pour faire fonctionner la MADA en filtre actif, mais elle est complexe à mettre en œuvre.

III.6.1. Commande vectorielle directe des puissances (CVD)

Dans cette section, nous présentons la régulation indépendante des puissances active et réactive de la machine en utilisant les remarques faites au paragraphe précédent. Il a été mis en évidence le lien entre, d'une part la puissance active et la tension V_{rq} et d'autre part la puissance réactive et la tension V_{rd} (figure III.14).

Pour simplifier la commande de la GADA, nous considérons que la tension du réseau est stable, ce qui nous permet d'utiliser une seule boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur indépendant. Toutefois nous allons négliger les termes de couplage entre les deux axes d et q , qui apparaît dans la figure III.14 à cause du faible glissement, tout en compensant aussi les perturbations ce qui nous donne le schéma simplifié représenté dans la figure III.15 [BOY06].

Les régulateurs de la puissance active et réactive ont été choisis de type PI classique.

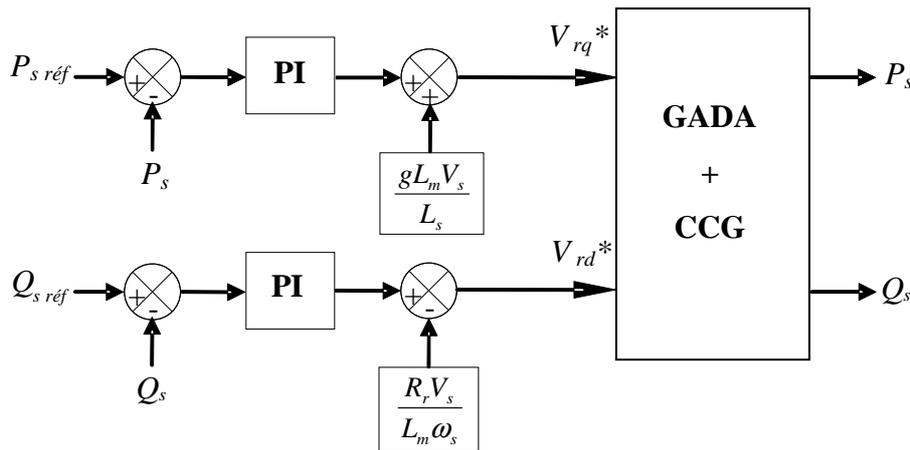


Figure III.15 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la GADA.

III.6.2. Commande vectorielle indirecte des puissances (CVI)

Cette méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en utilisant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. En combinant les différentes équations des flux, des tensions rotoriques, des courants et des puissances, nous pouvons exprimer les tensions en fonction des puissances. On reproduit ainsi le schéma bloc du système en sens inverse en aboutissant à un modèle qui correspond à celui de la machine mais dans l'autre sens et qui contient tous les éléments du schéma bloc de la GADA. Le schéma bloc du contrôle de la

GADA avec les deux boucles de régulation de puissance et du courant est représenté sur la figure III.16 [BOY06].

Les régulateurs de la puissance active et réactive et les régulateurs des courants sur l'axe q et d respectivement, ils ont été choisis de type PI classique.

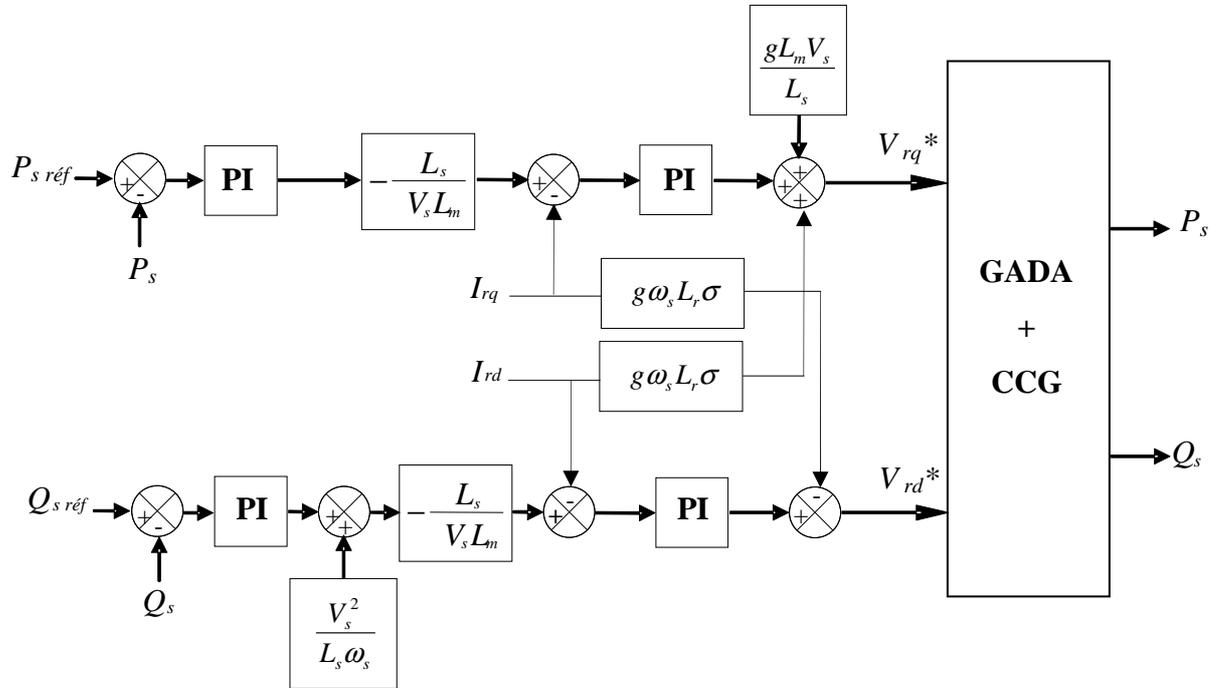


Figure III.16 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la GADA.

III.6.3. Synthèse du régulateur PI

Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI), utilisé pour commander la GADA en génératrice, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables [BOY06]. C'est pour cela qu'il a retenu notre attention pour une étude globale du système de régulation éolien. La figure III.17 montre une partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme $(k_p + (k_i/s))$.

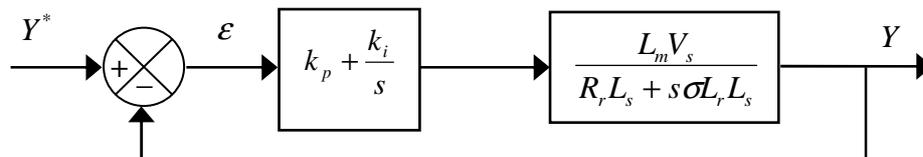


Figure III.17 : Système régulé par un PI.

La Fonction de Transfert en Boucle Ouverte (*FTBO*) avec la présence des régulateurs s'écrit comme suite [BOY06], [POI03], [BOUN17] :

$$FTBO = \frac{s + \frac{k_i}{k_p} \frac{L_m V_s}{\sigma L_r L_s}}{\frac{s}{k_p} \left(s + \frac{R_r L_s}{\sigma L_r L_s} \right)} \quad (\text{III.46})$$

Nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert. Ceci nous conduit à l'égalité suivante:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r L_s}{\sigma L_r L_s} \quad (\text{III.47})$$

Nous notons ici que l'intérêt de la compensation des pôles ne se manifeste uniquement que si les paramètres de la machine sont identifiés avec précision puisque les gains k_p et k_i sont établies en fonction de ces mêmes paramètres. Si les paramètres réels sont différents de ceux utilisés dans la synthèse, la compensation est inefficace. Si les pôles sont parfaitement compensés, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{k_p \frac{L_m V_s}{\sigma L_r L_s}}{s} \quad (\text{III.48})$$

La Fonction de Transfert en Boucle Fermée (*FTBF*) s'exprime alors par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + s \tau_r} \quad \text{avec} \quad \tau_r = \frac{1}{k_p} \frac{\sigma L_r L_s}{L_m V_s} \quad (\text{III.49})$$

Le terme τ_r désigne ici la constante du temps du système. On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse [BOY06], [POI03], [BOUN17] :

$$k_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{\sigma L_r L_s}{L_m V_s} \quad (\text{III.50})$$

$$k_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{R_r L_s}{L_m V_s} \quad (\text{III.51})$$

Notons que la méthode de la compensation des pôles n'est bien entendu pas la seule alternative de calcul pour la synthèse d'un régulateur PI. Toutefois, elle présente l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de transfert du premier ordre.

III.7. Résultats de simulation

Les stratégies directe et indirecte de la commande vectorielle de la GADA ont été validées par simulation numérique en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Les paramètres de la génératrice utilisée pour la simulation sont données dans l'annexe A. Trois types de tests ont été appliqués aux systèmes précédents afin d'observer le comportement de leur régulation.

La comparaison sera basée sur les performances et les caractéristiques dynamiques et statiques des deux méthodes de commande vectorielle : directe (CVD) et indirecte (CVI). Chaque série d'essais sera suivie de consigne, sensibilité aux perturbations et robustesse. Ceci dans le but d'évaluer l'influence de la commande à choisir sur les performances dynamiques et statiques du système. Ce qui conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents à l'emploi de telle ou telle méthode de commande.

III.7.1. Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations

Ce premier essai consiste à imposer des échelons de puissance active ($P_s = -0.1\text{MW}$ entre 0 et 0.4s, $P_s = -1\text{MW}$ lorsque $t > 0.4\text{s}$) et réactive ($Q_s = -0.8\text{MVar}$ entre 0 et 0.6s, $Q_s = 0.5\text{MVar}$ lorsque $t > 0.6\text{s}$). La vitesse mécanique est imposée variable à l'instant $t = 0.4\text{ s}$, de la valeur égale 120 rad/s à une valeur égale à 100 rad/s. Cet essai nous permet de vérifier dans quelle mesure les puissances mesurées restent à leurs valeurs de consigne lorsque la vitesse de rotation de la machine varie brusquement. Les figures III.18 et III.19 représentent successivement, les résultats obtenus de la simulation des deux méthodes directe et indirecte de commande vectorielle en puissances de la GADA, relatif à ce premier test.

D'après ces résultats, on peut remarquer pour les deux méthodes de commande que les consignes de puissance sont bien suivies par la génératrice aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive. Cependant on observe l'effet du couplage entre les deux axes de commande (d et q) car un échelon imposé à l'une des deux puissances (active ou réactive) induit de faibles oscillations sur la seconde. D'un autre côté, nous constatons que la variation de la vitesse mécanique de la GADA a engendré une légère augmentation du temps de réponse sur les courbes des puissances active et réactive pour la méthode indirecte, due à l'utilisation du grandeur mécanique dans le modèle de la GADA (présence du glissement dans les termes de couplage), par contre, l'effet de cette variation

est presque négligeable pour celle de la méthode directe et cela, car le modèle de la GADA était simplifiée par la négligence des termes de couplage contenant le glissement et par conséquent la vitesse mécanique. D'autre part, l'effet de la perturbation apparaît nettement au niveau de la puissance active, puissance réactive et le couple électromagnétique pour les deux méthodes de commande vectorielle.

Par ailleurs, les résultats obtenus montrent que pour les deux méthodes, les courants statoriques triphasés générés par la GADA sont proportionnelles à la puissance active fournie. La forme d'onde des courants est presque sinusoïdale, ce qui signifie une bonne qualité d'énergie fournie au réseau.

Nous pouvons également remarquer que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active. Ceci est traduit par sa forme identique à celle de la puissance active. Dans ce cas, nous pouvons conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique, alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique.

Nous constatons aussi que les composantes directes du courant statorique et du courant rotorique ainsi que les composantes en quadratiques de ces courants présentent les mêmes allures, ce qui reflète l'équation (III.38).

Le facteur de puissance obtenu par les deux stratégies de commande est variable selon les valeurs des puissances actives et réactives. Pour garder un facteur de puissance unitaire coté réseau, la consigne de puissance réactive statorique sera maintenue nulle ($Q_{s,ref} = 0 \text{ Var}$), c'est l'objectif du prochain essai.

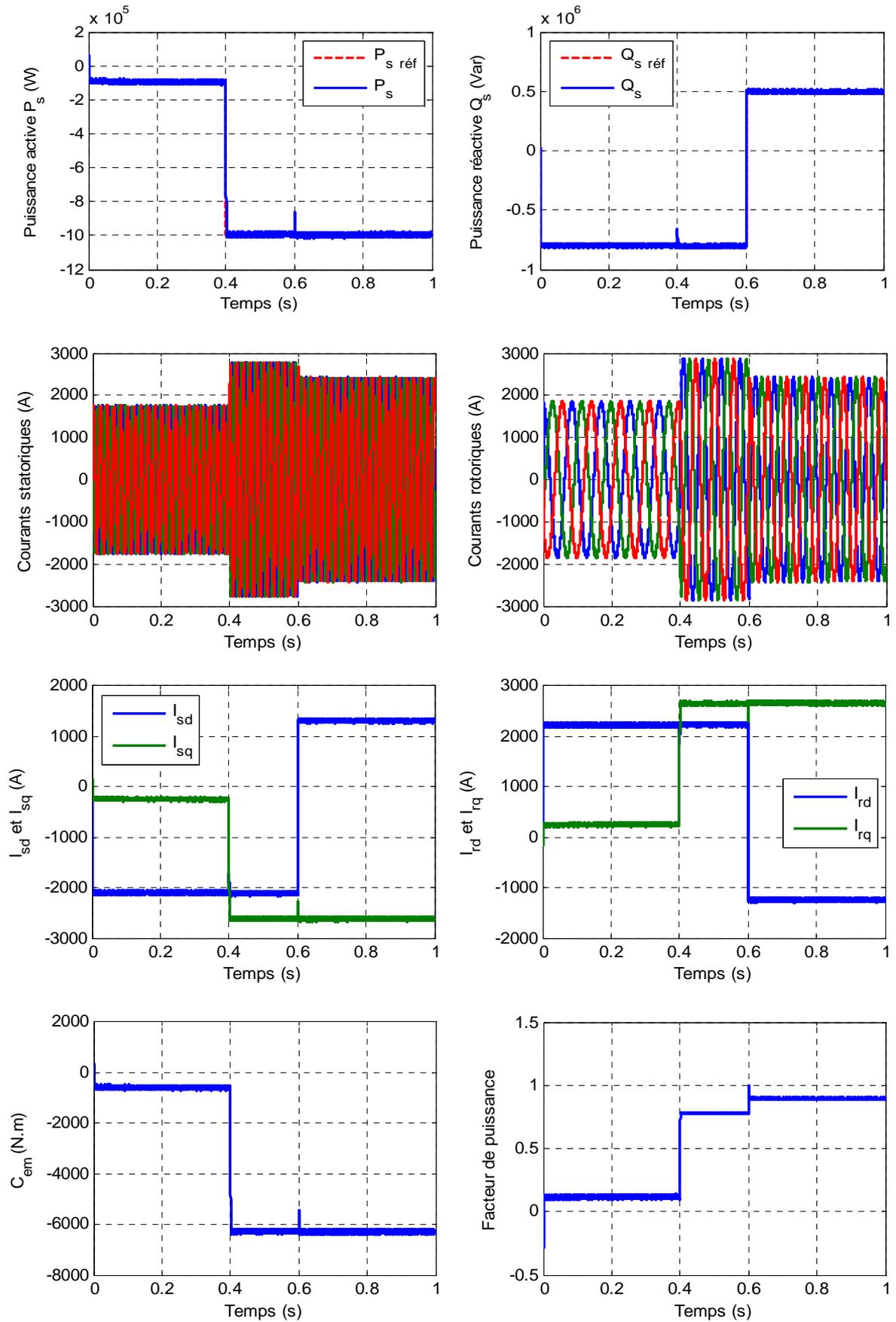


Figure III.18 : Commande vectorielle de la GADA par la méthode directe (test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

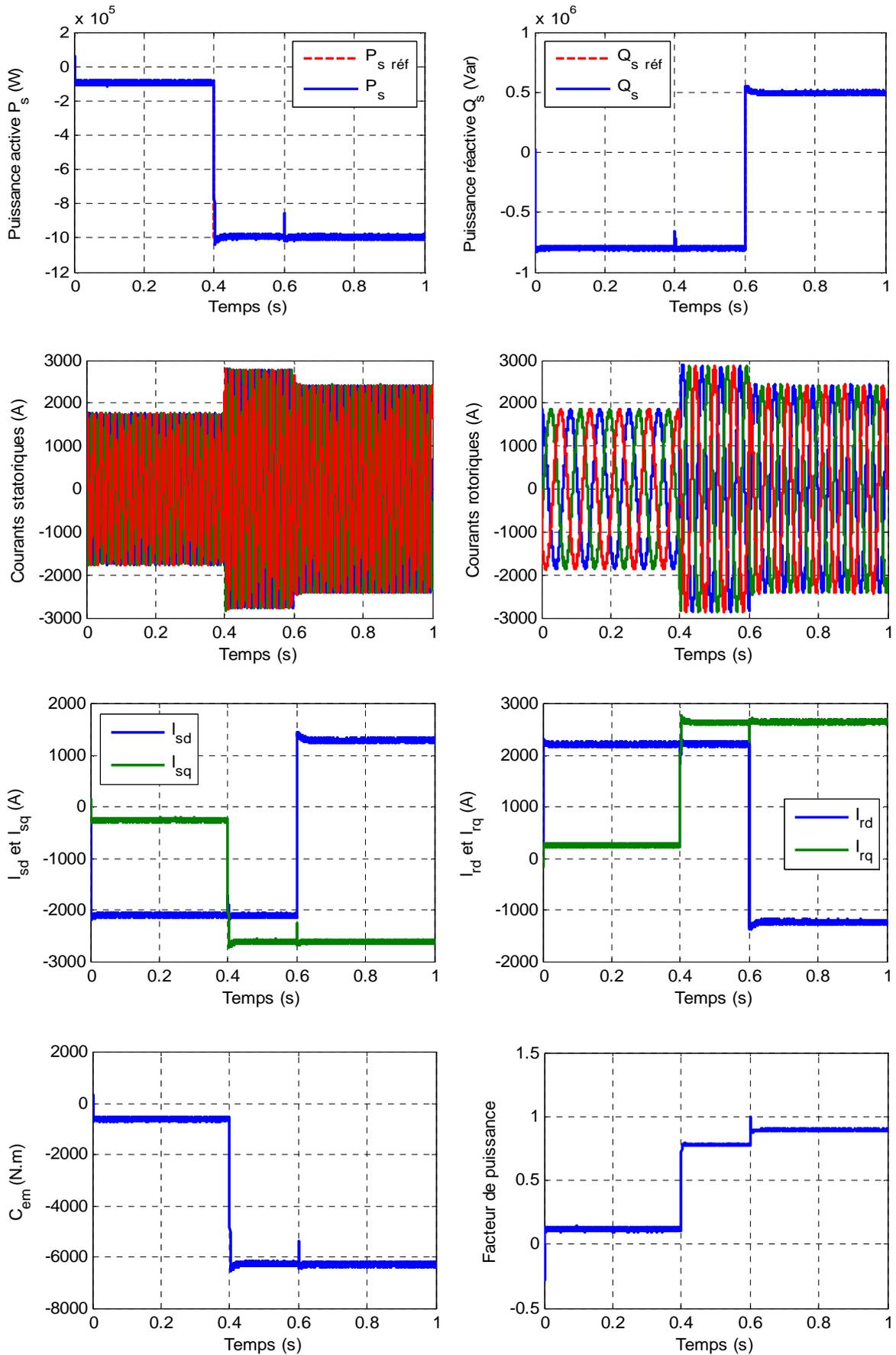


Figure III.19 : Commande vectorielle de la GADA par la méthode indirecte (test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

III.7.2. Test des performances pour un facteur de puissance unitaire

Pour remédier au problème posé dans la partie précédente concernant la détérioration du facteur de puissance (FP) côté réseau. Dans cette partie on bénéficie d'un avantage parmi plusieurs avantages qui nous offre la commande vectorielle de la GADA.

De plus, afin d'analyser le comportement en régime dynamique du système, il est nécessaire de piloter la GADA avec un profil du vent typique, proche de la réalité. Donc cet essai de simulation a été effectué en utilisant le profil du vent utilisé dans le chapitre précédent (figure II.17). Les figures III.20 et III.21 illustrent respectivement les résultats de simulation de la commande directe et indirecte appliquées à la GADA, en appliquant la stratégie de commande MPPT pour l'ensemble de la chaîne éolienne à double rotor.

Dans ce test, nous avons obtenus des dynamiques appropriées pour les puissances active et réactive de références afin de tester le découplage de ces puissances dans le cas de fonctionnement à vitesse du vent variable.

La puissance active débitée par le stator possède la même allure que la puissance mécanique de l'éolienne à double rotor qui varie suivant la variation du vent grâce à la stratégie de commande MPPT pour permettre à l'éolienne à double rotor de fonctionner dans les conditions optimales. La puissance réactive est nulle puisque nous désirons un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire ($\cos(\varphi) = 1$).

Le couple électromagnétique de la génératrice varie selon celle de la puissance active qui est en fonction de la vitesse du vent. Le courant du stator varie suivant la variation du vent aussi car c'est l'image de la puissance.

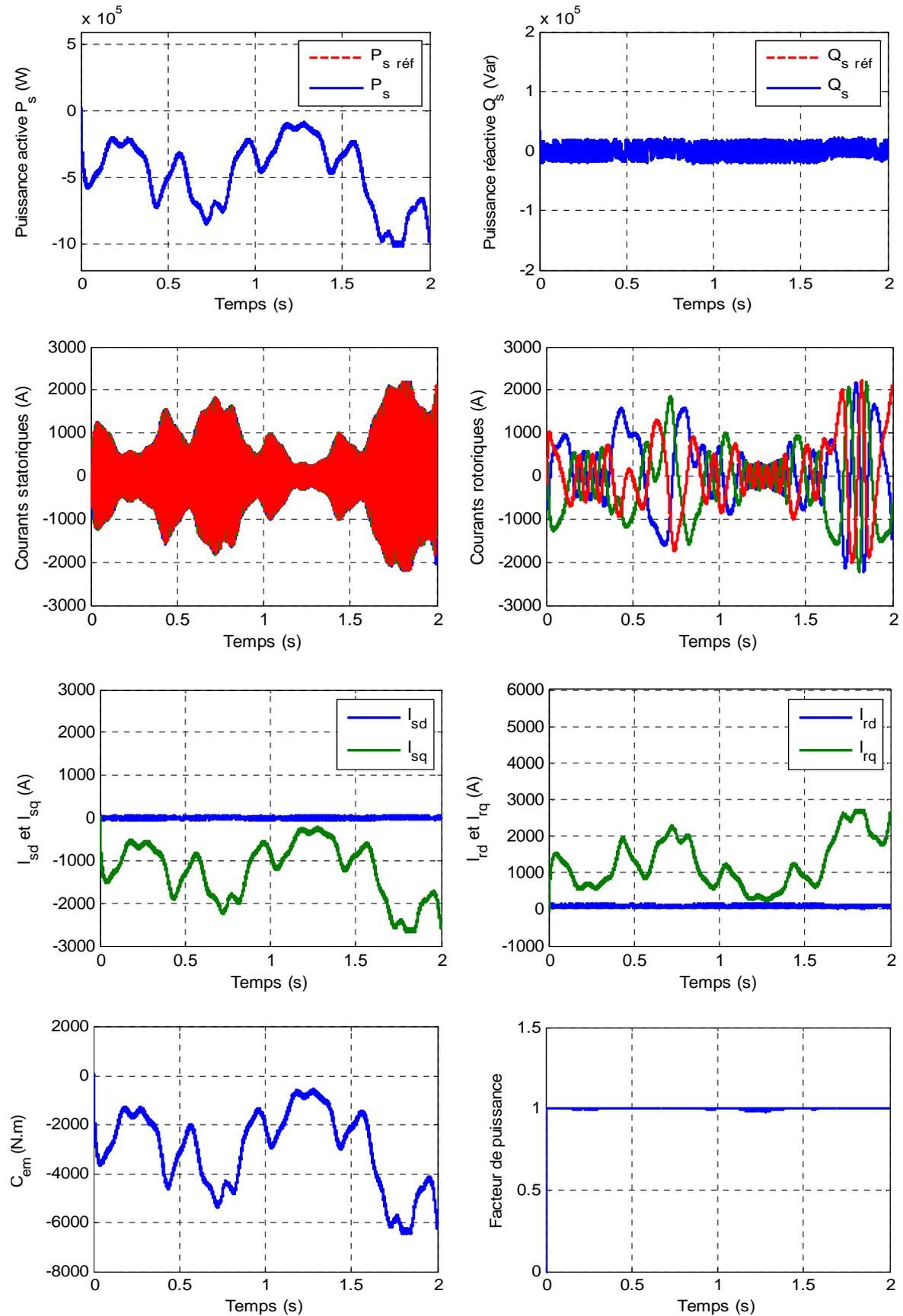


Figure III.20 : Commande vectorielle de la GADA par la méthode directe (FP=1).

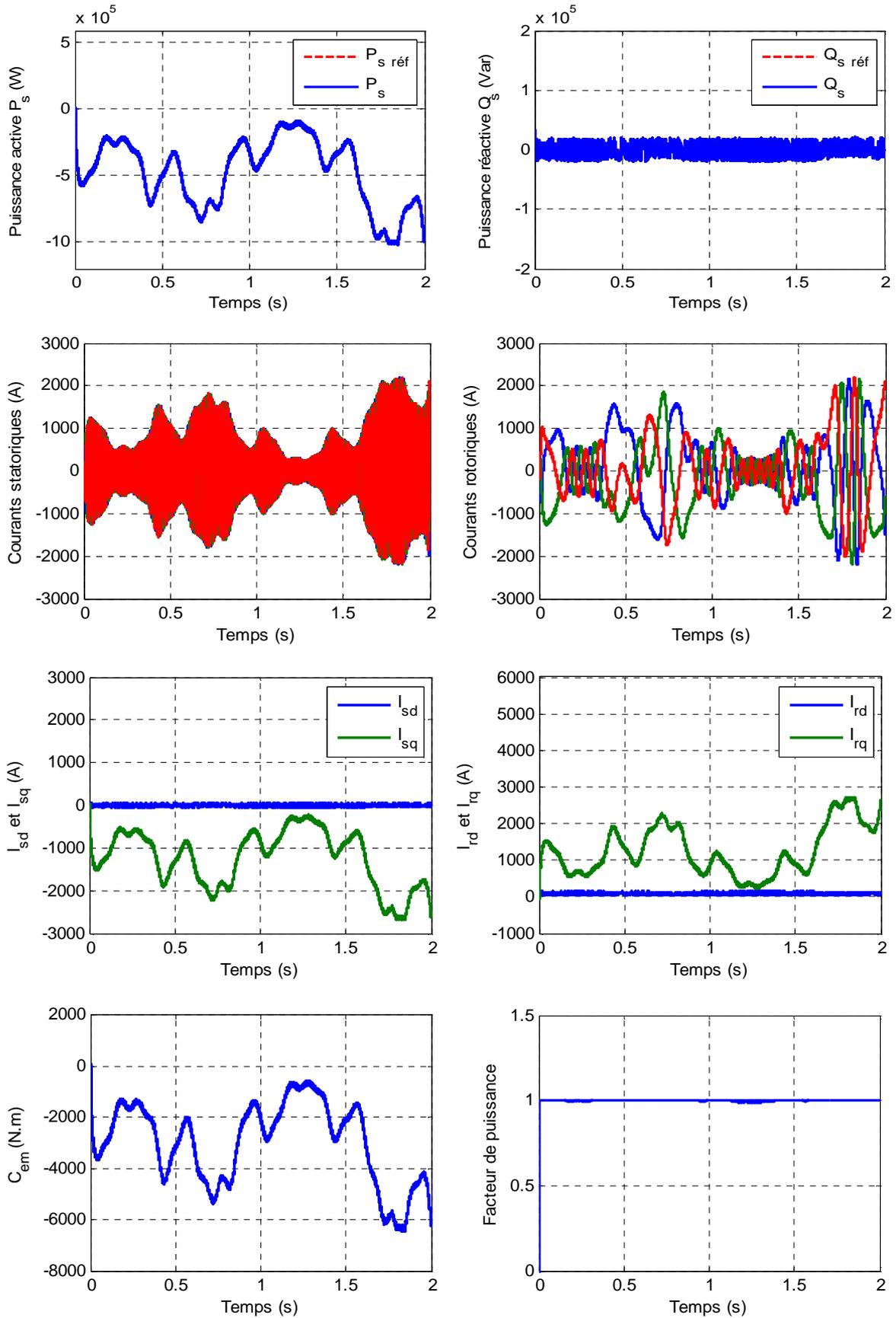


Figure III.21 : Commande vectorielle de la GADA par la méthode indirecte (FP=1).

III.7.3. Test de robustesse

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits magnétiques, forme de l'entrefer, effet pelliculaire, régime défluxé, ... etc.). Pour cela, nous avons pensé qu'il est plus judicieux de tester l'influence d'une éventuelle erreur des paramètres sur les performances de la commande vectorielle. L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres du modèle de la GADA utilisée. En effet les calculs des correcteurs basés sur des fonctions de transfert dont les paramètres sont supposés fixes. L'identification de ces paramètres est soumise à des imprécisions dues à la méthode employée et aux appareils de mesure. La robustesse des deux méthodes de commande suite au changement des paramètres de la GADA est testée par les conditions suivantes :

- 1- La résistance R_r est multipliée par 2 (cas d'échauffement) ;
- 2- Les inductances L_s , L_r et L_m sont divisées par 2 (cas de saturation) ;
- 3- La vitesse mécanique de la GADA est supposée variable et égale à sa valeur nominale 150 rad/s (vitesse hyposynchrone) entre les instants [0 0.4s] et égale 200 rad/s (vitesse hypersynchrone) entre les instants [0.4 1s].

Les figures (III.22) et (III.23) représentent les résultats obtenus de la simulation des deux méthodes directe et indirecte de commande vectorielle de la GADA, relatif à ce test.

D'après ces résultats, on peut remarquer que la variation paramétrique excessive effectuée sur le modèle de la GADA a engendré des effets clairs sur les courbes des puissances active et réactive des deux méthodes utilisées de la commande vectorielle (commande vectorielle directe (CVD) et commande vectorielle indirecte (CVI)). Ces effets sont apparus sur les deux régimes de fonctionnement de la GADA : transitoires et permanents. Dans les régimes transitoires, on peut remarquer une augmentation légère des temps de réponses des courbes de puissances pour les deux méthodes, tandis que dans les régimes permanents, des perturbations ont été générés sur les résultats obtenus, tel que ces effets sont apparues plus importants sur les réponses de la commande vectorielle directe par rapport à celles indirecte (voir surtout les courbes des écarts présentés sur la figure III.24). Cette différence est due à l'avantage de présence des boucles supplémentaires de régulation des courants rotoriques existantes dans la commande vectorielle indirecte, ce qui a contribué à l'augmentation de la robustesse de cette méthode.

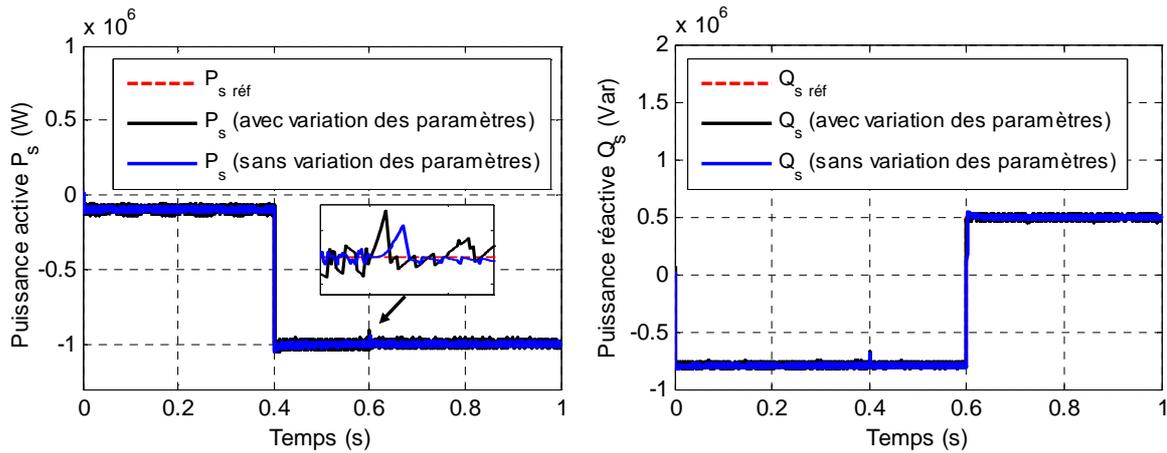


Figure III.22 : Effet des variations paramétriques de la GADA sur les performances de la commande vectorielle directe.

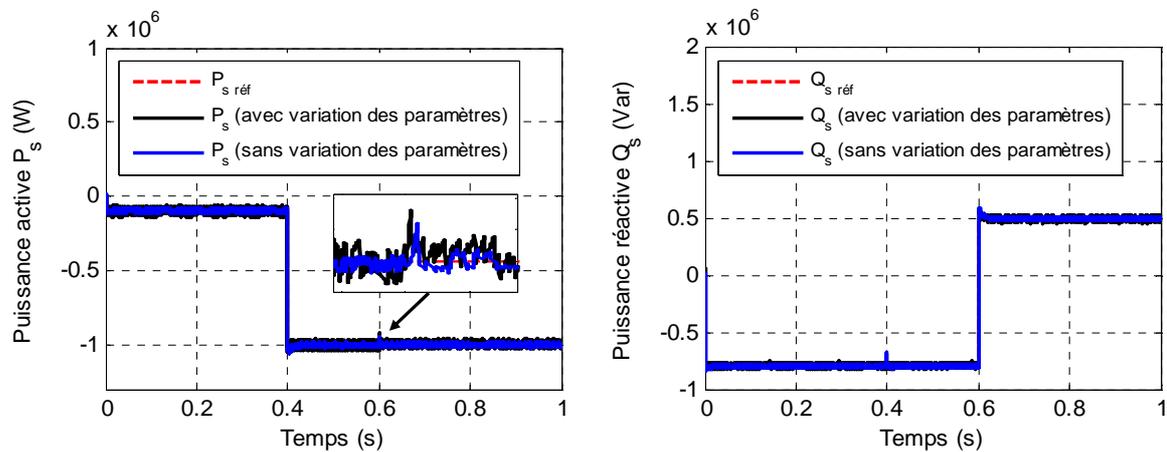


Figure III.23 : Effet des variations paramétriques de la GADA sur les performances de la commande vectorielle indirecte.

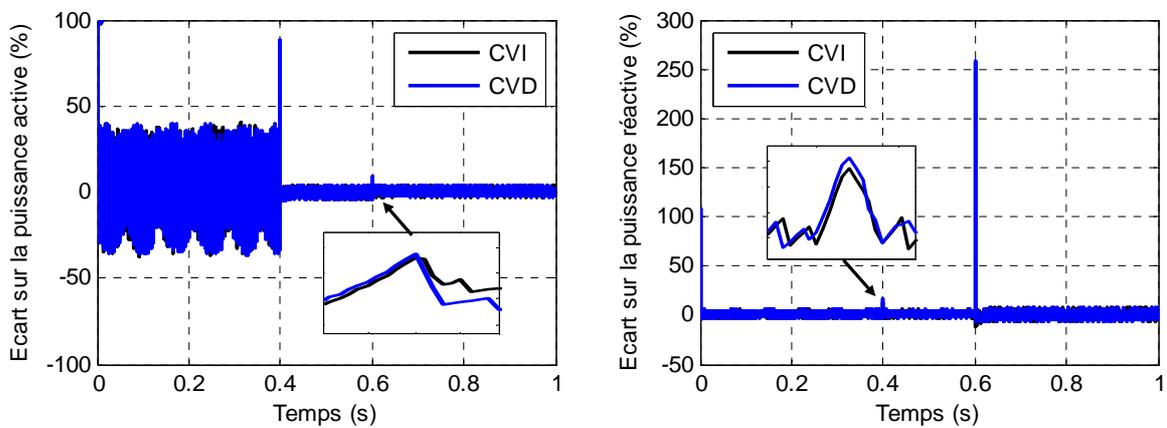


Figure III.24 : Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive des deux méthodes de commande vectorielle de la GADA (test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques).

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation pour les fonctionnements en générateurs. Nous avons développé deux méthodes de cette commande en puissance à savoir : la commande directe et la commande indirecte.

Dans la suite de ce chapitre, l'étude comparative entre les deux méthodes de la commande vectorielle a été exposée. Effectivement nous avons pu voir que la commande directe est la plus simple à mettre en œuvre, mais pas la plus performante. En revanche, la méthode indirecte nous permet, en association avec le bouclage des puissances, d'avoir un système relativement performant à savoir les tests de : suivi de consigne, sensibilité aux perturbations et test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la GADA.

Mais face aux hypothèses faites pour simplifier le modèle de la GADA, le régulateur PI présente quelques inconvénients :

- Les coefficients sont directement calculés en fonction des paramètres de la machine ce qui entraîne une robustesse médiocre face à la variation de ces paramètres ;
- Les éventuelles perturbations ne sont pas prises en compte et il y a peu de degrés de liberté pour le réglage.

Cependant, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles aux perturbations et plus robustes vis-à-vis des variations paramétriques.

Notre prochain chapitre est consacré à l'une de ces commandes qui occupe une large place dans la littérature de la commande des systèmes non linéaire : c'est la commande par mode glissant.

Chapitre IV
Commande par mode glissant à gain adaptatif de
la GADA

IV.1. Introduction

Dans le domaine de la commande des systèmes électriques, les travaux de recherche s'orientent, de plus en plus, vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande par la logique floue [GDA15], la commande adaptative [SAG15], et la commande à structure variable (CSV) qui, dans la bibliographie du génie électrique, porte le nom de commande par mode de glissement [DOM15]. Les commandes à structures variables sont réputées pour être des commandes robustes vis-à-vis des variations paramétriques et peu gourmandes en temps de calcul [EDW98], [UTK92], [UTK93], [UTK99]. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû, essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevés et des microprocesseurs de plus en plus performants.

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en ex-Union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov [EME67], puis par d'autres collaborateurs comme Utkin, à partir des résultats des études du mathématicien Filippov sur les équations différentielles à second membre discontinu [FIL60]. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant au Etats Unies par Slotine [SLO87], qu'au Japon par Young, Harashima et Hashimoto [HAR87]. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de Chattering qui nécessite une forte oscillation de l'organe de commande et la nécessité d'utiliser la grandeur à régler (parfois non accessible) et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système [UTK92].

En effet, ce n'est qu'à partir des années quatre-vingt (1980), caractérisées par une grande révolution dans les domaines de l'informatique et d'électronique de puissance, que la commande à structure variable par mode de glissement est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. Ce type de contrôle possède des avantages incontestables, telles que, la robustesse vis-à-vis les variations des paramètres.

La commande adaptative est un ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement automatique en ligne des paramètres du régulateur afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander variant dans le temps ou inconnus. Les paramètres du régulateur sont adaptés de manière à poursuivre le système dans son évolution [LAC97], [DOU13].

Dans ce chapitre, on présente le concept général de la commande par mode de glissement à gain adaptatif, ensuite l'application de cette technique de commande sur la GADA sera exposée. La synthèse des lois de commande est basée sur le modèle obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle. Des simulations sont réalisées à la fin du chapitre pour pouvoir statuer sur la validité ainsi que sur les performances de ce type de réglage.

IV.2. Commande par mode glissant : concepts de base

IV.2.1. Définition des systèmes à structure variable

Le terme « *systèmes à structure variable* » apparaît à cause de la structure particulière du système ou régulateur utilisé, où cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures.

► **Définition :** Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} F_1(X,t) & \text{si la condition (1) est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ F_n(X,t) & \text{si la condition (n) est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où X est le vecteur d'état et les fonctions F_i appartiennent à un ensemble de sous systèmes de classe C_1 au moins, et appelées *structures*. En effet, il y a commutation entre ces *différentes structures* suivant la condition vérifiée.

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun de sous système $F_i(X)$ pris seul.

Les circuits de conversion de puissance constituent un exemple pratique d'un système à structure variable. En effet, pour chaque position de l'interrupteur, le système est gouverné par un système d'équations différentielles.

IV.2.2. Structures de la commande par mode glissant

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode glissant, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière forme est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". Cette dernière est retenue pour la suite de notre étude.

IV.2.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure IV.1. Cette structure de commande est la plus classique et la plus employée. Elle correspond au fonctionnement *tout* ou *rien* des interrupteurs de puissance associés, dans une grande majorité d'applications, aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas [VID04].

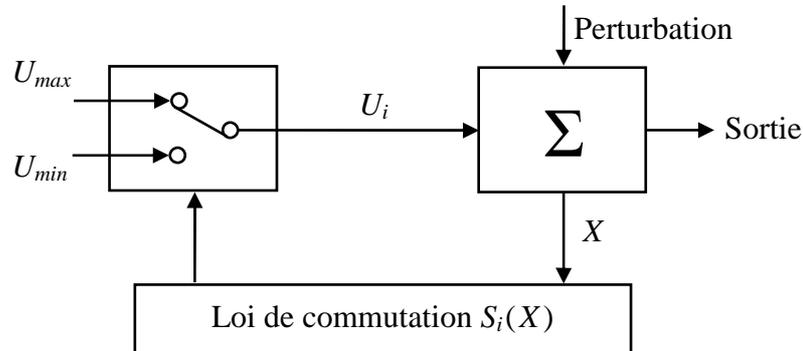


Figure IV.1 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

IV.2.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure IV.2. D'après des études menées précédemment, c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Un très bon ouvrage a été consacré à ce type de commande [SLO84]. Cette structure s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la

commutation entre les gains. Donc, on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

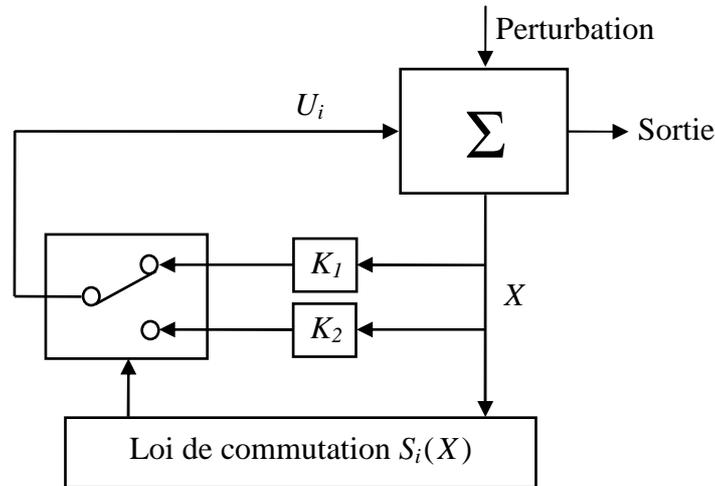


Figure IV.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

IV.2.2.3. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure, dont le principe est montré sur la figure IV.3, présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent [BOU15]. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

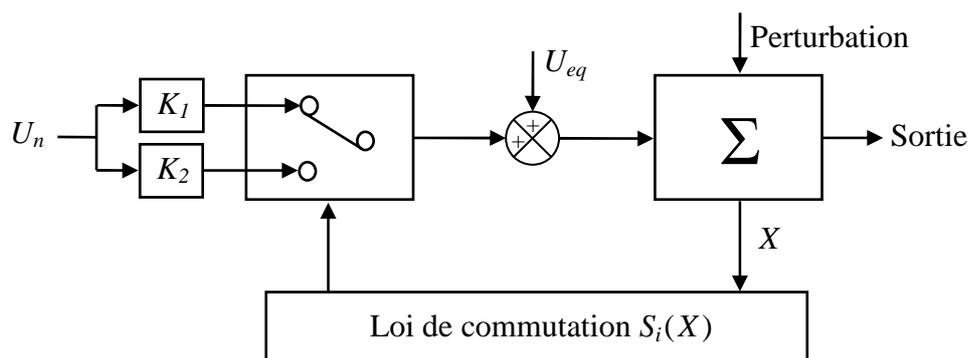


Figure IV.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Nous avons basé notre étude sur ce type de configuration de la commande, pour plusieurs raisons :

- une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande équivalente pour pré-positionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour y rester ensuite ;
- cette méthode de commande a été déjà abordée dans les travaux antérieurs [GAY96]. Les auteurs mentionnent des résultats très satisfaisants pour des applications robotiques ainsi que des applications utilisant des machines asynchrones ;
- nous avons voulu placer notre étude dans un cas original en utilisant une structure peu connue et peu usitée.

IV.2.3. Principe de la commande non linéaire par mode glissant

Le principe de la commande non linéaire à structure variable par mode glissant est de contraindre l'état du système à atteindre en temps fini une *hyper-surface* (dans l'espace d'état) donnée pour ensuite y rester [MAT13]. Cette hyper-surface étant une relation entre les variables d'état du système, elle définit une équation différentielle, et donc détermine totalement la dynamique du système, pourvu qu'il reste sur cette hyper-surface. L'évolution d'un système soumis à une loi de commande qui le fait rester sur une hyper-surface donnée ne dépend donc plus du tout du système lui-même ou des perturbations auxquelles il peut être soumis, mais uniquement des propriétés de cette hyper-surface. Le système bouclé n'est donc pas seulement robuste vis à vis des incertitudes (propres au système) et perturbations (extérieures au système), mais totalement insensible à ces incertitudes et perturbations, moyennant qu'elles puissent effectivement être rejetées par la commande [BRE10].

La synthèse d'une loi de commande par mode glissant consiste donc à déterminer :

- 1- une hyper-surface en fonction des objectifs de commande et des propriétés statiques et dynamiques désirées pour le système bouclé. La dynamique exigée par l'hyper-surface doit être compatible avec l'amplitude de commande "utile" disponible et la dynamique du système en boucle ouverte. Dans le cas contraire, le système ne pourra pas rester sur l'hyper-surface, et la propriété d'insensibilité aux perturbations sera perdue ;

- 2- une loi de commande discontinue de manière à contraindre les trajectoires d'état du système à atteindre cette hyper-surface en temps fini puis à y rester en dépit des incertitudes et des perturbations.

IV.2.3.1. Systèmes non linéaires à structure variable

Le comportement des systèmes non linéaires possédant des discontinuités peut être décrit formellement par l'équation d'état généralisée :

$$\dot{X}(t) = F(X, t, U) \quad (\text{IV.2})$$

Où $X \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, t le temps et $F \in \mathfrak{R}^p$ est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps. Cette classe de système possède un terme qui représente, à la fois, la discontinuité et le contrôle : U .

Historiquement, les premiers régulateurs bâtis sur ce modèle ont été de simple relais. Faciles à mettre en œuvre. Ils ont ainsi amené les automaticiens à développer une théorie qui puisse décrire un tel fonctionnement. Les bases d'une telle théorie ont été posées : il suffit de dire que le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes, suivant que l'équation d'évolution du système soit supérieure ou inférieure à l'*hyper-surface* de commutation où :

$$S(X) = (S_1(X) \quad S_2(X) \quad \dots \quad S_m(X)) \quad (\text{IV.3})$$

On a alors :

$$U(X) = \begin{cases} U^+(X, t) & \text{si } S(X, t) > 0 \\ U^-(X, t) & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

En effet, comme nous l'avons dit précédemment, la commande par mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (notre étude se limite pour le cas $p=2$) :

$$\dot{X} = \begin{cases} F^+ = F(X, t, U^+) & \text{si } S(X, t) > 0 \\ F^- = F(X, t, U^-) & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Où $S(X, t)$ est la fonction de commutation.

$$S_0 = \{X(t) \quad / \quad S(X, t) = 0\} \quad (\text{IV.6})$$

S_0 : est la surface de commutation.

En se plaçant dans un espace à 2 dimensions, le principe de la discontinuité de la commande (équation (IV.5)), peut être illustré par la figure IV.4.

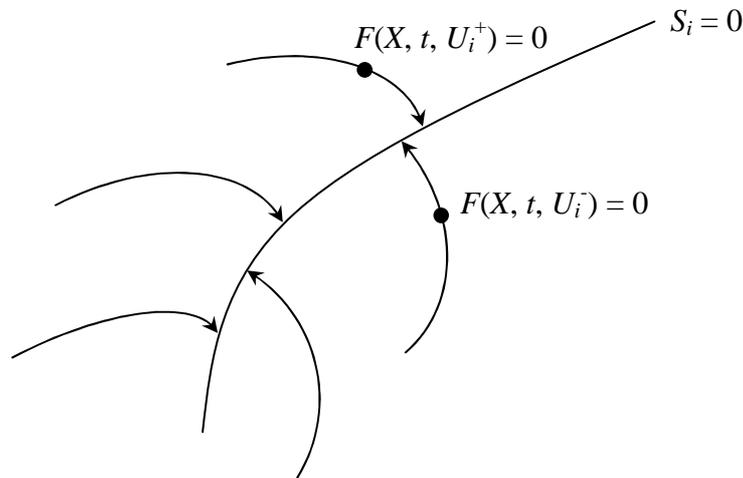


Figure IV.4 : Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande.

Ainsi, le problème de l'existence du régime glissant se résume à analyser la trajectoire du système, qui ne doit pas s'éloigner de la surface S . Cela peut-être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{S \rightarrow 0^-} S > 0 \text{ et } \lim_{S \rightarrow 0^+} S < 0 \quad (\text{IV.7})$$

Il s'agit du principe d'attractivité. Des justifications mathématiques complémentaires, pourront être trouvées dans les ouvrages traitant ce type de systèmes non linéaires [SLO84].

IV.2.3.2. Modes de trajectoire d'une variable d'état

Dans la commande des systèmes à structure variable avec mode glissant, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyper-surface) puis, à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement. Le mouvement, produit le long de cette surface, est appelé mouvement de glissement [SLO84].

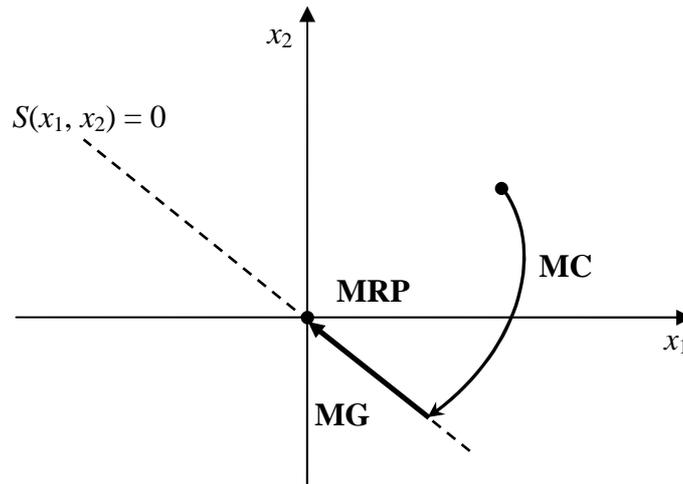


Figure IV.5 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

La trajectoire dans le plan de phase (exemple d'un système d'ordre 2) est constituée de trois parties distinctes (figure IV.5) [CHA96] :

- Le mode de convergence (MC) : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x_1, x_2) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode glissant (MG) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x_1, x_2)$.
- Le mode du régime permanent (MRP) : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

IV.2.4. Conception de la commande par mode glissant

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte des problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une première, continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre, discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle.

La conception de cette méthode de commande peut être divisée en trois étapes principales :

1. Choix de surfaces ;
2. Etablissement des conditions d'existence de convergence ;
3. Détermination de la loi de commande.

Considérons maintenant une classe particulière de système, les systèmes linéaires vis-à-vis de la commande. Leur évolution est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{X}(t) = H(X, t) + B(X, t)U(t) \quad (IV.8)$$

Où $H \in \mathfrak{R}^n$ est un champ de vecteur ou fonction vectorielle, $X \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur dont les composantes ont les variables d'état, $B(X, t)$ est la matrice de commande de dimension $(n \times m)$, car $U \in \mathfrak{R}^m$ est le vecteur de commande tel que chacune de ces composantes U_i , subit une discontinuité sur une hyper-surface (variété) de dimension $(n-1)$. Cela peut-être vu comme une réduction de la dimension du problème sur l'hyper-surface $S_i(X) = 0$. Dans ce cas, nous obtenons la relation (IV.4).

Le régime glissant s'effectue alors sur une variété $S(X) = 0$ de dimension $(n \times m)$ qui résulte de l'intersection de toutes les m «hyper-surface» $S_i = 0$ avec $i = 1, 2, \dots, m$. On peut écrire cette variété sous la forme : $S(X) = (S_1 \ S_2 \ \dots \ S_m)^T$.

Si S_i, U_i^+, U_i^- sont des fonctions continues, dans ce cas là, et si $S_i(X) \neq 0$, les fonctions $H(X, t)$ et $B(X, t)$ sont telles qu'il existe une solution unique au problème formulé par l'équation (IV.7). Nous sommes, alors, en présence d'un système à *structure variable*.

La fonction de commutation S sépare l'espace d'état en deux régions représentant des structures différentes. C'est une fonction vectorielle dont les composantes sont des fonctions scalaires représentatives d'une relation algébrique entre deux grandeurs. Elles sont définies par l'utilisateur afin d'obtenir les performances dynamiques désirées.

IV.2.4.1. Choix de la surface de glissement

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur erreur du vecteur d'état, mais ce choix est limité si la grandeur de commande n'apparaît pas directement dans l'équation différentielle de la variable à régler.

Pour le nombre, il faut choisir m surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension m . En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans le premier cas, on trouve la méthode dite « loi de commutation par contre réaction d'état ». Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (i.e. convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface $S(X)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J. Slotine nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(X) \quad (\text{IV.9})$$

Avec :

$e(X)$ écart sur les variables à régler ; $e(X) = X^* - X$;

λ_x vecteur constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré ;

r degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(X) = e(X)$

Pour $r = 2$, $S(X) = \lambda_x e(X) + \dot{e}(X)$

Pour $r = 3$, $S(X) = \lambda_x^2 e(X) + 2\lambda_x \dot{e}(X) + \ddot{e}(X)$

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

IV.2.4.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettant aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions. Celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état de système.

a. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin. Elle s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{S}(X) > 0 & \text{ si } S(X) < 0 \\ \dot{S}(X) < 0 & \text{ si } S(X) > 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.10})$$

Cette condition peut être donnée, autrement, par :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{IV.11})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(X)$ et sa dérivée $\dot{S}(X)$, les valeurs justes à gauches et à droite de la droite de commutation.

b. Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(X) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(X) < 0$). Cette fonction est, généralement, utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{IV.12})$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X) \dot{S}(X) \quad (\text{IV.13})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{IV.14})$$

L'équation (IV.14) signifie que le carré de la distance vers la surface mesuré par $S^2(X)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux cotés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie [UTK77].

IV.2.4.3. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement et le critère de convergence choisis, il reste à déterminer la commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence du mode glissant.

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode glissant, nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV.8). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande U . Nous nous occupons du calcul de la commande équivalente, ensuite de la commande attractive.

Lorsque nous sommes dans "le mode glissant", la trajectoire restera sur la surface de commutation. Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} S(X) = 0 \\ \dot{S}(X) = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Nous pouvons donc introduire par dérivation partielle, le gradient de S , qui est un vecteur pointant de la région où $S < 0$ vers la région où $S > 0$. Dans le cas du régime de glissement, nous obtenons :

$$\dot{S}(X) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{dX}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \dot{X} = \text{grad}(S) \cdot \dot{X} = G\{H(X,t) + B(X,t) \cdot U(t)\} = 0 \quad (\text{IV.16})$$

Cela traduit le fait qu'en régime glissant, la trajectoire restera sur la surface de commutation, autrement dite, sa dérivée "fonctionnelle" sera nulle. La matrice F peut-être présentée comme une matrice à m lignes et n colonnes :

$$F = \frac{\partial S}{\partial X} = \begin{pmatrix} \frac{\partial S_1}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial S_1}{\partial X_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial S_m}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial S_m}{\partial X_n} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

Lorsque la surface de commutation est atteinte (équation (IV.15)), nous pouvons écrire $U = U_{eq}$. L'équation (IV.16) permet d'introduire un terme appelé *commande équivalente* qui peut-être exprimée comme suit :

$$U_{eq}(t) = -(F \cdot B(X,t))^{-1} \cdot F \cdot H(X,t) \quad (\text{IV.18})$$

Les composantes du vecteur commande équivalente ($U = U_{eq}$) sont alors définies comme les valeurs moyennes des composantes du vecteur de commande U qui

maintiennent l'état du système sur la surface de commutation S . Ce sont des termes continus de la commande.

Les conditions d'existence d'un régime de fonctionnement dit "mode glissant" sont données par deux hypothèses :

1. Le produit de matrice $(F \cdot B)$ doit être inversible, c'est-à-dire que son déterminant doit être non nul ;
2. Les conditions d'atteinte et de maintien en régime glissant respectent :

$$U_{min} < U < U_{max} \quad (IV.19)$$

$$\dot{S}(X) S(X) < 0 \quad (IV.20)$$

Nous verrons que la deuxième condition servira à obtenir les gains utilisés pour la régulation.

Si maintenant, nous introduisons le terme de la commande équivalente (équation (IV.18)), dans l'équation général (IV.8), l'équation qui régit l'évolution du système en régime glissant est obtenue, soit :

$$\dot{X}(t) = [I - B \cdot (F \cdot B)^{-1} F] \cdot H(X, t) \quad (IV.21)$$

où I est la matrice identité.

Remarquons que dans l'équation (IV.21), le terme de commande U n'intervient pas. Seul, les paramètres du système et le gradient de la fonction de commutation sont susceptibles de faire varier l'état du système.

En dehors de la surface de commutation, lorsque le système est en mode de convergence ou (*mode d'approche : Reaching Mode*), nous pouvons écrire l'équation traduisant l'évolution temporelle des variables de notre système. Dans ce mode particulier, on pose $U = U_{eq} + \Delta U$; l'équation d'état conduit au résultat suivant :

$$\dot{X}(t) = [I - B \cdot (F \cdot B)^{-1} F] \cdot H(X, t) + B(t) \cdot \Delta U \quad (IV.22)$$

Pour des raisons de commodité d'écriture, posons $U_n = \Delta U$. Dans ce mode, de convergence, la réponse du système est exclusivement assurée par la fonction U_n . Durant ce mode particulier, en remplaçant le terme U_{eq} par sa valeur (IV.18) dans l'équation (IV.16).

Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(X) = F \cdot B \cdot U_n \quad (\text{IV.23})$$

Le problème revient à trouver U_n pour réaliser la condition d'attractivité (équation IV.20) tel que :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) = S(X) \cdot F \cdot B \cdot U_n < 0 \quad (\text{IV.24})$$

Pour vérifier cette condition, une solution simple est proposée pour U_n :

$$U_n = -K \cdot (F \cdot B)^{-1} \text{sign}(S(X)) \quad (\text{IV.25})$$

Où K est une matrice diagonale à coefficients constants et la fonction scalaire sign est représentée sur la figure IV.6. Le signe de K est choisi opposé au signe de $(F \cdot B)^{-1}$. Le facteur $(F \cdot B)^{-1}$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. Le choix de ce gain est très influant car s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand, le temps de réponse sera très petit mais le phénomène de broutement « chattering en anglais » apparaît.

La fonction discontinue sign a l'expression suivante :

$$\text{sign}(S(X)) = \begin{cases} +1 & \text{si } S(X) > 0 \\ 0 & \text{si } S(X) = 0 \\ -1 & \text{si } S(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

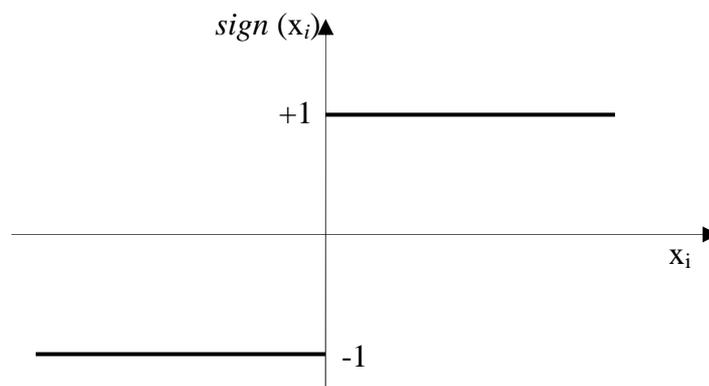


Figure IV.6 : Définition de la fonction « sign ».

Ainsi, le vecteur commande à appliquer au système est obtenu par ajout de deux termes de commande tels que :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{IV.27})$$

Dans cette expression, une majorité d'auteurs s'accordent à dire que U_{eq} représente un terme " *Basse Fréquence* " alors que U_n représente un terme de " *Haute Fréquence* ". Nous ajoutons donc un terme représentant la valeur désirée en régime permanent (de type *continu*) à un terme commutant permettant d'atteindre ce régime final (de type *discontinu*).

Le vecteur de commande U permet donc de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement :

- ✓ U_n permet d'influer sur le mode d'approche ;
- ✓ U_{eq} sur le mode glissant.

IV.3. Application de la commande par mode glissant à la GADA

Compte tenu des généralités mathématiques que nous venons de décrire, il nous faut maintenant les appliquer à notre cas bien précis de la GADA pour obtenir les réponses souhaitées au niveau des variables de sortie.

L'orientation du flux statorique de la GADA a rendu possible d'agir indépendamment sur les puissances active et réactive statoriques par l'intermédiaire des composantes de la tension rotorique V_{rd} et V_{rq} respectivement. Ceci simplifie le modèle de la machine mais il reste non linéaire. Comme le comportement des systèmes non linéaire est beaucoup plus complexe que celui des systèmes linéaires, une commande non linéaire est souvent nécessaire pour avoir de meilleures performances. La commande par mode glissant est une des techniques qui s'adapte aussi bien aux systèmes linéaires qu'aux systèmes non linéaires. Les avantages de la commande par modes glissants sont importants, bien connus et appréciés depuis le début des années quatre-vingt [SLO84]. Ce type de commande permet une très haute précision, une bonne stabilité, une simplicité de conception, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse.

Pour contrôler les puissances active et réactive, nous choisissons un degré relatif (équation IV.9) $r = 1$.

Les expressions des surfaces de contrôle des puissances active et réactive ont pour formes :

$$\begin{cases} S_1 = P_s \text{ réf} - P_s \\ S_2 = Q_s \text{ réf} - Q_s \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

Avec :

$P_s \text{ réf}$ et $Q_s \text{ réf}$ sont successivement les consignes des puissances active et réactive.

La dérivée des surfaces est :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s \text{ réf} - \dot{P}_s \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s \text{ réf} - \dot{Q}_s \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

Le système d'équations (III.44) montre que les puissances active et réactive peuvent être contrôlées respectivement en fonction des courants I_{rq} et I_{rd} .

En Remplaçant donc dans le système d'équations (IV.29), les puissances P_s et Q_s par leurs expressions données par (III.44), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s \text{ réf} + V_s \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{rq} \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s \text{ réf} + V_s \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{rd} \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

En Remplaçant les expressions des dérivées de courants I_{rd} et I_{rq} , tirées des équations (III.40) dans les équations (IV.30), nous trouvons :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s \text{ réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \left[V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s \sigma L_r I_{rd} - g \frac{L_m V_s}{L_s} \right] \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s \text{ réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \left[V_{rd} - R_r I_{rd} + g \omega_s \sigma L_r I_{rq} \right] \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

D'après la théorie du mode glissant, nous remplaçons V_{rd} et V_{rq} par $(V_{rdn} + V_{rdeq})$ et $(V_{rqn} + V_{rreq})$ dans le système d'équations (IV.31) :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s \text{ réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \left[(V_{rqn} + V_{rreq}) - R_r I_{rq} - g \omega_s \sigma L_r I_{rd} - g \frac{L_m V_s}{L_s} \right] \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s \text{ réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \left[(V_{rdn} + V_{rdeq}) - R_r I_{rd} + g \omega_s \sigma L_r I_{rq} \right] \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

Durant le mode glissant et en régime permanent, on a :

$$\begin{cases} S_1 = 0, \dot{S}_1 = 0 \text{ et } V_{rqn} = 0 \\ S_2 = 0, \dot{S}_2 = 0 \text{ et } V_{rdn} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

En remplaçant le système d'équations (IV.33) dans (IV.32), les expressions des commandes équivalentes V_{rdeq} et V_{rreq} sont données par :

$$\begin{cases} V_{rqeq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s L_m} \dot{P}_{s\text{réf}} + R_r I_{rq} + g \omega_s \sigma L_r I_{rd} + \frac{g L_m V_s}{L_s} \\ V_{rd eq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s L_m} \dot{Q}_{s\text{réf}} + R_r I_{rd} - g \omega_s \sigma L_r I_{rq} \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

D'après l'équation (IV.25), les termes discontinus des tensions V_{rd} et V_{rq} sont donnés par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{rqn} = -K_1 \cdot \text{sign}(S_1) \\ V_{rdn} = -K_2 \cdot \text{sign}(S_2) \end{cases} \quad (\text{IV.35})$$

Le choix des gains K_1 et K_2 se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur. Ils seront adaptés par la suite.

Donc, les lois de commande par mode glissant pour le contrôle des puissances active et réactive de la GADA sont données par :

$$V_{rq}^* = V_{rqeq} + V_{rqn} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s L_m} \dot{P}_{s\text{réf}} + R_r I_{rq} + g \omega_s \sigma L_r I_{rd} + \frac{g L_m V_s}{L_s} - K_1 \cdot \text{sign}(S_1) \quad (\text{IV.36})$$

$$V_{rd}^* = V_{rd eq} + V_{rdn} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s L_m} \dot{Q}_{s\text{réf}} + R_r I_{rd} - g \omega_s \sigma L_r I_{rq} - K_2 \cdot \text{sign}(S_2) \quad (\text{IV.37})$$

IV.4. Commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA

L'objectif principal de la commande par mode glissant à gain adaptatif étant d'assurer une adaptation dynamique du gain afin d'être aussi faible que possible alors que suffisant pour compenser les perturbations. Ce problème est un défi passionnant pour les applications étant donné que, dans de nombreux cas, les gains sont également surestimés, ce qui donne une amplitude plus grande pour la commande et par la suite conduisant le phénomène de chattering [PLE10]. Dans cette section, nous proposons une stratégie de commande par mode glissant avec la conception d'un gain, dont le gain n'est pas constante et doivent être mis à jour de manière adaptative. Plusieurs lois d'adaptation ont été proposées dans les travaux de [BAR98], [HUA08], [PLE13].

IV.4.1. Théorème 1 [HUA08]

Considérons le système non linéaire représenté par l'équation suivante :

$$\dot{X} = f(X) + g(X) \cdot U \quad (\text{IV.38})$$

La commande discontinue U_n de ce système est donnée par :

$$U_n = -K(t) \cdot \text{sign}(S(X, t)) \quad (\text{IV.39})$$

Avec $S(X, t)$ est la surface de glissement.

La loi d'adaptation est donnée par la relation suivante :

$$\dot{K}(t) = a \cdot |S(X, t)| \quad (\text{IV.40})$$

Avec $a > 0$ et $K(0) > 0$, alors il existe un temps fini $t_F \geq 0$ pour que le mode de glissement est établi dans le système pour toute $t \geq t_F$ ($S(X, t) = 0$ pour toute $t \geq t_F$).

IV.4.2. Théorème 2 [LEE07]

Considérons le système non linéaire représenté par l'équation (IV.38), la commande discontinue U_n de ce système est donnée par l'équation (IV.39).

La loi d'adaptation est donnée par la relation suivante :

$$K(t) = a \cdot |\eta| + b \quad (\text{IV.41})$$

Avec $a > 0$, $b > 0$, η est la valeur moyenne de la fonction $\text{sign}(S)$ obtenu par un filtre passe-bas suivant :

$$\tau \cdot \dot{\eta} + \eta = \text{sign}(S(X, t)) \quad (\text{IV.42})$$

Avec $\tau > 0$, si :

$$a \geq \left| \frac{\Psi(X, t)}{\Gamma(X, t)} \right| \text{ dont } \Psi(X, t) = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial X} \cdot f(X) \text{ et } \Gamma(X, t) = \frac{\partial S}{\partial X} \cdot g(X) \quad (\text{IV.43})$$

Alors il existe un temps fini $t_F > 0$, de sorte que le mode de glissement est établi pour $t \geq t_F$.

IV.4.3. Application de la commande par mode glissant à gain adaptatif

Par l'application du théorème 2, les lois d'adaptations des gains K_1 et K_2 de la commande par mode glissant pour le contrôle des puissances active et réactive de la GADA sont données par :

$$K_1(t) = a_1 \cdot |\eta_1| + b_1 \quad (\text{IV.44})$$

$$K_2(t) = a_2 \cdot |\eta_2| + b_2 \quad (\text{IV.45})$$

Avec $a_i > 0$, $b_i > 0$, η_i ($i=1,2$) est la valeur moyenne de la fonction $\text{sign}(S_i)$.

La figure IV.7 présente le schéma bloc de la commande des puissances statoriques active et réactive de la GADA par mode glissant à gain adaptatif.

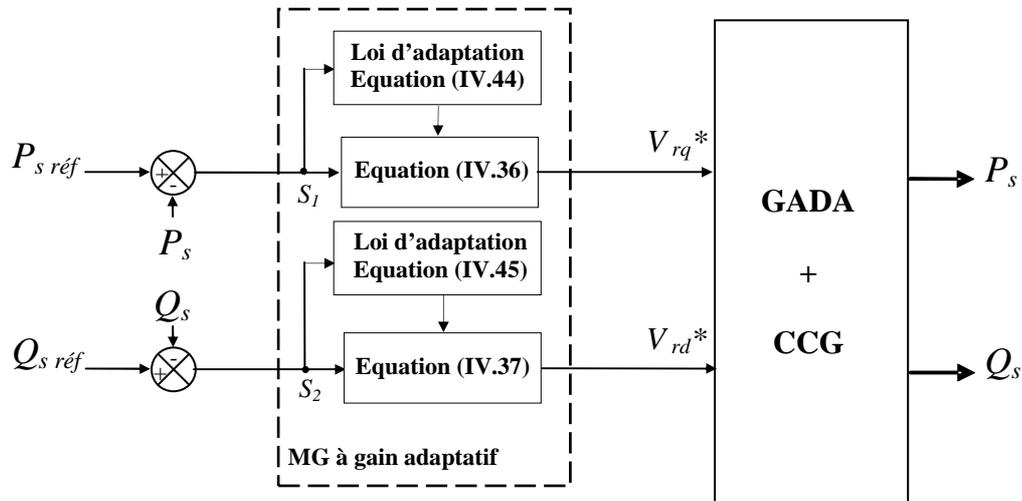


Figure IV.7 : Schéma bloc de la commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA.

IV.5. Résultats de simulation

La commande par mode glissant (MG) à gain adaptatif des puissances active et réactive statoriques de la GADA a été validée par simulation numérique en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Nous avons utilisé le même cahier de charges déjà présenté dans le chapitre précédent. Une comparaison de la commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA avec la commande vectorielle indirecte (CVI) par PI classique utilisée précédemment est établie ici. Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans les sections suivantes.

IV.5.1. Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations

Ce premier essai consiste à imposer des échelons de puissance active et réactive. La vitesse mécanique est imposée variable à l'instant $t = 0.4$ s, de la valeur égale 120 rad/s à une valeur égale à 100 rad/s.

La figure IV.8 représente les résultats de simulation obtenus relatifs à ce premier test.

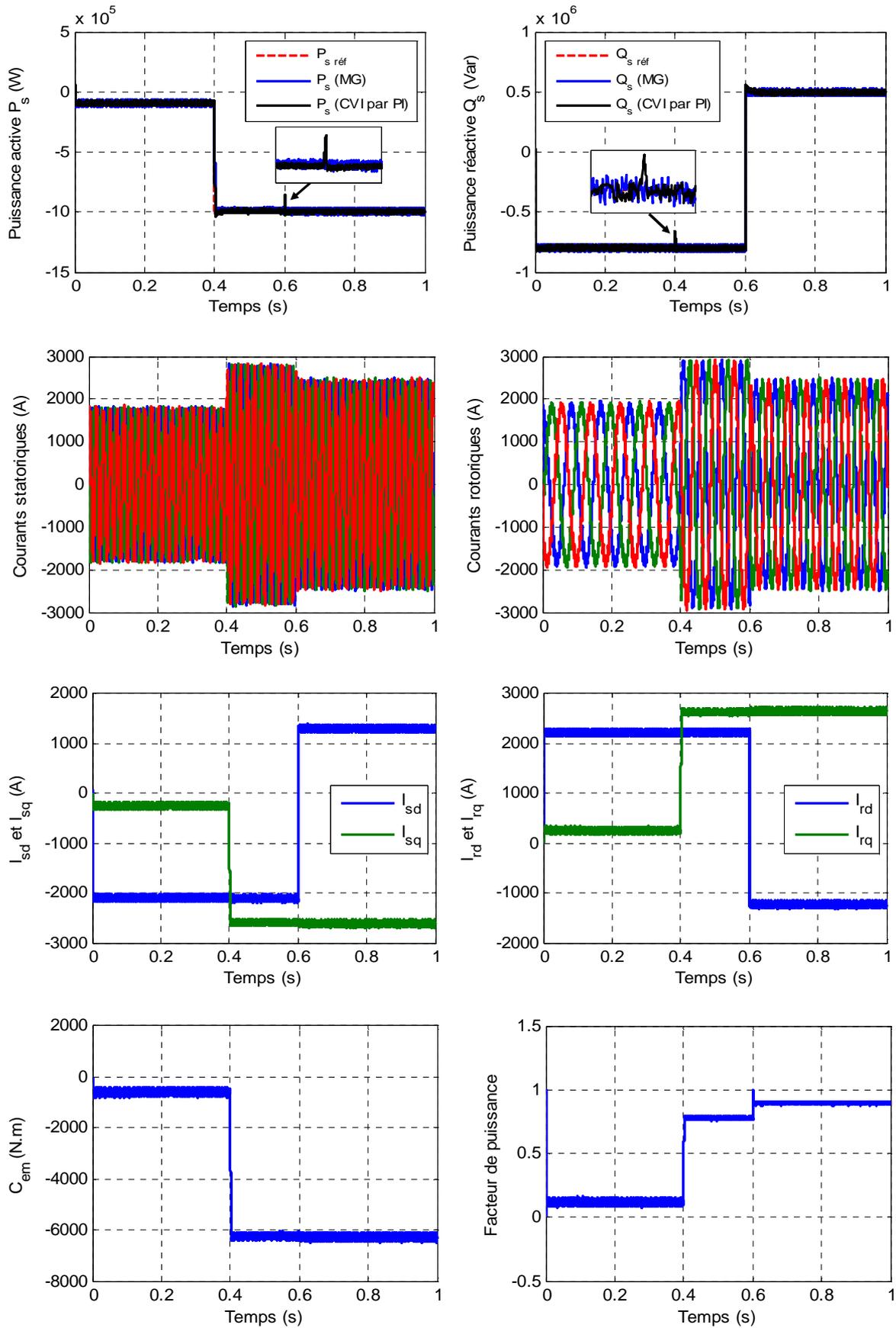


Figure IV.8 : Commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

D'après ces résultats de simulation, on peut remarquer pour les deux types de commandes simulées : commande vectorielle indirecte (CVI) par PI classique et celle par mode glissant (MG) à gain adaptatif, que les consignes de puissances sont bien suivies par la génératrice aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive. Cependant on observe l'effet du couplage entre les deux axes de commande (d et q), observé sur les courbes obtenues de la commande vectorielle indirecte par PI classique, cet effet est considérablement minimisé dans le cas de la commande par mode glissant à gain adaptatif. D'un autre côté, nous constatons que la variation de la vitesse mécanique de la GADA n'a engendré aucun effet sur la commande par MG à gain adaptatif.

D'autre part nous confirmons l'inconvénient de la commande par mode glissant par la présence des fortes oscillations (phénomène de chattering). Ce phénomène apparaît dans les courbes des puissances, les courants statoriques, les courants rotoriques, le couple électromagnétique et l'allure de facteur de puissance.

IV.5.2. Essais avec le system de conversion complet (contrôle MPPT)

Nous utilisons dans cet essai la stratégie de commande MPPT floue (chapitre II, §II.5.1) afin de faire fonctionner le système éolien à double rotor dans la zone de fonctionnement optimal (zone 2), c'est-à-dire qu'il produit le maximum de la puissance mécanique (puissance active statorique de référence) en fonction de la vitesse du vent variable. Cet essai de simulation a été effectué en utilisant le même profil du vent utilisé dans le chapitre 2 (figure II.17). La figure IV.10 représente les résultats de simulation obtenus relatifs à ce test. Cette figure montre l'efficacité de la commande par mode glissant à gain adaptatif dans le réglage des puissances active et réactive même à vitesse du vent variable, ceci est achevé grâce à l'application de la technique de contrôle MPPT. Les puissances active et réactive statorique suivent parfaitement leurs consignes avec de grandes performances dynamiques et statiques. D'autre part nous confirmons toujours l'inconvénient de la commande par mode glissant par la présence des fortes oscillations (phénomène de chattering) des puissances active et réactive. Ce phénomène va diminuer la durée de vie de la machine et les convertisseurs de l'électronique de puissance. Les résultats de simulation montrent la faisabilité et les performances de la configuration de la commande MPPT étudiée.

Le system de conversion complet avec la stratégie de commande MPPT floue étudiée dans le chapitre 2 est représenté dans la figure IV.9.

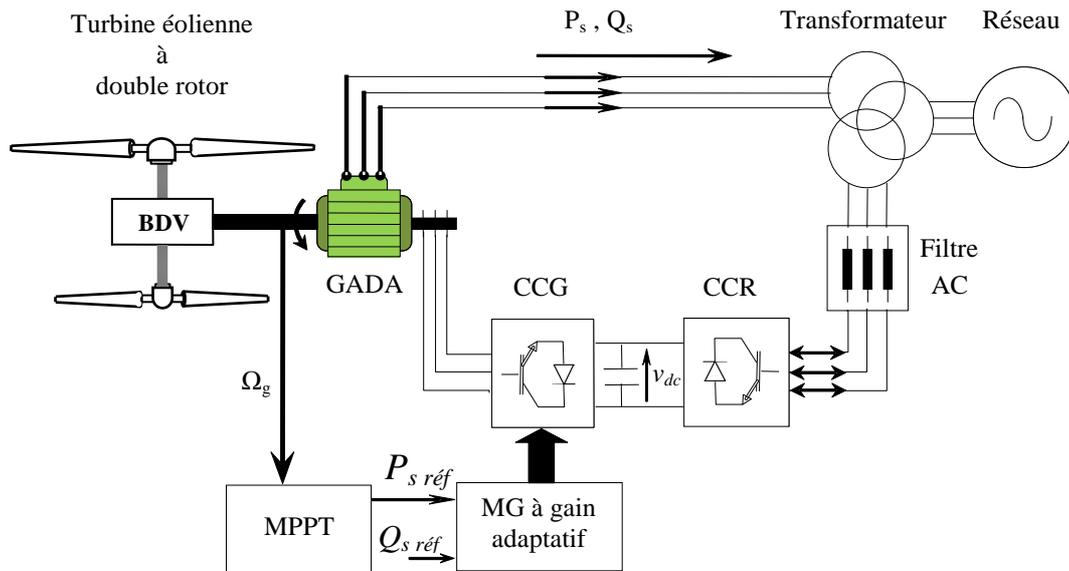


Figure IV.9 : Schéma bloc d'un system de conversion complet avec la stratégie de commande MPPT.

IV.5.3. Test de robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA, nous avons également étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances de la régulation. Les paramètres du modèle de la GADA ont été variés de la même façon que dans le chapitre précédent (la résistance R_r est multipliée par 2 et les inductances L_s , L_r et L_m sont divisées par 2, La vitesse mécanique de la GADA est supposée variable et égale à sa valeur nominale 150 rad/s (vitesse hyposynchrone) entre les instants [0 0.4s] et égale 200 rad/s (vitesse hypersynchrone) entre les instants [0.4 1s]). Une comparaison avec la commande vectorielle indirecte par PI classique est aussi effectuée dans ce test. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur les figures IV.11 et IV.12. D'après ces résultats, on peut remarquer pour les deux méthodes de commande (commande vectorielle indirecte (CVI) par PI et par mode glissant (MG) à gain adaptatif) que les consignes de puissances sont toujours suivies par la génératrice, aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive. Cependant nous constatons que les variations paramétriques ont engendré une légère augmentation de l'erreur statique sur les courbes de puissances (surtout celle de la puissance active) obtenues par les deux méthodes (voir figure IV.12).

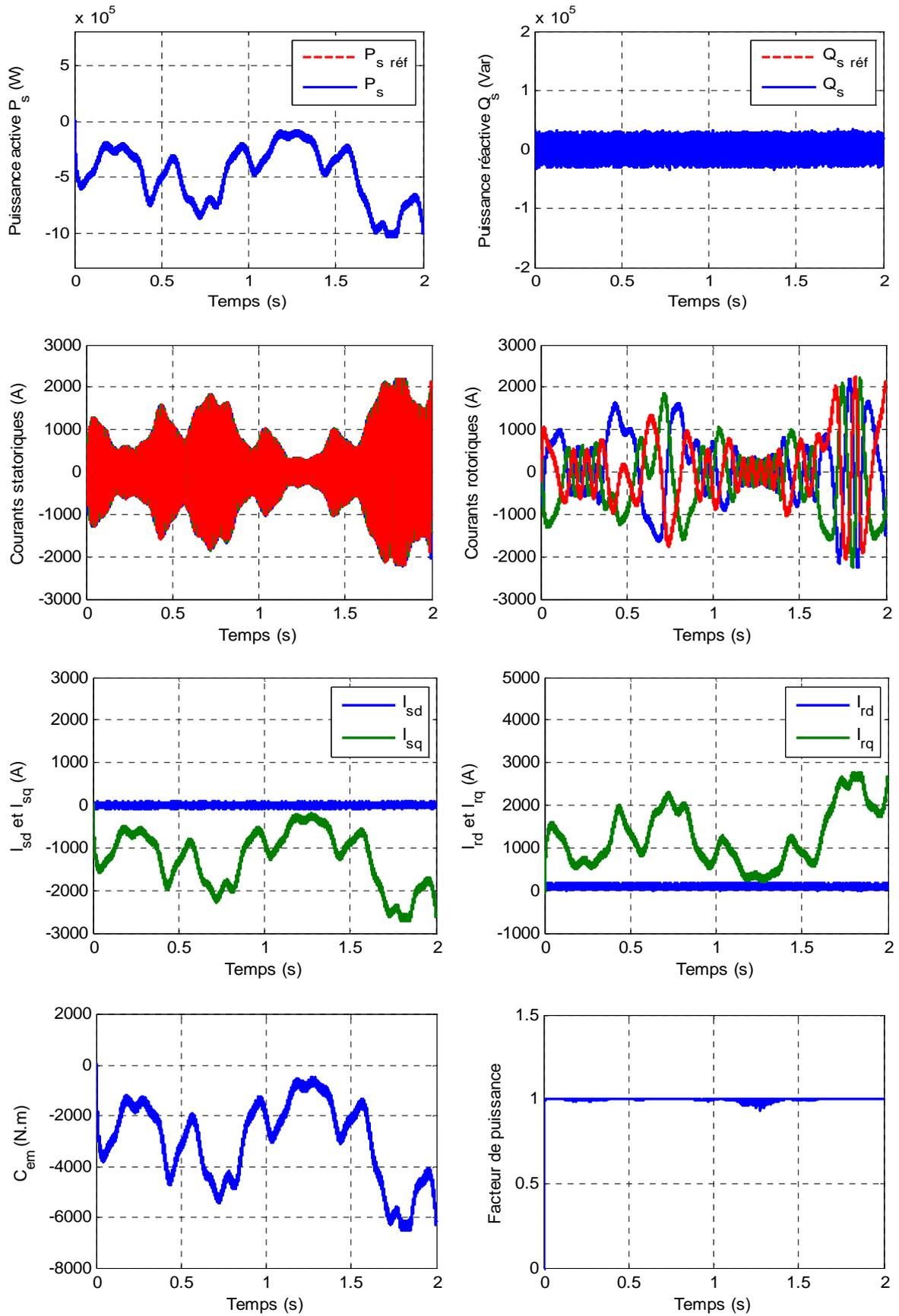


Figure IV.10 : Commande par mode glissant à gain adaptatif de la GADA (Contrôle MPPT).

Cependant on observe que les variations paramétriques ont engendré l'effet du couplage entre les deux axes de commande (d et q), observé sur les courbes des puissances obtenues de la commande vectorielle indirecte par PI classique, cet effet est minimisé dans le cas de la commande par mode glissant à gain adaptatif.

Enfin, on peut conclure que la commande par mode glissant est apparue plus performante par rapport à celle indirecte par PI classique, néanmoins des perturbations néfastes sont présentées surtout sur les courbes des puissances de la GADA ont réduit la différence entre les deux méthodes. Ces perturbations sont dues essentiellement à la présence du phénomène de chattering lié à la nature discontinue de la commande par mode glissant.

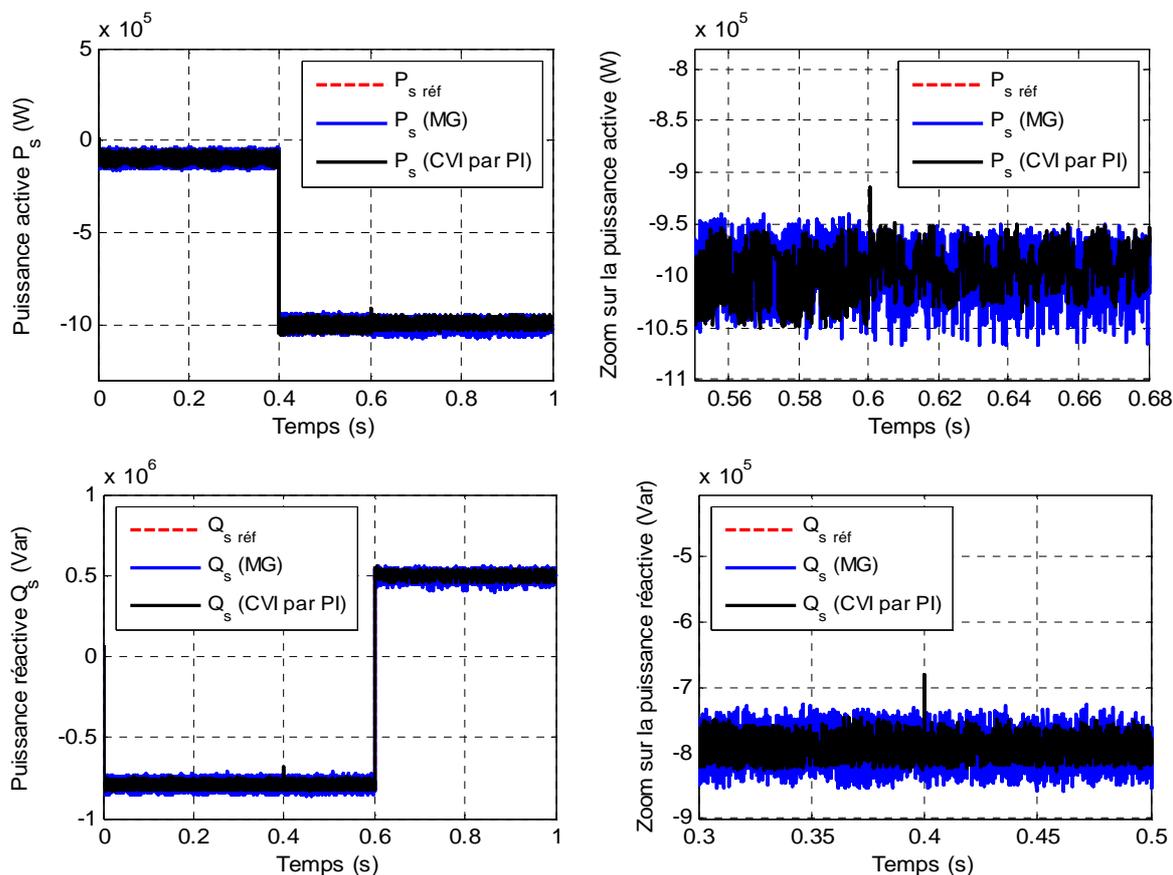


Figure IV.11 : Effet des variations paramétriques de la GADA sur les performances de la commande vectorielle indirecte et par mode glissant à gain adaptatif.

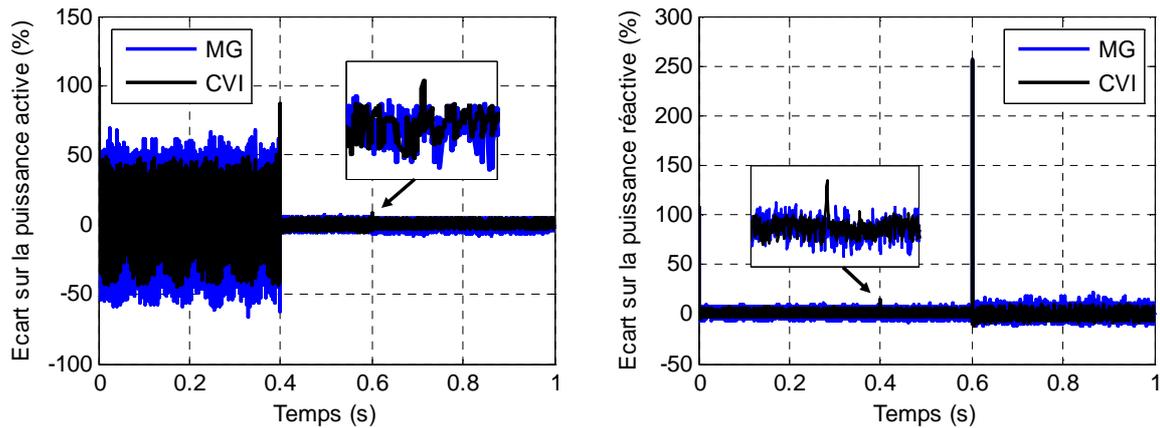


Figure IV.12 : Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive entre la commande vectorielle indirecte et par mode glissant à gain adaptatif de la GADA (test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques).

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable, ensuite nous avons amélioré les performances de la commande par le contrôle à gain adaptatif, puis on a appliqué cette dernière sur la GADA, enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

Le contrôle des puissances active et réactive par le mode glissant à gain adaptatif possède de bon performances (rapidité stabilité) et plus robuste lors de la variation des paramètres de la GADA. De cet état de fait, on conclut que la commande des puissances par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. Néanmoins, la commande par mode glissant standard a un inconvénient, ce qui est le phénomène de broutement "chattering" causé par le signal discontinu. A cet effet, dans le prochain chapitre nous présenterons des solutions dans le but de diminuer l'effet de ce phénomène.

Chapitre V

Commande hybride par mode glissant d'ordre 2 de la GADA

V.1. Introduction

Dès son apparition, la théorie des modes glissants s'est heurtée au problème de broutement (chattering) qui s'est avérée être un inconvénient majeur. En particulier, il est difficile dans de telles conditions d'envisager des développements pour des applications pratiques quand leur implantation implique une usure relativement rapide des organes de commande du processus. Afin de résoudre ce problème, de nombreuses solutions ont été proposées [MAT13], [YAH16], [BOU16], [BOU17]. Ainsi qu'il va être décrit dans la première partie de ce chapitre, comme la solution de couche limite. Une nouvelle solution basée sur la théorie des modes glissants d'ordre supérieur et en particulier d'ordre 2 conduit à des lois de commande relativement simples et permet de réduire le phénomène de broutement, tout en conservant les performances du système. Ceux-ci sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement, préservant les principaux avantages de la précédente approche. Ils réduisent le phénomène de broutement en garantissant même une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections du modèle ou d'organes de commande. Pour cela, des algorithmes de commande capables de générer des modes glissants de tout ordre doivent être synthétisés.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, les performances de contrôle seront améliorés par la combinaison entre les commandes par logique floue et mode glissant d'ordre 2 avec adaptation des gains, la commande ainsi élaborée porte le nom « commande hybride par mode glissant d'ordre 2 ». Ensuite l'application de cette technique de commande sur la GADA sera présentée avec des résultats de simulations, pour pouvoir statuer sur la validité ainsi que sur les efficacités de ce type de réglage.

V.2. Phénomène de broutement "chattering"

Les discontinuités appliquées à la commande produisent des oscillations de haute fréquence à la sortie du système, ce phénomène est appelé broutement ou "chattering" en anglais (figure V.1). C'est l'un des inconvénients les plus importants du mode glissant classique. Les principales causes de ce phénomène sont [MAN12] :

- ✓ les retards purs en série avec le système en boucle ouverte (retards inhérents au système, échantillonnage, ...)
- ✓ les dynamiques non modélisées des capteurs et des observateurs, qui retardent le moment où le régulateur prend conscience qu'il faut inverser la commande ;

- ✓ les dynamiques non modélisées des actionneurs et autres dynamiques rapides du système, qui retardent le moment où la commande est suffisamment forte pour rapprocher le système de la surface de glissement.

Tous ces phénomènes ont globalement l'effet de retarder l'application effective de la commande permettant de ramener le système sur la surface de glissement à partir du moment où il l'a quitté.

On parle aussi de chattering pour désigner l'oscillation de haute fréquence de la commande (et non plus de la variable de glissement). Une autre cause de chattering, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande, car il se peut que cette dernière croit alors que le système se trouve de l'autre côté de la surface. Ce phénomène est amplifié par la nécessité d'avoir des observateurs ou dérivateurs rapides, donc filtrant peu la mesure.

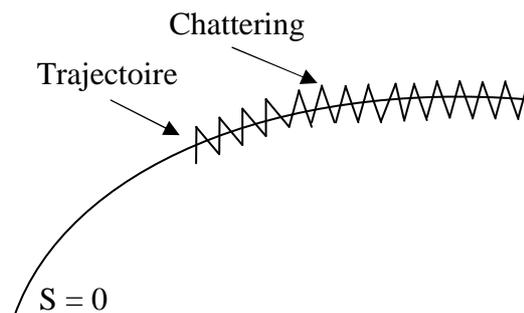


Figure V.1 : Le phénomène de chattering.

V.3. Elimination du chattering

Durant les années 80, plusieurs méthodes ont été proposées pour réduire le chattering [BOI07]. Dans [BUR86], [SLO87], les auteurs ont proposé de remplacer la fonction discontinue "sign", par une commande continue comme par exemple, la fonction de saturation, la fonction pseudo-signe, la fonction arctangente ou la fonction tangente hyperbolique. Ces fonctions rendent le contrôle continu, par contre les trajectoires convergentes uniquement vers un voisinage de la surface de glissement [LAG04]. Dans [BON85], [UTK99], les auteurs ont proposé un observateur pour éliminer ce chattering ; Cette méthode est intéressante mais sensible aux incertitudes. Dans [EME86], [LEV04], les auteurs ont proposé le concept de la commande par mode glissant d'ordre deux, celle-ci

assure la convergence de la variable de glissement et de sa première dérivée en temps fini vers zéro. Par la suite, cette approche a été développée par [BAR99], d'une part pour réduire le chattering, et d'autre part pour assurer la robustesse des systèmes de degré relatif quelconque. Des travaux récents proposent des commandes adaptatives par mode glissant d'ordre 1 et supérieur [PLE10], [SHT12]. Ces lois de commande utilisent des gains dynamiques qui s'adaptent vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du système contrôlé.

V.3.1. Remplacement de la fonction "sign" par une fonction continue

Il existe des méthodes comme celle de la couche limite ("*boundary layer*" en anglais) qui consiste à remplacer la fonction "sign" de la loi de commande par une approximation continue à gain élevé dans un proche voisinage de la surface S [BRE10], et saturée en dehors de ce voisinage. Le régime glissant qui en résulte n'est plus confiné dans S , mais dans un proche voisinage de celui-ci. Dans ce cas, le système est dit en régime *pseudo-glissant*. Ces méthodes réduisent la robustesse de la commande. Elles sont paramétrées par une constante positive δ réglée pour avoir un bon compromis entre réduction du chattering et conservation de la robustesse. Dans les méthodes présentées ici, plus δ est petit, plus l'approximation tend vers la fonction "sign", et donc meilleure est la robustesse, au détriment de la réduction du chattering. Les 2 fonctions les plus utilisées sont :

V.3.1.1. La fonction saturation "sat"

Cela consiste à remplacer la fonction $sign(S)$ par la droite de pente $1/\delta$ à l'intérieur d'une bande de largeur 2δ située de part et d'autre de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande. Son expression est donnée par :

$$sat(S, \delta) = \begin{cases} sign(S) & \text{si } |S| > \delta \\ \frac{S}{\delta} & \text{si } |S| \leq \delta \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

La figure ci-après représente la fonction "sat" avec $\delta = 1$.

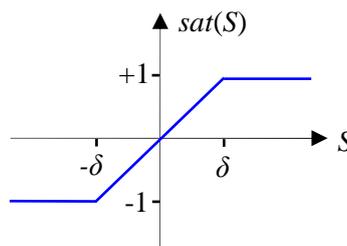


Figure V.2 : Définition de la fonction "sat".

V.3.1.2. La fonction "sign + saturation"

On peut combiner la fonction *sat* précédente avec la fonction *sign*.

$$sat(S, \delta) = \begin{cases} (a+b) \cdot sign(S) & \text{si } |S| > \delta \\ a \frac{S}{\delta} + b \cdot sign(S) & \text{si } |S| \leq \delta \end{cases} \quad (\text{V.2})$$

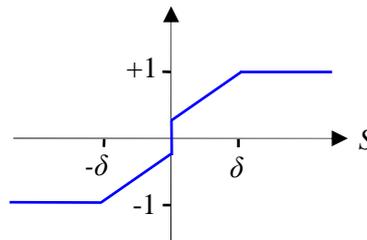


Figure V.3 : Définition de la fonction "sign + sat".

Avec $a > 0$, $b > 0$ et $a + b$ ne dépassant pas l'amplitude maximale de la commande. Elle est représentée avec $\delta = 1$, $a + b = 1$ et $b = 0,3$ sur la figure V.3. Cela permet de conserver toute la robustesse des modes glissants pour des perturbations d'amplitude inférieure à b tout en diminuant le chattering par rapport à une commande d'amplitude $a + b$. Si l'amplitude de la perturbation est supérieure à b , la robustesse alors est dégradée comme dans le cas précédent. Cette solution est appropriée si l'on s'attend à des perturbations généralement faibles, mais pouvant être ponctuellement très fortes.

Il existe d'autres approximations moins utilisées, car plus coûteuses en temps de calcul :

- **La loi d'interpolation de puissance**

$$v(S, \delta) = \begin{cases} sign(S) & \text{si } |S| > \delta \\ (\delta/|S|)^{q-1} & \text{si } 0 < |S| \leq \delta \\ 0 & \text{si } S = 0 \end{cases} \quad (\text{V.3})$$

avec $q \in [0, 1[$

- **La fonction pseudo-sign "smooth"**

$$v(S, \delta) = \frac{S}{|S| + \delta} \quad (\text{V.4})$$

- **La fonction "arctangente"**

$$v(S, \delta) = \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{S}{\delta}\right) \quad (\text{V.5})$$

- La fonction "*tangente hyperbolique*"

$$v(S, \delta) = \tanh\left(\frac{S}{\delta}\right) \quad (\text{V.6})$$

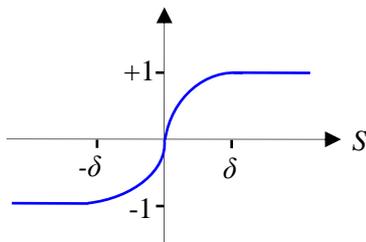


Figure V.4 : Interpolation de puissance.

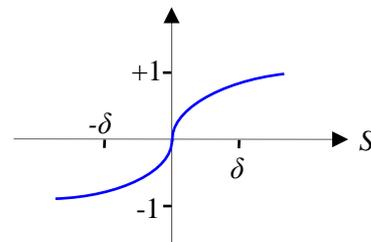


Figure V.5 : La fonction « *smooth* ».

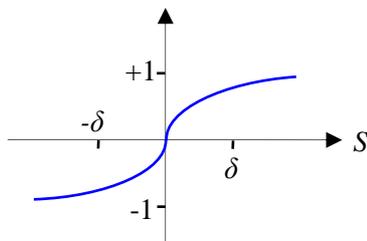
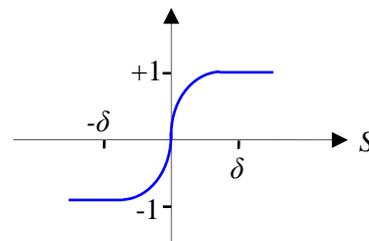


Figure V.6 : La fonction « *arctangente* ». **Figure V.7 :** La fonction « *tangente hyperbolique* ».



Remarque (V.1): Quelque soit la fonction utilisée pour la réduction du phénomène de chattering. Plus les seuils sont augmentés, plus le chattering est réduit, et la précision diminue. Il en résulte un écart statique qui est fonction des seuils utilisés. De plus la robustesse est à étudier, car l'insensibilité vis-à-vis des perturbations extérieures et l'invariance vis-à-vis des imprécisions du modèle cessent d'exister [GAY96].

V.3.2. Utilisation d'observateur

Il existe également une méthode pour réduire le chattering basée sur l'utilisation d'observateurs. L'idée de base [BRE10], consiste à générer un régime glissant dans une boucle contenant l'observateur du système au lieu de le générer dans une boucle contenant le système (figure V.8). Vu que l'observateur est indépendant des dynamiques non modélisées, un mode glissant presque idéal prend place dans la boucle fermée de l'observateur, uniquement troublé par la fréquence d'échantillonnage finie (ou par des dynamiques non modélisées ou des retards internes au système s'ils n'ont pas été modélisés). La commande fait donc tendre l'état estimé vers un voisinage proche de

l'origine. Mais l'état estimé ne converge vers l'état réel que selon les dynamiques de l'observateur, qui peuvent ne converger qu'asymptotiquement, et ne prendre en compte les perturbations non modélisées que lentement. Cette commande en quelque sorte "fait l'autruche", ne tenant pas compte de l'état réel.

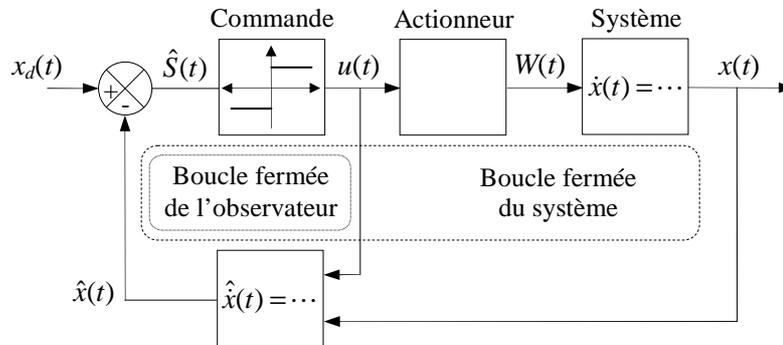


Figure V.8 : Schéma bloc de la réduction du chattering avec un observateur.

V.3.3. Utilisation de la logique floue

En utilisant le même principe que celui de la couche limite, Lin et Chen ont introduit une bande de transition floue [HAJ97]. Le système flou considéré est de type Mamdani, il a la surface de glissement comme entrée et la commande globale comme sortie. La bande de transition ainsi construite est non linéaire. Les trois règles floues utilisées correspondent à la valeur de la fonction *sign*. Le phénomène de chattering est certes éliminé néanmoins la commande permettant la phase d'approche reste difficile à calculer, car les bornes des incertitudes et des perturbations sont généralement inconnues. Dans [NOR09], l'auteur a proposé de faire varier le gain de glissement à l'aide d'un système flou. Ainsi, sa valeur diminue au fur et à mesure que le système s'approche de la surface de glissement. Dans [EMEL86], la partie discontinue de la commande avec saturation a été substituée par un système flou adaptatif. Le contrôleur a pour entrée la surface de glissement et délivre en sortie la meilleure approximation de la commande. A l'égard de sa performance, sa convergence dépend de la valeur initiale de la partie ajustable.

V.3.4. Solution par des modes glissants d'ordre supérieur

Dans le but de réduire le phénomène de chattering, la commande par mode glissant d'ordre supérieur et en particulier d'ordre 2 est proposée dans ce travail. Dans cette approche, la commande discontinue agit sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement. La figure V.9 montre que, en appliquant la commande par mode glissant

d'ordre supérieur à un système, la surface de glissement est atteinte de manière plus lisse que la commande par mode glissant classique. Cela réduit le chattering, tout en conservant les propriétés de la robustesse et de la convergence en temps fini de la commande par mode glissant classique [MOR08], [MAT13].

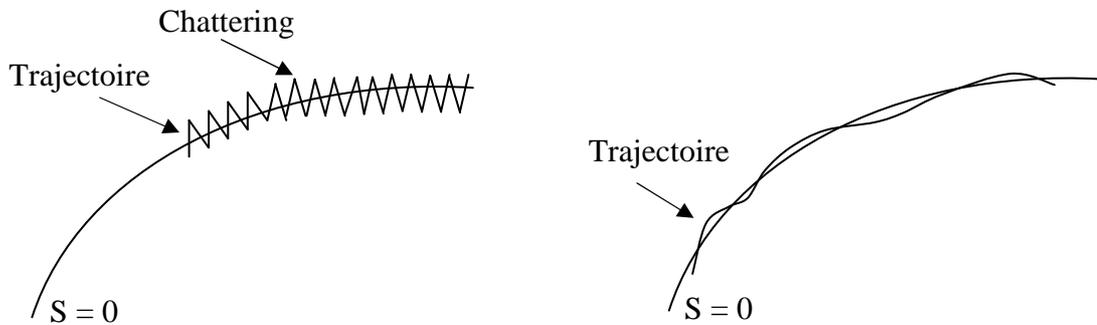


Figure V.9 : Allure du régime glissant : mode glissant classique (gauche) et mode glissant d'ordre supérieur (droite).

Par la suite, nous présenterons le principe de commande par mode glissant d'ordre supérieur pour les systèmes non linéaire. En particulier, la théorie de commande par mode glissant d'ordre 2 est présentée.

V.4. Mode glissant d'ordre 2 (MGO2)

V.4.1. Synthèse de la commande [MAT13]

Considérons le système non-linéaire incertain suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X,t) + g(X,t).U \\ S = S(X,t) \\ U = U(X,t) \end{cases} \quad (\text{V.7})$$

Avec $X \in \mathbb{R}^n$ le vecteur d'états, $U \in \mathbb{R}$ entrée du contrôle. $f(x, t)$ et $g(x, t)$ sont des fonctions incertaines, suffisamment différentiables et $S(x, t) \in \mathbb{R}$ est la sortie, aussi suffisamment différentiable.

L'objectif de la commande par mode glissant d'ordre 2 (MGO2) est de forcer la variable de glissement et sa première dérivée à zéro. Dans le cas où le degré relatif du système par rapport à la variable de glissement est 1 ou 2, la surface de glissement S et sa dérivée convergent vers zéro en temps fini.

La synthèse des lois de commande par MGO2 dépend des bornes de fonctions incertaines, qui apparaissent dans la deuxième dérivée de la variable de glissement. Deux cas sont possibles, en fonction du degré relatif du système par rapport à S . Les degrés relatifs sont d'ordre 1 ou 2 :

a) Cas A : système de degré relatif 1.

Dans le cas où le degré relatif du système est égal à 1 par rapport à S , la commande U apparaît dans la première dérivée de S par rapport au temps.

$$\dot{S}(X,t) = \frac{\partial}{\partial t} S(X,t) + \frac{\partial}{\partial X} S(X,t)(f(X,t) + g(X,t)U) \quad (\text{V.8})$$

D'où l'expression de la deuxième dérivée de S s'écrit sous la forme suivante :

$$\ddot{S}(X,t) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(X,t) + \frac{\partial}{\partial X} \dot{S}(X,t)(f(X,t) + g(X,t)U) + \frac{\partial}{\partial U} \dot{S}(X,t)\dot{U}(t) \quad (\text{V.9})$$

$$\ddot{S}(X,t) = \phi(X,U,t) + \gamma(X,U,t)\dot{U}(t) \quad (\text{V.10})$$

Avec $\phi(X,U,t)$ et $\gamma(X,U,t)$ fonctions incertaines bornées. De plus, il existe quatre constantes positives S_0 , K_m , K_M et C telles que, dans un voisinage de la surface de glissement, défini par $|S(x,t)| < S_0$ [LEV93], on a :

$$0 < K_m < \gamma(X,U,t) = \frac{\partial}{\partial U} \dot{S}(X,t) < K_M \quad (\text{V.11})$$

$$\left| \phi(X,U,t) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(X,t) + \frac{\partial}{\partial X} \dot{S}(X,t)(f(X,t) + g(X,t)U) \right| \leq C \quad (\text{V.12})$$

Selon ces bornes, l'équation (V.10) peut être remplacée par l'inclusion différentielle suivante :

$$\ddot{S} \in [-C, C] + [K_m, K_M]\dot{U} \quad (\text{V.13})$$

b) Cas B : système de degré relatif 2.

Dans le cas où le degré relatif du système est égal à 2 par rapport à S , la commande U apparaît dans la deuxième dérivée de S par rapport au temps. Celle-ci est donnée comme suit :

$$\ddot{S}(X,t) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(X,t) + \frac{\partial}{\partial X} \dot{S}(X,t)(f(X,t) + g(X,t)U) \quad (\text{V.14})$$

Puis, la deuxième dérivée de S peut être écrite sous la forme suivante :

$$\ddot{S}(X, t) = \phi'(X, t) + \gamma'(X, t)U(t) \quad (\text{V.15})$$

Avec $\phi'(x, t)$ et $\gamma'(x, t)$ sont des fonctions incertaines bornées. De même que dans les systèmes de degré relatif 1, il existe quatre constantes positives S'_0 , K'_m , K'_M et C' telles que, dans un voisinage de la surface de glissement, défini par $|S(t)| < S'_0$, on a :

$$0 < K'_m < \gamma'(X, t) = \frac{\partial}{\partial X} \dot{S}(X, t) g(X, t) < K'_M \quad (\text{V.16})$$

$$\left| \phi'(X, t) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(X, t) + \frac{\partial}{\partial X} \dot{S}(X, t) f(X, t) \right| \leq C' \quad (\text{V.17})$$

Selon ces bornes, l'équation (V.15) peut être remplacée par l'inclusion différentielle suivante :

$$\ddot{S} \in [-C', C'] + [K'_m, K'_M]U \quad (\text{V.18})$$

Les deux relations (V.13) et (V.18), sont très importantes pour l'étude de la robustesse d'un système. Dans les paragraphes suivants, plusieurs algorithmes sont présentés, dans le but d'assurer la convergence en temps fini de la surface de glissement S et de sa dérivée vers zéro.

V.4.2. Algorithmes par mode glissant d'ordre 2

Plusieurs algorithmes basés sur des lois de commande par mode glissant d'ordre 2 ont été proposés. Dans cette section, nous présentons trois algorithmes bien connus. Deux parmi eux sont dédiés aux systèmes de degré relatif 2, qui sont l'algorithme sous-optimal et l'algorithme du Twisting. Le troisième est l'algorithme du Super-Twisting et il est dédié aux systèmes de degré relatif 1 par rapport à S .

V.4.2.1. Algorithme sous-optimal

L'algorithme sous-optimal est appliqué aux systèmes de degré relatif 1 et 2 par rapport à $S(X, t)$. Cet algorithme est inspiré de la commande optimale de type bang-bang [LEW86]. Il assure la convergence de S et de sa dérivée en temps fini vers zéro, en limitant les trajectoires par des arcs paraboliques qui comprennent l'origine (figure V.10). Dans le cas où le degré relatif de système est égale à 2 par rapport à $S(X, t)$, la loi de commande est définie par :

$$U(t) = -\alpha(t)V_M \text{sign}(S(t) - \frac{1}{2}S_M(t)) \quad (\text{V.19})$$

Où V_M est une constante positive réglable et S_M est défini par :

$$S_M(t) = \begin{cases} S(0) & 0 \leq t < t_{M1} \\ S(t_{Mi}) & t_{Mi} \leq t < t_{Mi+1} \end{cases} \quad (\text{V.20})$$

$i = 1, 2, \dots$

Où t_{Mi} sont les instants où la dérivée de S égale zéro. Le paramètre $\alpha(t)$ est défini par :

$$\alpha(t) = \begin{cases} \alpha^* & \text{si } \left[S(t) - \frac{1}{2}S_M \right] [S_M - S(t)] > 0 \\ 1 & \text{si } \left[S(t) - \frac{1}{2}S_M \right] [S_M - S(t)] \leq 0 \end{cases} \quad (\text{V.21})$$

Où α^* est une constante positive.

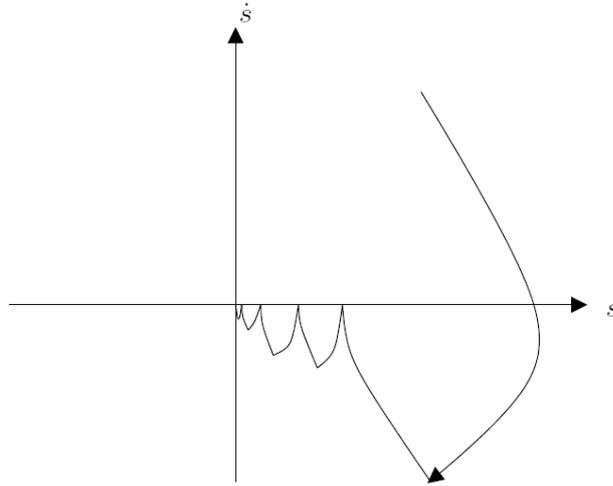


Figure V.10 : Algorithme sous-optimal : plan de phase (S, \dot{S}) .

L'algorithme sous-optimal peut être également appliqué aux systèmes de degré relatif 1 par rapport à S :

$$V(t) = \dot{U} = -\alpha(t)V_M \text{sign}(S(t) - \frac{1}{2}S_M(t)) \quad (\text{V.22})$$

La deuxième dérivée de la variable de glissement S et les conditions aux bornes sont celles données dans le cas A de la section (V.4.1). Pour plus de détails sur la synthèse et la preuve de la convergence de l'algorithme voir [BAR03].

V.4.2.2. Algorithme du Twisting

L'algorithme du Twisting est basé sur une commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs, de telle manière que, cette commutation crée des trajectoires circulaire jusqu'à la convergence en temps fini à l'origine (figure V.11). La loi de commande de l'algorithme est définie comme suit :

$$U(t) = -r_1 \text{sign}(S) - r_2 \text{sign}(\dot{S}) \quad (\text{V.23})$$

r_1 et r_2 sont des constantes positives réglables, que satisfont les conditions suivantes :

$$\begin{cases} 0 < r_2 < r_1 \\ r_1 - r_2 > \frac{C'}{K'_m} \\ K'_m(r_1 + r_2) - C' > K'_M(r_1 - r_2) + C' \end{cases} \quad (\text{V.24})$$

Où C' , K'_m et K'_M sont des bornes donnés dans les équations (V.16) et (V.17). Plus de détails sur la preuve et la synthèse de la loi de commande peuvent être trouvés dans [LEV93]. De même que l'algorithme sous-optimal, l'algorithme du Twisting peut être appliqué sur les systèmes de degré relatif 1 par rapport à S .

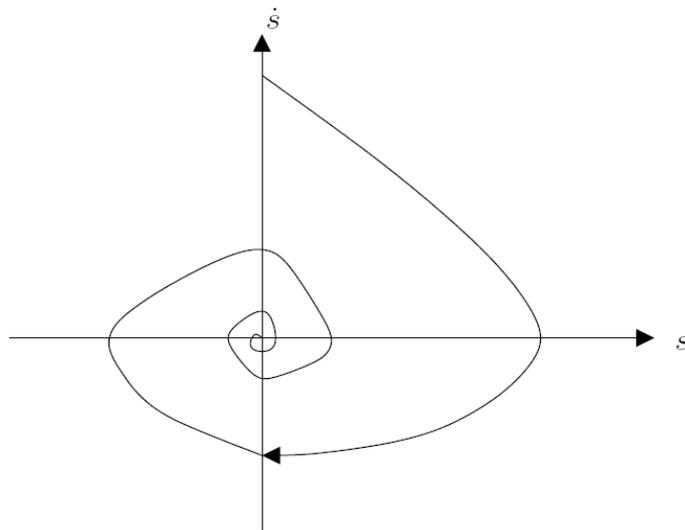


Figure V.11 : Algorithme du Twisting : plan de phase (S, \dot{S}) .

V.4.2.3. Algorithme du Super Twisting

L'algorithme du Super Twisting est l'algorithme le plus utilisé pour la commande par mode glissant d'ordre deux. Celui-ci n'est applicable qu'aux systèmes qui présentent un degré relatif 1 par rapport à la variable de glissement S [FRI02]. Cette loi de commande

converge en un temps fini avec une trajectoire semblable à celle de l'algorithme du Twisting (figure V.12). Les avantages principaux de cet algorithme sont la continuité de la commande et l'absence du besoin de la dérivée de S .

Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral. On peut donc considérer cet algorithme comme une généralisation non linéaire d'un régulateur PI [BRE10]. La loi de commande du Super-Twisting est formée de deux parties. La première U_1 est définie par sa dérivée par rapport au temps, tandis que la deuxième U_2 est continue et en fonction de la variable de glissement. Pour un mode glissant réel, la loi de commande sera donnée par [MAN12] :

$$\begin{cases} U = U_1 + U_2 \\ \dot{U}_1 = -\beta \cdot \text{sign}(S) \\ U_2 = -\alpha \cdot |S|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{V.25})$$

Où α et β sont des constantes positives réglables. La preuve de la stabilisation et de la convergence du système est présentée dans [KUN12], [LEV93]. Les conditions suffisantes des paramètres du contrôleur, pour assurer la convergence, sont définies par les bornes présentées dans le cas B section (V.4.1), elles sont données comme suit :

$$\begin{cases} \beta > \frac{C}{K_m} \\ \alpha^2 \geq \frac{4CK_M(\beta + C)}{K_m^3(\beta - C)} \end{cases} \quad (\text{V.26})$$

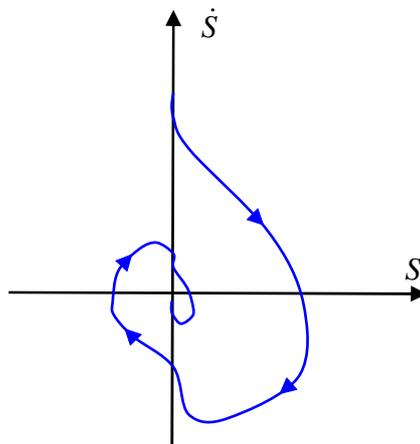


Figure V.12 : Algorithme du Super Twisting : plan de phase (S, \dot{S}) .

V.4.3. Différentiateur

L'algorithme sous-optimal et l'algorithme du Twisting ont besoin de la première dérivée de la variable de glissement S . Pour cela, les chercheurs utilisent un différentiateur robuste exact qui converge en temps fini [MAT13], [LEV04]. Ce différentiateur est de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{Z}_0 = -\eta_2 \cdot L^{\frac{1}{2}} |Z_0 - S|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(Z_0 - S) + Z_1 \\ \dot{Z}_1 = -\eta_1 \cdot L \cdot \text{sign}(Z_1 - \dot{Z}_0) \end{cases} \quad (\text{V.27})$$

Où Z_0 et Z_1 sont respectivement les estimations en temps réel de S et de sa dérivée. Les paramètres du différentiateur η_i sont choisis, $\eta_1 = 1.1$, $\eta_2 = 1.5$ d'après [LEV04]. L est le seul paramètre à régler selon la condition suivante :

$$|\ddot{S}| \leq L \quad (\text{V.28})$$

V.5. Commande par mode glissant d'ordre 2 adaptative

Dans les sections précédentes, nous avons vu que les gains des algorithmes de la commande par MGO2 dépendent de la connaissance des bornes d'incertitude des fonctions incertaines du système. Dans la vie pratique, il n'est pas toujours possible d'avoir une estimation exacte de ces bornes. Ainsi, il faut souvent régler les gains d'une manière surestimée. Cette pratique peut avoir des effets sur le système en boucle fermée notamment en termes d'augmentation du chattering. Pour cela des commandes adaptatives par MGO2 ont été proposées afin de régler les gains d'une façon dynamique et de réduire de plus le chattering. Plusieurs travaux de recherche sur les commandes adaptatives par mode glissant d'ordre 1 ont été proposés comme dans [HUA08], [PLE13]. Mais le problème de discontinuité, qui crée du chattering sur la sortie du système, persiste. Pour résoudre ce problème, l'adaptation des commandes a été intégrée sur les algorithmes par mode glissant d'ordre supérieur comme dans [HAR12], et pour l'ordre 2 dans [SHT12], [TAL13]. Les lois de commande adaptatives permettent de réduire le chattering sur la sortie du système grâce aux gains du contrôleur qui s'adaptent vis-à-vis des perturbations et des variations paramétriques.

V.6. Application de la commande par MGO2 adaptative à la GADA

On a vu dans le chapitre précédent que l'inconvénient majeur de la commande par mode glissant, réside dans la présence du phénomène de chattering. Parmi les solutions utilisées pour l'élimination de ce dernier est l'utilisation de nouvelles techniques tel que la commande par mode glissant d'ordre 2 adaptative. Cette dernière a prouvé dans plusieurs travaux et applications de recherches son efficacité dans la minimisation du phénomène en question qui est dû essentiellement à la présence d'un terme de commande discontinu comportant la fonction *sign*.

La stratégie de commande proposée est basée sur l'algorithme du Super Twisting défini dans la section précédente. Cette stratégie a été utilisée dans certaines applications spécifiques, mais son exploitation dans le contrôle des systèmes à énergie renouvelables, et en particulier les génératrices, est récente [YAH16].

Dans ce cadre, nous considérons les surfaces définies par les équations (IV.28) :

$$\begin{cases} S_1 = P_{s \text{ réf}} - P_s \\ S_2 = Q_{s \text{ réf}} - Q_s \end{cases} \quad (\text{V.29})$$

En se basant sur l'équation (IV.30), nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_{s \text{ réf}} + V_s \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{rq} = \dot{P}_{s \text{ réf}} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \left[V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s \sigma L_r I_{rd} - g \frac{L_m V_s}{L_s} \right] \\ \dot{S}_1 = Y_1(t, x) + A_1(t, x) \cdot \dot{V}_{rq} \end{cases} \quad (\text{V.30})$$

Et :

$$\begin{cases} \dot{S}_2 = \dot{Q}_{s \text{ réf}} + V_s \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{rd} = \dot{Q}_{s \text{ réf}} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \left[V_{rd} - R_r I_{rd} + g \omega_s \sigma L_r I_{rq} \right] \\ \dot{S}_2 = Y_2(t, x) + A_2(t, x) \cdot \dot{V}_{rd} \end{cases} \quad (\text{V.31})$$

Où $Y_1(t, x)$, $Y_2(t, x)$, $A_1(t, x)$ and $A_2(t, x)$ sont des fonctions incertains qui satisfont [LEV07]:

$$\begin{cases} Y_1 > 0, |Y_1| > \lambda_1, 0 < K_{m1} < A_1 < K_{M1} \\ Y_2 > 0, |Y_2| > \lambda_2, 0 < K_{m2} < A_2 < K_{M2} \end{cases} \quad (\text{V.32})$$

En se basant sur l'algorithme de Super Twisting [LEV07], la loi de commande par mode glissant d'ordre 2 proposée contient deux parties :

$$V_{rq} = v_1 + v_2 \quad (\text{V.33})$$

Avec :

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= -\beta_1 \cdot \text{sign}(S_1) \\ v_2 &= -\alpha_1 \cdot |S_1|^\rho \cdot \text{sign}(S_1) \end{aligned} \quad (\text{V.34})$$

Par l'application du théorème 2 qui est déjà présenté dans le chapitre quatre, les lois d'adaptations des gains α_1 et β_1 de la commande par mode glissant d'ordre 2 pour le contrôle des puissances active et réactive de la GADA sont données par :

$$\begin{cases} \alpha_1(t) = a_1 \cdot |\eta_1| + b_1 \\ \beta_1(t) = a_2 \cdot |\eta_2| + b_2 \end{cases} \quad (\text{V.35})$$

Avec $a_i > 0$, $b_i > 0$, η_i ($i=1,2$) est la valeur moyenne de la fonction $\text{sign}(S_i)$.

On a également :

$$V_{rd} = w_1 + w_2 \quad (\text{V.36})$$

Avec :

$$\begin{aligned} \dot{w}_1 &= -\beta_2 \cdot \text{sign}(S_2) \\ w_2 &= -\alpha_2 \cdot |S_2|^\rho \cdot \text{sign}(S_2) \end{aligned} \quad (\text{V.37})$$

Les lois d'adaptations des gains α_2 et β_2 sont données par :

$$\begin{cases} \alpha_2(t) = c_1 \cdot |\eta_1| + d_1 \\ \beta_2(t) = c_2 \cdot |\eta_2| + d_2 \end{cases} \quad (\text{V.38})$$

Avec $c_i > 0$, $d_i > 0$, η_i ($i=1,2$) est la valeur moyenne de la fonction $\text{sign}(S_i)$.

Afin d'assurer la convergence des surfaces glissantes vers zéro dans un temps fini, les gains adaptatifs de la commande proposée peuvent être choisis initialement comme suit [BEN09], [BEN11] :

$$\begin{cases} \beta_i > \frac{\lambda_i}{K_{mi}} \\ \alpha_i^2 \geq \frac{4\lambda_i}{K_{mi}^2} \cdot \frac{K_{Mi} \cdot (k_i + \lambda_i)}{K_{mi} \cdot (k_i - \lambda_i)}; i = 1, 2 \\ 0 < \rho \leq 0.5 \end{cases} \quad (\text{V.39})$$

V.7. Commande hybride par mode glissant d'ordre 2 de la GADA

Pour l'amélioration des performances du système étudié à savoir la minimisation du phénomène de chattering, nous proposons dans cette section, la combinaison entre la logique floue, la commande adaptative et le contrôle par mode glissant d'ordre 2, nous appelons le contrôleur résultant de cette combinaison : contrôleur hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2), celui-ci présente la même structure de commande par mode glissant d'ordre 2 adaptative étudiée dans la section précédente, mais à part les fonctions *sign* existantes dans les termes de commandes (équations (V.34) et (V.37)), qui seront remplacées par des fonctions floues (U^{fuzzy}), ayant une entrée S_i (S_1 ou S_2) de 7 fonctions d'appartenances de type gaussien et une sortie de même nombre de fonctions d'appartenances qui sont représentées dans les figures (V.13) et (V.14) respectivement. Dans ce travail, la logique floue est choisie de type Mamdani, L'inférence est réalisée par la méthode Max-Min, et la défuzzification par celle du centre de gravité.

Ceci est interprété par des règles de la forme : Si-Alors.

- si S_i est **GN** Alors la sortie est **GN**
- si S_i est **MN** Alors la sortie est **MN**
- si S_i est **PN** Alors la sortie est **PN**
- si S_i est **ZE** Alors la sortie est **ZE**
- si S_i est **GP** Alors la sortie est **GP**
- si S_i est **MP** Alors la sortie est **MP**
- si S_i est **PP** Alors la sortie est **PP**

Avec : **GN** : Grand Négatif, **MN** : Moyen Négatif, **PN** : Petit Négatif, **ZE** : Egale Zéro, **GP** : Grand Positif, **MP** : Moyen Positif, **PP** : Petit Positif.

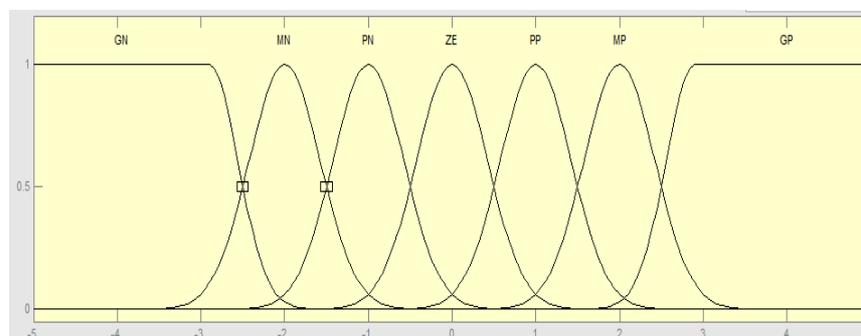


Figure V.13 : Fonctions d'appartenances de l'entrée normalisée de la fonction floue.

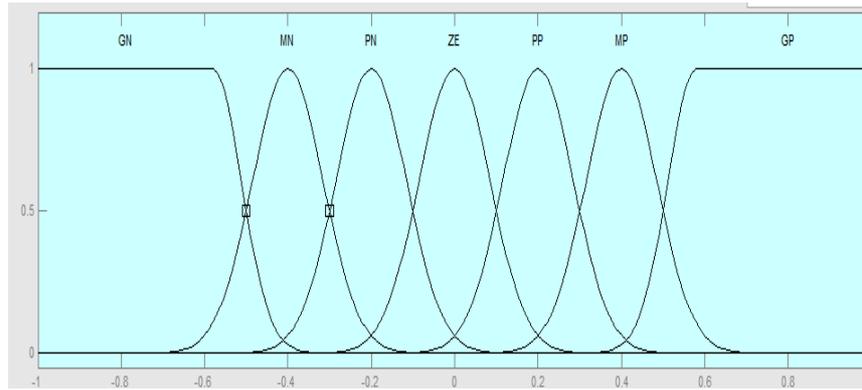


Figure V.14 : Fonctions d'appartenance de la sortie normalisée de la fonction floue.

Donc, les lois de commande hybride par mode glissant d'ordre 2 pour le contrôle des puissances active et réactive de la GADA sont données par :

$$V_{rq}^* = v_1 + v_2 = -\alpha_1(t) \cdot |S_1|^\rho \cdot U^{fuzzy} - \int \beta_1(t) \cdot U^{fuzzy} dt \tag{V.40}$$

$$V_{rd}^* = w_1 + w_2 = -\alpha_2(t) \cdot |S_2|^\rho \cdot U^{fuzzy} - \int \beta_2(t) \cdot U^{fuzzy} dt \tag{V.41}$$

La figure V.15, présente le schéma bloc de contrôle des puissances statoriques active et réactive de la GADA par la commande hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2).

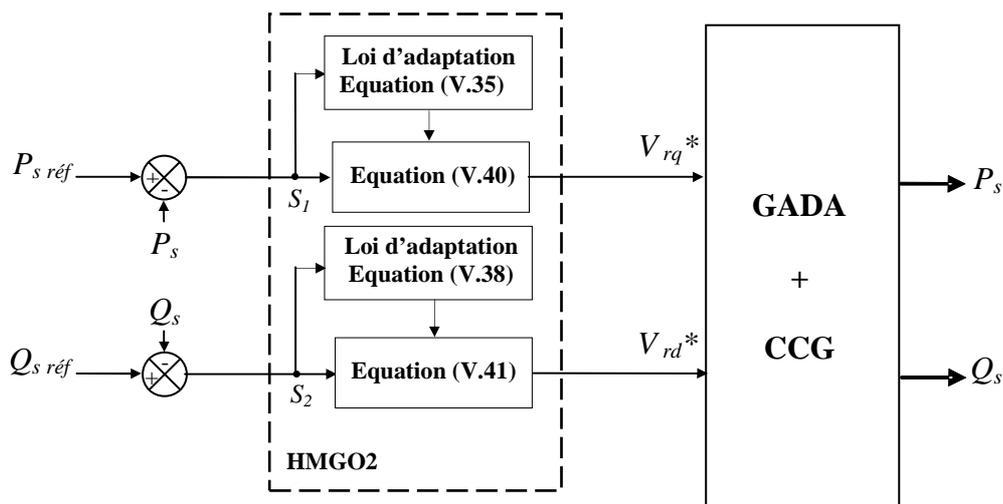


Figure V.15 : Schéma bloc de la commande HMGO2 de la GADA.

V.8. Résultats de simulation et discussions

Dans cette section nous allons présenter les résultats de simulation par le logiciel Matlab/Simulink de la commande hybride par mode glissant d'ordre 2 de la GADA. Une comparaison de cette dernière avec la commande par mode glissant d'ordre 2, celle d'ordre 1 et la CVI par PI classique est élaborée dans cette section, pour cela, trois catégories de tests ont été effectués, à savoir : test de l'effet du phénomène de chattering, test de suivie de consigne et sensibilité aux perturbations, robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Les paramètres de la machine utilisée dans la simulation sont similaires à ceux utilisées dans les chapitres précédents.

V.8.1. Test de l'effet du phénomène de chattering

Le premier essai consiste à réaliser des échelons de puissance active et réactive alors que la GADA est entraînée à vitesse nominale fixe (150 rad/s).

L'objectif principal de ce test est la comparaison du comportement des trois types de contrôleurs (mode glissant (MG), mode glissant d'ordre 2 (MGO2) et contrôleur hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2)) vis-à-vis l'effet du phénomène de chattering sur la qualité des puissances active et réactive fournit au réseau par la GADA.

La figure V.16 représente les résultats de simulation obtenus relatifs à ce premier test.

D'après ces résultats de simulation, on peut remarquer pour les trois types de commandes simulées (mode glissant (MG), mode glissant d'ordre 2 (MGO2) et commande hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2)) que les consignes de puissances sont bien suivies par la génératrice aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive. Cependant on observe que l'effet du phénomène de chattering est plus important pour la commande par mode glissant (MG), d'autre part, nous constatons que cet effet est minimisé dans le cas de la commande hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2).

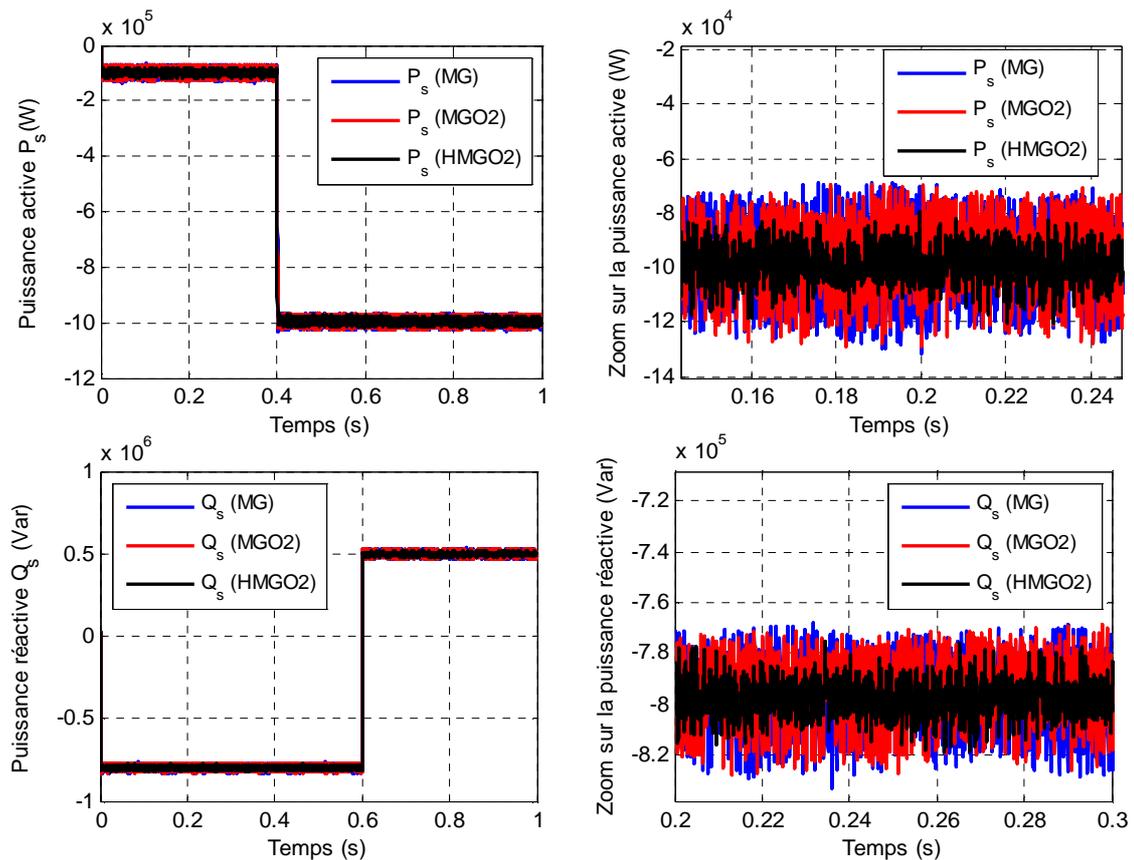


Figure V.16 : Effet du phénomène de chattering sur la qualité des puissances active et réactive fournies au réseau par la GADA.

V.8.2. Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations

Cet essai nous permet de vérifier dans quelle mesure les puissances statoriques mesurées restent à leurs valeurs de consigne lorsque la vitesse de rotation de la machine varie brusquement. Pour cela et à l'instant $t = 0.4\text{s}$ la vitesse mécanique de la GADA a été variée brusquement de sa valeur 120 rad/s à une valeur égale à 100 rad/s . Les résultats de simulation obtenus sont exposés dans la figure (V.17).

Les résultats de simulation présentés dans la figure (V.17), montrent que pour les deux types de commandes simulées : commande vectorielle indirecte (CVI) par PI classique et celle de la commande hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2), que les consignes de puissances sont bien suivies par la génératrice aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive. Cependant on remarque que l'effet du couplage entre les deux axes de commande (d et q) est clair sur les courbes obtenues de la commande vectorielle indirecte par PI classique. Cet effet est considérablement réduit dans le cas de la commande hybride par mode glissant d'ordre 2. D'un autre côté, nous constatons que la variation de la vitesse mécanique de la GADA n'a engendré aucun effet sur les deux types de commande.

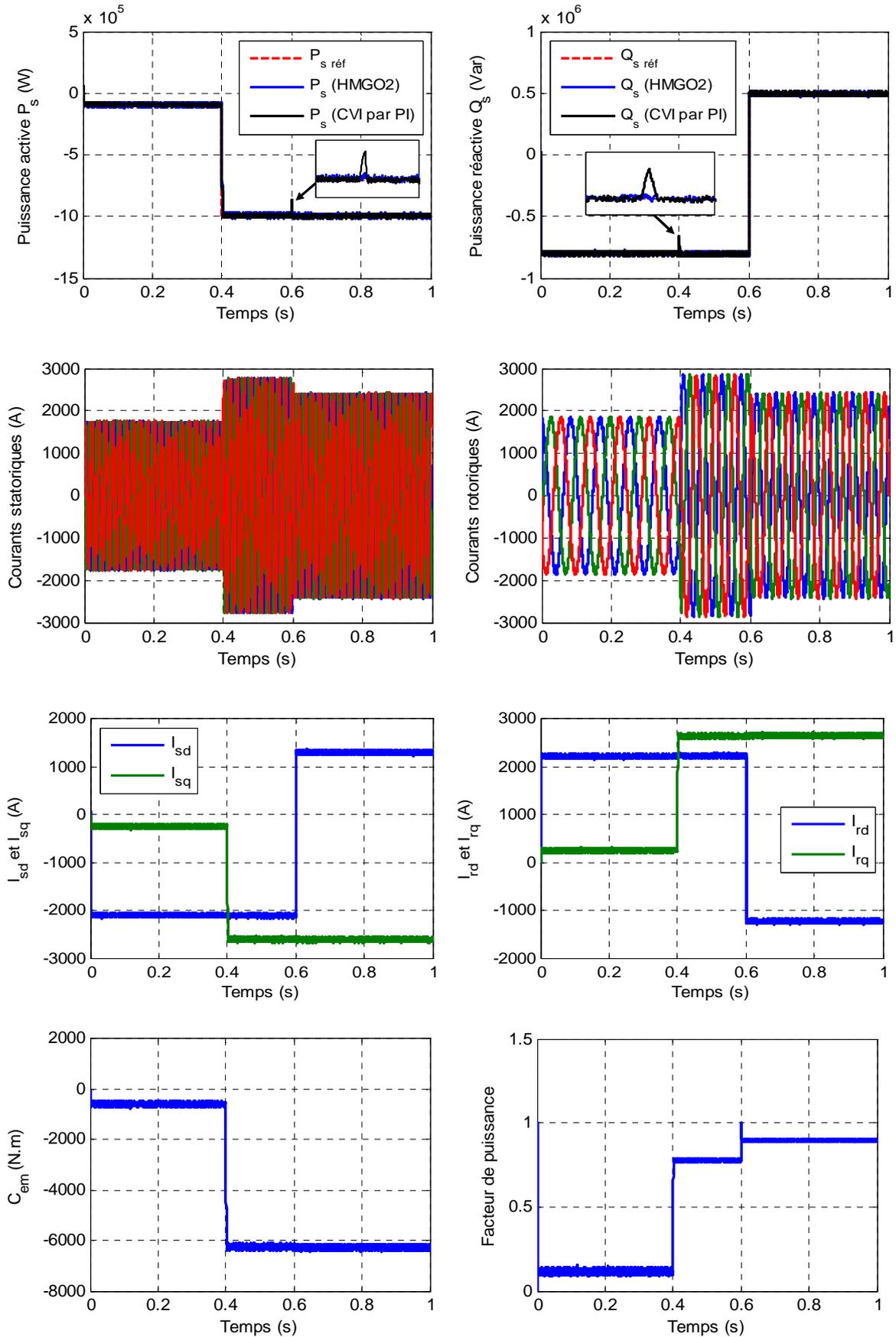


Figure V.17 : Commande hybride par mode glissant d'ordre 2 de la GADA (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

V.8.3. Test de Robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande hybride par mode glissant d'ordre 2 de la GADA, nous avons également étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances de la régulation. Les paramètres du modèle de la GADA ont été variés de la même façon que dans le chapitre précédent (la résistance R_r est multipliée par 2 et les inductances L_s , L_r et L_m sont divisées par 2, La vitesse mécanique de la GADA est supposée variable et égale à sa valeur nominale 150 rad/s (vitesse hyposynchrone) entre les instants [0 0.4s] et égale 200 rad/s (vitesse hypersynchrone) entre les instants [0.4 1s]). Une comparaison avec les deux autres types de commandes (CVI et MG) est aussi effectuée dans ce test. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur les figures (V.18) et (V.19).

Les résultats de simulations illustrées dans la figure (V.18), montrent que pour les deux méthodes de commande (commande vectorielle indirecte (CVI) par PI classique et commande hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2)) que les consignes de puissances sont toujours suivies par la GADA, aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive. D'autre part, ces résultats confirment que les variations paramétriques ont engendré l'effet du couplage entre les deux axes de commande (d et q), observé sur les courbes des puissances obtenues de la commande vectorielle indirecte par PI classique. Cet effet est réduit dans le cas de la commande hybride par mode glissant d'ordre 2.

Cependant nous constatons que les variations paramétriques ont engendré une légère augmentation de l'erreur statique sur les courbes de puissances (surtout celle de la puissance active) obtenues par les deux méthodes à savoir : la CVI par PI classique et commande par MG. Cette erreur statique est minimisée par la commande HMGO2 (voir figure (V.19)). Enfin, ces résultats nous permettent de conclure que le contrôleur adopté (HMGO2) est le plus efficace vis-à-vis de la réduction du phénomène de chattering par rapport aux autres contrôleurs.

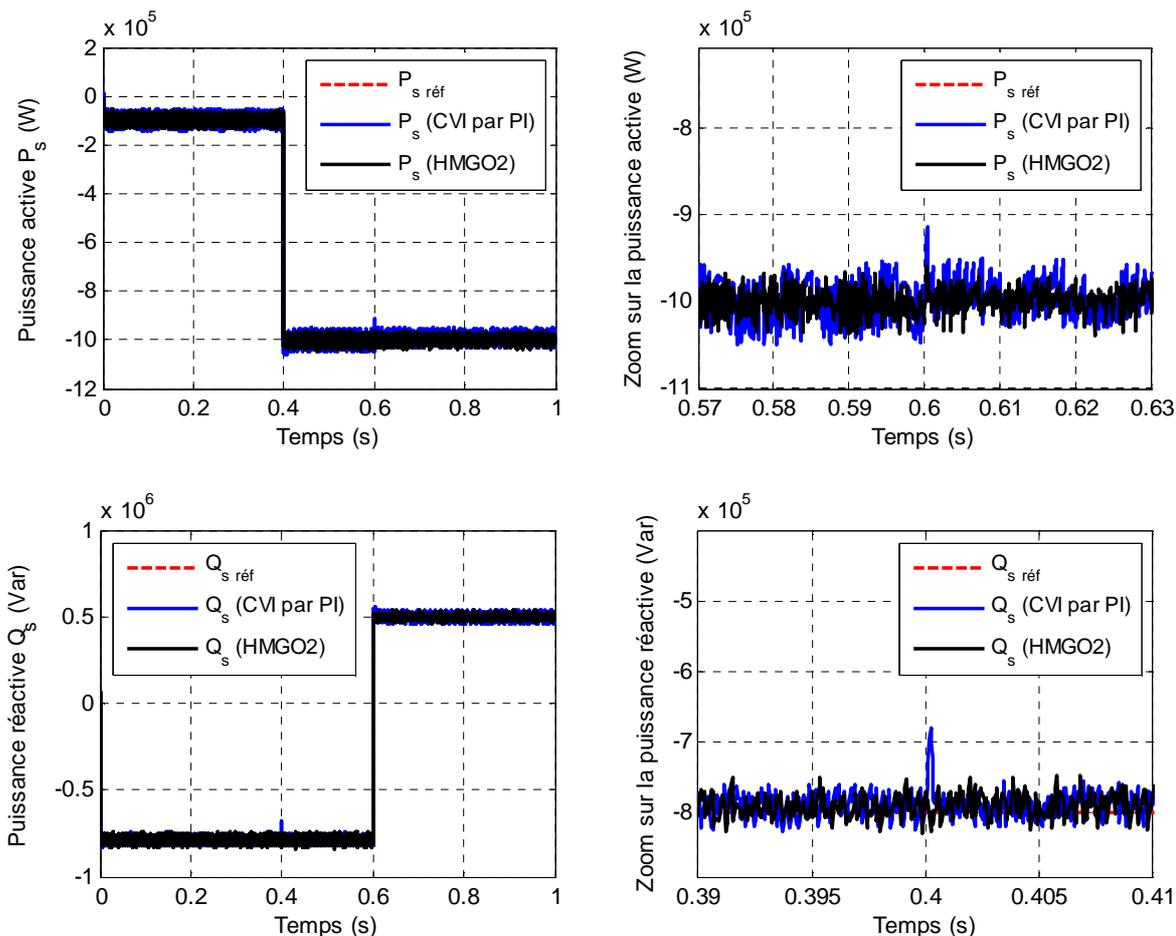


Figure V.18 : Effet des variations paramétriques de la GADA sur les performances de la commande HMGO2 et CVI par PI classique.

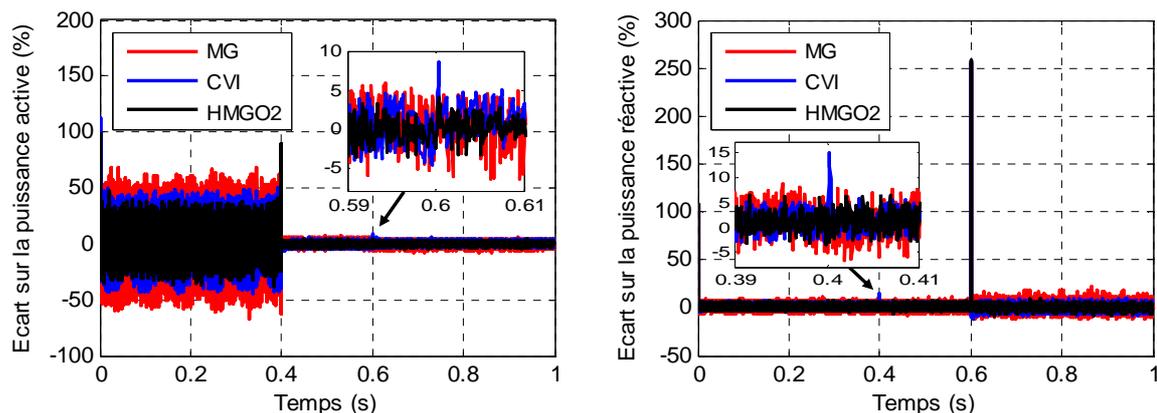


Figure V.19 : Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive entre la commande HMGO2, par MG et CVI de la GADA (test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques).

V.9. Stratégie de commande de la cascade CCG - bus continu - CCR

Dans le troisième et le quatrième chapitre, notre étude a été basée sur l'alimentation parfaitement constante du convertisseur coté génératrice (CCG), et donc l'influence du rotor sur le réseau n'était pas traitée.

Dans cette section, nous allons étudier l'alimentation continue de l'onduleur de tension. Ceci comprendra son maintien à la valeur de consigne et la diminution des harmoniques injectées au réseau par l'utilisation d'un redresseur commandé par hystérésis.

Dans le cas où la GADA fonctionne en hypo-synchrone, l'ensemble composé du redresseur (CCR), bus continu et de l'onduleur (CCG) formera la cascade qui sera la liaison entre le rotor et le réseau. Il est à noter que le redresseur ne peut être connecté directement au réseau car la tension de ce dernier ne permet pas d'atteindre la tension de fonctionnement du bus continu. Pour cette raison un transformateur sera utilisé. De plus un filtre fera la liaison entre le redresseur et le transformateur pour éliminer les harmoniques de rang supérieur et ainsi diminuer les pertes fer dans la GADA et le transformateur.

Le système de conversion complet en appliquant la stratégie de commande MPPT floue étudiée dans le deuxième chapitre avec la commande hybride par mode glissant d'ordre 2 du convertisseur coté génératrice est représenté dans la figure V.20. Les signaux de commande du convertisseur coté réseau seront déterminés en faisant la régulation de la tension du bus continu.

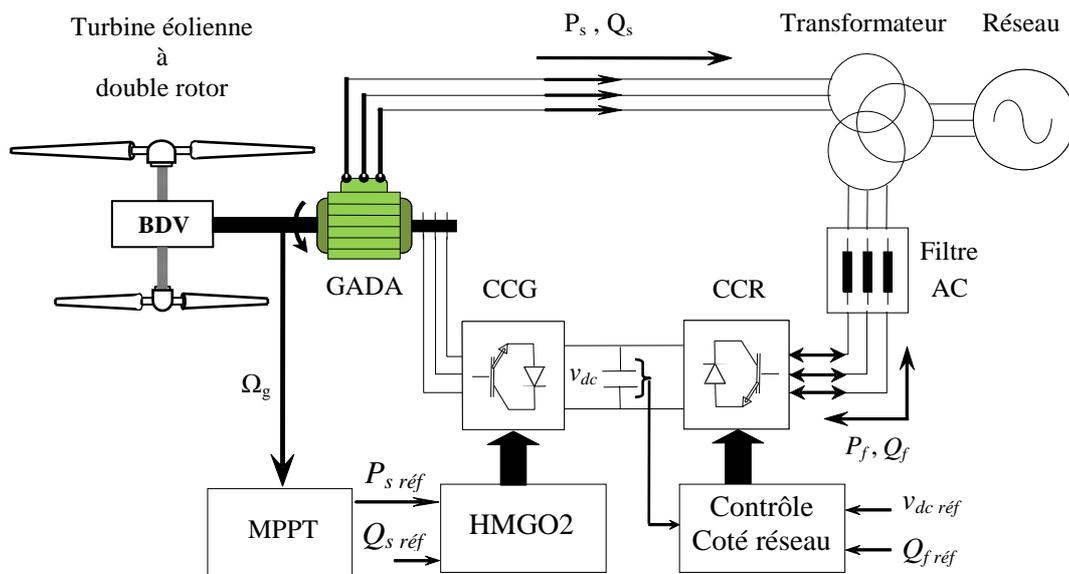


Figure V.20 : Schéma de commande de la cascade basée sur une GADA d'un SEDR.

V.9.1. Régulation de la tension de bus continu

La figure V.21 présente le schéma fonctionnel de la commande du convertisseur côté réseau qui fonctionne comme un redresseur lorsque la GADA fonctionne en hypo-synchrone. Son rôle est de fournir une tension continue à partir une tension alternative du réseau. Dans ce travail, nous appliquons la stratégie de commande par hystérésis pour le contrôle des courants injectés par ce convertisseur au réseau.

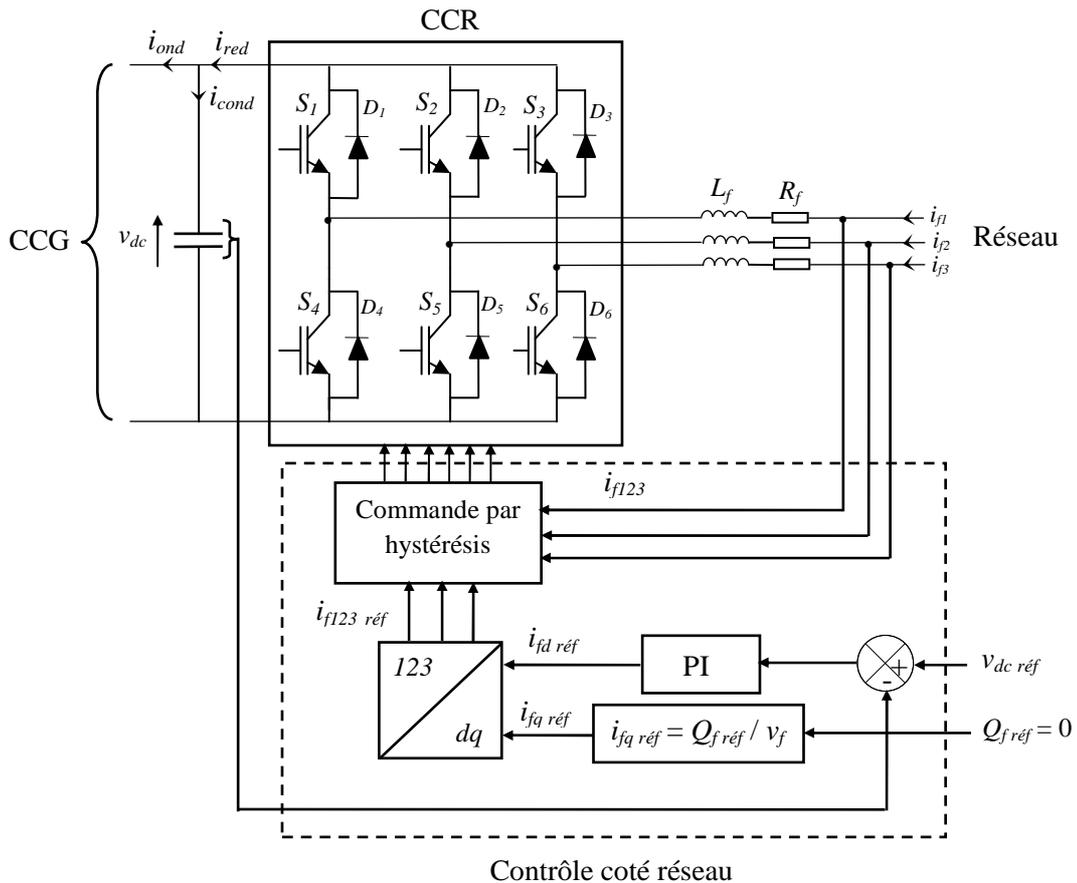


Figure V.21 : Schéma fonctionnel de la commande du convertisseur côté réseau.

La stratégie de commande par hystérésis d'un redresseur triphasé est une méthode qui est basée sur le réglage des courants d'entrées et la tension de sortie de bus continu. Le courant de référence appliqué à l'entrée du comparateur à hystérésis provient d'un régulateur PI qui assure le réglage de tension de sortie v_{dc} .

La comparaison des courants d'entrées avec les courants de références permet d'imposer une valeur comprise dans une bande à hystérésis $\pm \Delta i$. Les moments de commutation des interrupteurs du redresseur sont déterminés d'après les cas suivants [KAL05] :

- Si : $i_{f,x \text{ réf}} - i_{f,x} > \Delta i$ alors l'interrupteur S_x est ouvert et S_{x+3} est fermé ($x=1, 2, 3$).
- Si : $i_{f,x \text{ réf}} - i_{f,x} < -\Delta i$ alors l'interrupteur S_x est fermé et S_{x+3} est ouvert ($x=1, 2, 3$).

La figure V.22 illustre le principe de contrôle par hystérésis à bande fixe à deux niveaux d'un redresseur (CCR).

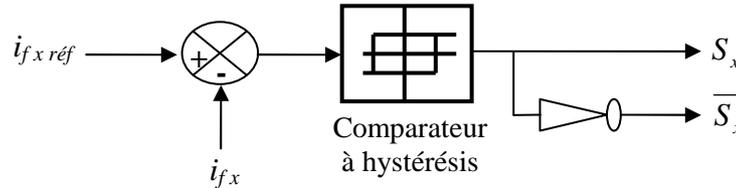


Figure V.22 : Principe de contrôle du courant par hystérésis.

La stratégie de commande vectorielle avec orientation de la tension du réseau (en anglais : *Voltage Oriented Control VOC*) est utilisée dans ce travail. Cette méthode permet de découpler les expressions des puissances active et réactive échangées entre le redresseur et le réseau électrique. Ces puissances sont définies par [ORL14] :

$$\begin{cases} P_f = v_{fd} i_{fd} + v_{fq} i_{fq} \\ Q_f = v_{fd} i_{fq} - v_{fq} i_{fd} \end{cases} \quad (\text{V.42})$$

En considérant que la tension d'entrée du redresseur v_f soit alignée suivant l'axe d ($v_{fd} = v_f$) et ($v_{fq} = 0$), les relations des puissances active et réactive deviennent [ORL14] :

$$\begin{cases} P_f = v_f i_{fd} \\ Q_f = v_f i_{fq} \end{cases} \quad (\text{V.43})$$

D'après la relation (V.43) de la puissance réactive, Pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté réseau, la référence de la composante du courant sur l'axe q est choisie égale à zéro ($i_{fq \text{ réf}} = 0$). D'autre part, la référence de la composante du courant sur l'axe d dépend de la différence entre la tension de référence ($v_{dc \text{ réf}}$) et celle réelle de l'étage continu à la sortie du redresseur. Un régulateur de type PI ayant pour entrée l'erreur de tension de l'étage continu par rapport à sa référence peut répondre à cette exigence.

V.9.2. Simulation du system de conversion complet

Afin d'analyser le comportement en régime dynamique du système de conversion complet (Turbine éolienne double rotor+GADA+Régulation du bus continu), des résultats

de simulations ont été obtenues en utilisant la stratégie MPPT basé sur un régulateur par logique floue pour le control de la turbine éolienne double rotor, un contrôle hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2) appliqué au convertisseur coté rotor (CCG) de la GADA. Le convertisseur côté réseau (CCR) est contrôlé vectoriellement par un régulateur PI standard basé sur la stratégie de commande par hystérésis afin d'assurer le réglage de la tension du bus continu et assurer un facteur de puissance unitaire côté réseau.

La figure V.23 illustre les résultats de simulations du système global de conversion d'énergie éolienne double rotor étudié (figure V.20). La durée sur laquelle les mesures sont effectuées est 2s. On peut constater une bonne régularité des puissances. La puissance active débitée par le stator possède la même allure que la puissance mécanique de la turbine (sa référence) qui varie suivant la variation du vent grâce à la stratégie de commande MPPT floue pour permettre à l'éolien double rotor de fonctionner dans les conditions optimales.

La puissance réactive suit sa référence et qu'elle est pratiquement nulle pour garantir un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. Finalement, on peut dire que, ces deux grandeurs (puissances active et réactive) suivent bien leurs consignes avec de grandes performances dynamiques et statiques, ce qui montre l'efficacité de la configuration de la commande HMGO2 proposée.

Le couple électromagnétique de la GADA varie suivant celle de la puissance active qui est à son tour évolue en fonction de la vitesse du vent. Nous remarquons également que le courant du stator varie suivant la variation du vent car c'est l'image de la puissance.

La figure V.23 représente également l'évolution de la tension du bus continu avec son zoom, D'après cette figure nous pouvons remarquer que :

- La tension du bus continu v_{dc} est parfaitement régulée et atteint sa référence qui est 1200V à un temps de réponse plus petit, sans dépassement et une erreur statique pratiquement nulle.
- La forme de la tension du bus continu est plus douce, qui présente une bonne performance lors des variations de la vitesse du vent.

Nous pouvons ajouter que, pendant tout l'intervalle de la variation du profil du vent, la tension du bus continue reste stable et par conséquent un transit continu de puissance est assuré entre le rotor du GADA et le CCR.

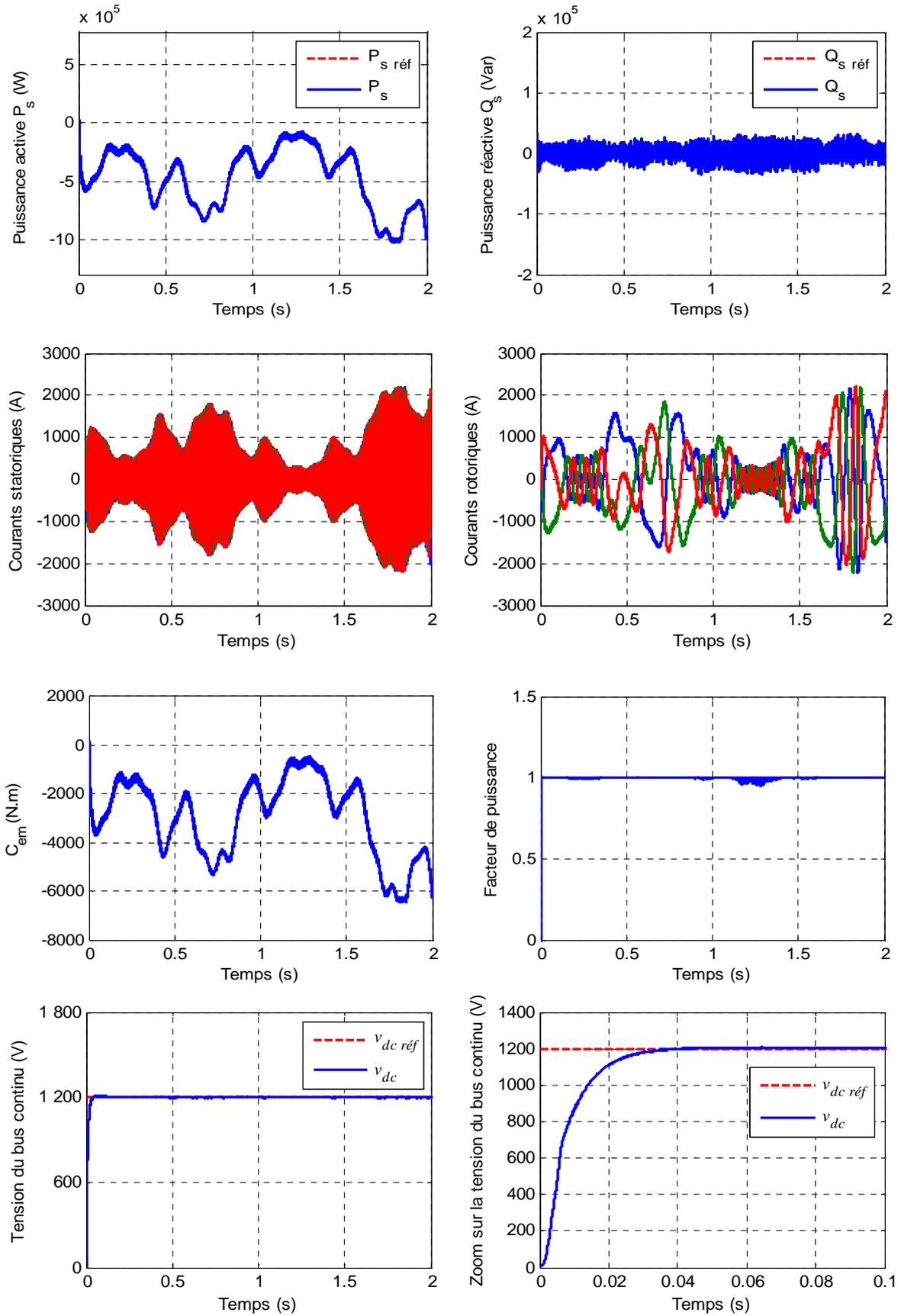


Figure V.23 : Commande HMG02 appliquée au système de conversion complet avec le contrôle du convertisseur côté réseau.

V.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté tout d'abord le phénomène de chattering, qui est un inconvénient major de la commande par mode glissant classique. Ensuite, nous avons abordé les différentes solutions qui permettent de réduire ce phénomène, la commande par mode glissant d'ordre supérieur et en particulier d'ordre 2 a été retenue dans ce travail. Celle-ci est connue par sa robustesse et sa convergence en temps fini vis-à-vis des perturbations et des variations paramétriques.

Dans la suite de ce chapitre, Les algorithmes basés sur des lois de commande par mode glissant d'ordre 2 les plus utilisés dans la littérature ont été présentés, notamment l'algorithme sous-optimal, l'algorithme du Twisting et l'algorithme du Super Twisting. Cette dernière est appliquée dans ce travail. Un différentiateur robuste exact est présenté, celui-ci est utilisé dans le but de calculer la dérivée de la variable de glissement pour certains algorithmes.

Pour l'amélioration des performances du système éolien à double rotor étudié à savoir la réduction du phénomène de chattering, notre proposition a été la combinaison entre la logique floue, la commande adaptative et le contrôle par mode glissant d'ordre 2, nous appelons le contrôleur résultant de cette combinaison : contrôleur hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2). Le but de ce régulateur est d'assurer un contrôle robuste de l'échange des puissances active et réactive entre le stator de la GADA et le réseau en modifiant l'amplitude et la fréquence des tensions rotoriques. Les résultats de simulation présentée à la fin de ce chapitre sont montrés l'efficacité de la commande HMGO2.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans le cadre de l'exploitation des énergies renouvelables et en particulier les systèmes de conversion d'énergies éoliennes pour la production de l'électricité.

Au début de ce travail, trois objectifs principaux ont été soulignés : le premier porte sur l'amélioration de la puissance mécanique extraite en utilisant une nouvelle génération des systèmes de conversion de l'énergie éolienne dite éolienne à double rotor à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation pilotée par deux convertisseurs statiques à MLI. Le second objectif concerne l'application de la technique MPPT afin de maximiser la puissance extraite du vent.

Le troisième objectif concernait l'amélioration de la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique par la GADA. Pour cela, différentes techniques de commande en puissance sont proposées et comparées en termes de suivi de consignes, sensibilité aux perturbations et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

Pour atteindre ces objectifs, les concepts fondamentaux de la conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique ont été rappelés dans le premier chapitre. Ensuite, nous avons présenté les différents types des aérogénérateurs et en particulier les éoliennes à double rotor dans l'objectif de détailler cette dernière dans cette thèse. Les différentes structures de conversion éolienne utilisant les machines électriques ont été présentées et analysées en termes d'avantages qu'elles procurent. La structure utilisant la machine asynchrone à double alimentation présente le meilleur avantage en termes de production de puissance élevée, en fonctionnement à vitesse variable du vent, tout en réduisant le dimensionnement des convertisseurs statiques.

Le deuxième chapitre a pour objectif d'effectuer la modélisation et la commande de la partie mécanique de l'éolienne conventionnelle à axe horizontale que nous avons nommé mono rotor. Les modèles analytiques des différents organes mécaniques constituant le système éolien mono rotor ont été établis en adoptant le schéma bloc. Cette modélisation se démarque principalement par l'approche différentielle qui a été faite de la partie mécanique qui fait appel aux calculs d'aérodynamique pour déterminer les relations liant la vitesse du vent, le couple et la vitesse de la turbine. Ensuite, nous avons étudié deux types de commande MPPT pour le système éolien mono rotor (avec et sans asservissement

de vitesse). La seconde partie du chapitre a été consacrée à la modélisation et la commande de la partie mécanique de l'éolienne à double rotor. Deux stratégies de commande MPPT avec asservissement de vitesse a été présentée (PI classique et par la logique floue). Dans la dernière partie de ce chapitre, des résultats de simulation ont été réalisées dont l'objectif était d'analyser les performances en terme de poursuite des deux systèmes de conversion d'énergies éoliennes étudiés (mono et double rotor).

Les résultats obtenues attestent que la puissance mécanique extraite du système éolien à double rotor a augmenté d'environ de 23% par rapport à celui du système éolien mono rotor. Ce résultat va présenter un avantage très important pour la production de l'énergie électrique. Ces résultats ont montré aussi que le contrôle MPPT par la logique floue présente des meilleures performances vis-à-vis de la rapidité en régime transitoire, une grande poursuite de consigne de la vitesse mécanique et présente un effet presque négligeable de la perturbation sur le ratio de vitesse.

Dans le troisième chapitre on a proposé deux techniques de commande vectorielle : directe et indirecte. Elle permet de découpler le modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation et de contrôler séparément l'échange des puissances active et réactive entre la GADA et le réseau. Après une synthèse du régulateur PI utilisé par cette stratégie de contrôle, nous avons établi une comparaison par simulation entre les deux méthodes de commande. Les résultats obtenus ont montrés que la méthode indirecte est relativement plus performante que la méthode directe. Cependant, le régulateur PI a été moins efficace en termes de sensibilité aux perturbations et la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

Dans le quatrième chapitre, nous avons développé une autre stratégie de contrôle dite mode glissant, ensuite nous avons amélioré les performances par l'ajustement automatique des gains du régulateur, ce régulateur a été nommé : mode glissant (MG) à gain adaptatif. Puis, nous avons abordé la commande de la GADA par cette technique, pour concevoir des régulateurs de puissances statoriques active et réactive, en synthétisant le réglage selon le modèle réduit non-linéaire obtenu par orientation du flux statorique par le biais des tensions d'alimentation. Les résultats de simulation montrent des améliorations remarquables de ce type de réglage (MG) par rapport aux régulateurs classique PI, en termes de rapidité, stabilité et plus robuste lors de la variation des paramètres de la GADA. Néanmoins, cette stratégie de commande (MG) possède un inconvénient majeur, ce qui est le phénomène de broutement "chattering" causé par la commande discontinu.

Pour résoudre le problème majeur de la stratégie de commande en puissances par mode glissant conventionnelle de la GADA qui est le phénomène de chattering, une nouvelle stratégie de commande hybride par mode glissant d'ordre 2 a été proposée dans le dernier chapitre. Cette technique est basée sur la combinaison entre la logique floue, la commande adaptative et le contrôle par mode glissant d'ordre 2, nous avons appelé le contrôleur résultant de cette combinaison : contrôleur hybride par mode glissant d'ordre 2 (HMGO2). Les résultats de simulation obtenus ont confirmé que le dernier régulateur (HMGO2) apparaît plus efficace par rapport aux d'autres techniques de commande (MG, MGO2) à savoir : la minimisation du phénomène de chattering et par conséquent la limite du stress mécanique sur l'arbre de transmission et augmentation de la durée de vie des semi-conducteur des convertisseurs statiques. D'autre part, ces résultats ont montré aussi que la commande hybride par mode glissant d'ordre 2 est plus performante par rapport à la CVI par PI classique en termes de suivie de consignes, sensibilité aux perturbations et la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la GADA.

A la fin de cette thèse, on peut conclure que la technique de commande proposée (HMGO2) est considérée comme une solution très efficace pour le contrôle des puissances active et réactive de la GADA intégrée dans un système éolien à double rotor.

Face à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes sont envisageables :

- Implémentation pratique des systèmes de contrôle étudié ;
- Etablissement d'un modèle de la GADA en tenant en compte la saturation magnétique ;
- Utiliser d'autres techniques de l'intelligence artificielle comme le réseau de neurone pour la commande MPPT du système éolien à double rotor.

Bibliographie

- [**ABD07**] A. Abdelli, “Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive”, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Octobre 2007.
- [**ABD13**] S. Abdeddaim, A. Betka, “Optimal tracking and robust power control of the DFIG wind turbine”, *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 49, pp. 234-242, 2013.
- [**AKA04**] H. Akagi, “Active filters and energy storage systems for power conditioning in Japan”, *Proceeding of first international conference on power electronics systems and applications*, pp. 79-88, Nov. 2004.
- [**ARN10**] G. Arnaud, “Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service”, Thèse de Doctorat, Université de Nancy, France, 2010.
- [**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, Université de Nancy-I, France, 1999.
- [**BAR98**] G. Bartolini, A. Ferrara, A. Pisano, and E. Usai, “Adaptive reduction of the control effort in chattering-free sliding-mode control of uncertain nonlinear systems”, *Applied Mathematics and computer science*, Vol. 8, No. 1, pp. 51-71, 1998.
- [**BAR99**] G. Bartolini, A. Ferrara, A. Levant, E. Usai, “On second order sliding mode controllers”, *Lecture Notes in control and information sciences*, Vol. 247, pp. 329-350, 1999.
- [**BAR00**] G. Bartolini, A. Ferrara, E. Usai, V.I. Utkin, “On multi-Input chattering free second order sliding mode control”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 45, No. 9, pp. 1711-1717, 2000.
- [**BAR03**] G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta, and E. Usai, “A survey of applications of secondorder sliding mode control to mechanical systems”, *International Journal of Control*, Vol. 76, No. 9-10, pp. 875-892, 2003.
- [**BARR03**] Barros, J.-C, “Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone”, Thèse de doctorat, Université Marseille III, France, 2003.
- [**BAR04**] G. Bartolini, A. Pisano, E. Usai, “An improved second order sliding mode control scheme robust against the measurement noise”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 49, No. 10, pp. 1731-1736, 2004.
- [**BEL10**] B. Beltran, “Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur”, Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2010.
- [**BEL14**] K. Belgacem, “ Optimisation des performances des systèmes énergétiques dans la production d'énergie éolienne à vitesse variable”, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, Février 2014.
- [**BEN09**] S. Benelghali, “On multiphysics modeling and control of marine current turbine Systems”, Thèse de Doctorat, Université de Brest, 2009.
- [**BEN11**] S. Benelghali, M. E. H. Benbouzid, J. F. Charpentier, T. Ahmed-Ali, I. Munteanu, “Experimental validation of a marine current turbine simulator: Application to a

- PMSG-based system second-order sliding mode control”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 1, pp. 118-126, 2011.
- [**BOI07**] I. Boiko, L. Fridman, A. Pisano, and E. Usai, “Analysis of chattering in systems with second-order sliding modes”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 52, No. 11, pp. 2085-2102, 2007.
- [**BON85**] A.G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.E. Kostyleva, and V.I. Utkin, “Sliding modes in systems with asymptotic state observers”, Automation and remote control, Vol. 46, No. 6, pp. 679-684, 1985.
- [**BOU15**] Z. Boudjema, “Etude et commande d’un système de production d’électricité renouvelable locale (énergie éolienne et photovoltaïque)”, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, Février 2015.
- [**BOU16**] Z. Boudjema, R. Taleb, **A. Yahdou**, “A new DTC scheme using second order sliding mode and fuzzy logic of a DFIG for wind turbine system”, International Journal of Advanced Computer Science and Applications, Vol. 7, No. 8, pp. 49-56, 2016.
- [**BOU17**] Z. Boudjema, R. Taleb, Y. Djeriri, **A. Yahdou**, “A novel direct torque control using second order continuous sliding mode of a doubly fed induction generator for a wind energy conversion system”, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol. 25, No. 2, pp. 965-975, 2017.
- [**BOUN17**] E. Bounadja, “Commande d’une machine asynchrone à double alimentation en régime sature”, Thèse de Doctorat en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, Janvier 2017.
- [**BOY06**] A. Boyette, “Contrôle-commande d’un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, France, Décembre 2006.
- [**BRE10**] V. Bregeault, “Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants”, Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, France, 2010.
- [**BUR86**] J.A. Burton and Alan S.I. Zinober, “Continuous approximation of variable structure control”, International Journal of systems science, Vol. 17, No. 6, pp. 875-885, 1986.
- [**BÜH94**] H. Bühler, “Réglage par Logique Floue”, Collection électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [**CAM03**] H. Camblong, “Minimisation de l’Impact des Perturbations d’Origine Eolienne dans la Génération d’Electricité par des Aérogénérateurs à Vitesse Variable”, Thèse de Doctorat, ENSAM, Bordeaux, France, Décembre 2003.
- [**CHA96**] C. C. Chan, H. Q. Wang, “New scheme of sliding mode control for high performance induction motor drives”, IEE Proc. on Electric Power Applications, Vol. 143, No. 3, pp. 177- 185, May 1996.
- [**CHE06**] E. Chekhet, I. Shapoval, V. Mikhalsky and V. Sobolev, “Control of the stand-alone doubly fed induction generator supplied by the matrix converter”, Proc. of the International Workshop on Renewable Energy Based Units and Systems REBUS'06, pp.35-40, St. Petersburg, Russia, June 2006.
- [**CHEN06**] Z. Chen and F. Blaabjerg, “Wind Energy - The World’s Fastest Growing Energy Source”, IEEE Power Electronics Society Newsletter, Vol. 18, No. 3, pp. 15-19, 2006.

- [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, Décembre 2007.
- [DEV83] O. De Vries, "On the theory of the horizontal axis wind turbine", *Ann. Rev. Fluid. Mech.*, Vol. 15, pp. 77-96, 1983.
- [DJE15] Y. Djeriri, "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2015.
- [DOM15] J. R. Domínguez, "Discrete-Time Modeling and Control of Induction Motors by Means of Variational Integrators and Sliding Modes—Part II: Control Design", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 10, pp. 6183-6193, 2015.
- [DOU13] S. Doudou, "Contribution à la commande moderne des systèmes non linéaires multivariables non affines", Thèse de Doctorat, Université de Sétif 1, Algérie, Avril 2013.
- [DRI05] S. Drid, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie & Expérimentation", Thèse de Doctorat en Electrotechnique, LSP-IE, Université de Batna, Algérie, Novembre 2005.
- [EDW98] C. Edwards, S. K. Spurgeon, "Sliding mode control - Theory and application", Taylor & Francis, 1998.
- [ELA04] S. El Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse de doctorat de l'école centrale de Lille, France, Décembre 2004.
- [EME67] S. V. Emelyanov, "Variable structure control systems", Moscow, Nauka, 1967.
- [EME86] S.V. Emelyanov, S.K. Korovin, and L.V. Levantovskii, "Higher-order sliding modes in binary control systems", In *Soviet Physics Doklady*, Vol. 31, pp. 291-293, 1986.
- [EMEL86] S. V. Emelyanov, S. K. Korovin, L. V. Levantovskiy, "A drift algorithm in control of uncertain processes", *Pob Control Info Theory*, Vol. 15, pp. 425-438, 1986.
- [EME93] S.V. Emelyanov, S.V. Korovin, A. Levant, "Higher Order Sliding Modes in Control System", *Differential Equations*, Vol. 29, No. 11, pp. 1627-1647, 1993.
- [FAR10] E. M. Farahani, N. Hosseinzadeh, M. M. Ektesabi, "Comparison of Dynamic Responses of Dual and Single Rotor Wind Turbines under Transient Conditions", *IEEE ICSET*, Kandy, Sri Lanka, 6-9 Décembre 2010.
- [FAR11] E.M. Farahani, N. Hosseinzadeh, M.M. Ektesabi, "SSR Risk Alleviation in Dual-rotor Wind Turbine by Employing Genetic Solutions", *IEEE, AUPEC*, Brisbane, Australia, 2011.
- [FAR12] E.M. Farahani, N. Hosseinzadeh, M. Ektesabi, "Comparison of fault-ride-through capability of dual and single-rotor wind turbines", *Renewable Energy*, Vol. 48, pp. 473-481, 2012.
- [FAU06] J. Faucher, "Les plans d'expériences pour Le Réglage de Commandes à Base de Logique Floue", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse : Spécialité Génie Electrique et Automatique, 26 Septembre 2006.
- [FIL60] A. F. Filippov, "Differential equations with a discontinuous right-hand side", *Matematicheski Sbornik*, Vol. 51, pp. 99-128, 1960.

- [FRI02] L. Fridman and A. Levant, "Higher order sliding modes", In Wilfrid Perruquetti and Jean-Pierre Barbot, Editors, Sliding mode control in engineering, Vol. 11, pp. 53-102. CRC Press, 2002.
- [GAI10] A. Gaillard, "Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service", Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy I, France, Avril 2010.
- [GAY96] A. Gayed, "Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France, 1996.
- [GDA15] S. Gdaim, A. Mtibaa, M. F. Mimouni, "Design and Experimental Implementation of DTC of an Induction Machine Based on Fuzzy Logic Control on FPGA", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 23, No. 3, pp. 644-655, 2015.
- [GHE11] T. Ghennam, "Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, Sept 2011.
- [HAM13] F. Hamidia, "Contribution à la modélisation et à la commande neuro-floue de machines électriques", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2013.
- [HAJ97] S. Hajri, "Commande dynamique par mode glissant Application à la robustification des systèmes complexes ", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille, France, 1997.
- [HAR87] F. Harashima, J. X. Xu, H. Hashimoto, "Tracking Control of Robot Manipulators Using Sliding Mode", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-2, No. 2, pp. 169-176, 1987.
- [HAR12] M. Harmouche, S. Laghrouche, and Y. Chitour, "Robust and adaptive higher order sliding mode controllers", In 2012 IEEE 51st Annual Conference on Decision and Control (CDC), pages 6436–6441, 2012.
- [HUA08] Y.J. Huang, T.C. Kuo, and S.H. Chang, "Adaptive sliding-mode control for nonlinear systems with uncertain parameters", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B : Cybernetics, Vol. 38, No. 2, pp. 534-539, 2008.
- [HOP00] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson, R.A. Lakin, "Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder", IEE Proc., Electric Power Applications, Vol.147, No.4, pp.241-250, July 2000.
- [HOP01] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, "Doubly-fed a.c machines: classification and comparison", European conf. Power Electronics and Applications, pp.1-17, Graz, 2001.
- [IBR00] Z. Ibrahim, and E. Levi, "A Comparative Analysis of Fuzzy Logic and PI Speed Control in High Performance AC Drives Using Experimental Approach", In Conf. Rec. IEEE-IAS, Annu. Meeting, Rome, Italy, October. 2000.
- [JUN05] S. N. Jung, T. No, K. Ryu, "Aerodynamic performance prediction of a 30KW counter-rotating wind turbine system", Renewable Energy, Vol. 30, pp. 631-644, 2005.
- [KAL05] M. Kale, E. Ozdemir, "An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter", Electric Power Systems Research, Vol. 73, No. 2, pp. 113-119, 2005.
- [KAS06] N.M. Kasbadji, "Evaluation du gisement énergétique éolien. Contribution à la détermination du profil vertical de la vitesse du vent en Algérie", Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, Algérie, 2006.

- [KHA03] F. Khatounian, et al., “Control of a doubly-fed induction generator for aircraft application”, Records of IEEE IECON 2003, Roanoke, USA, pp.2709-2714, 2003.
- [KHO06] S. Khojet El Khil, “Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA)”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2006.
- [KOU06] K. Kouzi, “Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine a induction sans transducteur rotatif ”, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, Mai 2006.
- [KUN12] C. Kunusch, P. Puleston, and M. Mayosky, “Sliding-Mode Control of PEM Fuel Cells”, Springer, 2012.
- [LAC97] V. Lacrose, “Réduction de la complexité des contrôleurs flous : Application à la commande multivariable”, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, 1997.
- [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, Université de Lille, France, Décembre 2004.
- [LEE07] H. Lee, and V.I. Utkin, “Chattering suppression methods in sliding mode control systems”, Annual Reviews in Control, Vol. 31, pp. 179-188, 2007.
- [LEE13] S. Lee, E. Son, S. Lee, “Velocity interference in the rear rotor of a counter-rotating wind turbine”, Renewable Energy, Vol. 54, pp. 235-240, 2013.
- [LAG04] S. Laghrouche, “Commande par modes glissants d’ordre supérieur : théorie et application”, Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes et l’Université de Nantes, France, 2004.
- [LEV93] A. Levant, “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control”, International Journal of Control, Vol. 58, No. 6, 1247-1263, 1993.
- [LEV04] A. Levant and L. Fridman, “Robustness issues of 2-sliding mode control”, In Variable Structure Systems: From Principles to Implementation, IEE, UK, pp. 129-153, 2004.
- [LEV07] A. Levant and L. Alelishvili, “Integral high-order sliding modes”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 52, No. 7, pp. 1278-1282, 2007.
- [LEW86] F.L. Lewis, “Optimal Control”, Wiley, New York, 1986.
- [LON12] F. G. Longatta, P. Wall, V. Terzija, “Wake effect in wind farm performance: steady-state and dynamic behavior”, Renewable Energy, Vol. 39, pp. 329-338, 2012.
- [MAN12] M. Manceur, “Commande robuste des systèmes non linéaires complexes”, Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, France, 2012.
- [MAT06] S. Mathew, “Wind Energy : Fundamentals, Resource Analysis and Economics”, Springer, Germany, 2006.
- [MAT13] I. Matraji, “Contribution à la commande non-linéaire robuste des systèmes d’alimentation en air des piles à combustible de type PEM”, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, France, Décembre 2013.
- [MIR05] A. Mirecki, “Etude comparative de chaînes de conversion d’énergie dédiées à une éolienne de petite puissance”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Avril 2005.

- [MOU14] A. Moualdia, “Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d’énergie éolienne”, Thèse de Doctorat En Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, Algérie, Juin 2014.
- [MOR08] J.A. Moreno and M. Osorio, “A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers”, In 47th IEEE Conference on Decision and Control, 2008.
- [MUL02] S. Muller, M. Deicke, R. W. De Doncker, “Doubly fed induction generator systems for wind turbines”, IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 8, No. 3, pp. 26-33, May–June 2002.
- [MUL03] B. Multon, “Production d’énergie électrique par sources renouvelables”, Techniques de L’Ingénieur, Référence D4005, Mai 2003.
- [MUL04] B. Multon, X. Roboam, B Dakyo, C. Nichita, O Gergaud, H. Ben Ahmed, “Aérogénérateurs électriques”, Techniques de l’Ingénieur, Traités de génie électrique, D3960, Novembre 2004.
- [NER99] A. S. Neris, N. A. Vovos and G. B. Giannakopoulos, “A variable speed wind energy conversion scheme for connection to weak AC systems”, IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 14, No. 1, pp. 122-127, March 1999.
- [NO09] No TS, Kim JE, Moon JH, Kim SJ, “Modelling, control, and simulation of dual rotor wind turbine generator system”, Renewable Energy, Vol. 34, pp. 2124-2132, 2009.
- [NOL06] F. Nollet, “Lois de commande par modes glissants du moteur pas à pas”, Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, Décembre 2006.
- [NOR09] N. Noroozi, M. Roopaei and M. Z. Jahromi, “Adaptive fuzzy sliding mode control scheme for uncertain systems”, Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, Vol. 14, No. 11, pp. 3978-3992, 2009.
- [ORL14] T. Orłowska-Kowalska, F. Blaabjerg, J. Rodríguez, “Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives”, Springer, Cham Heidelberg, New York Dordrecht London, ISBN 978-3-319-03401-0 (eBook), 2014.
- [PEN10] L. Peng, “Reconfiguration du dispositif de commande d’une éolienne en cas de creux de tension”, Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lille, France, Juin 2010.
- [PER14] Extrait du portail Algérien des Energie Renouvelables, Centre de développement des énergies renouvelables CDER, <http://portail.cder.dz/spip.php?article4321>.
- [PLE10] F. Plestan, Shtessel, V. Brégeault, A. Poznyak, “New methodologies for adaptive sliding mode control”, International Journal of Control, Vol. 83, pp. 1907-1919, 2010.
- [PLE13] F. Plestan, Y. Shtessel, V. Brégeault, and A. Poznyak, “Sliding mode control with gain adaptation-Application to an electropneumatic actuator”, Control Engineering Practice, Vol. 21, No. 5, pp. 679-688, 2013.
- [POI03] F. Poitiers, “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l’utilisation de l’énergie éolienne”, Thèse de doctorat, Ecole polytechnique de l’Université de Nantes, France, Décembre 2003.
- [RAB03] E. H. Rabaa, “Génération automatique et optimisation de systèmes à inférence floue”, Thèse Doctorat de l’Université Paris IIX Val de Marne, France, 2003.
- [RAI02] B. Raison et al., “L’énergie électrique éolienne, Partie I: Présentation générale et approche probabilistique”, Revue Internationale de Génie Electrique, Vol. 5/3-4, pp. 405-484, 2002.

- [RAP10] M. Rapin, J.M. Noël, “Energie Eolienne, principe - Etude de cas”, Dunod, ISBN : 978-2-10-050801-3, 2010.
- [RUD07] S. Rudaz, “Double rotor wind turbine control and optimization”, Master Project, Ecole polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse, Février 2007.
- [SAG15] A. Saghafinia, H. W. Ping, M. N. Uddin, K. S. Gaeid, “Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control Into Chattering-Free IM Drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 1, pp. 692-701, 2015.
- [SAL07] G. Salloum, “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Mars 2007.
- [SHI99] C. Shin, “The multi-unit rotor blade system integrated wind turbine”, US Patent No. 5876181, Mar. 1999.
- [SHT12] Y. Shtessel, M. Taleb, and F. Plestan, “A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller : methodology and application”, Automatica, Vol. 48, No. 5, pp. 759-769, 2012.
- [SLO84] J. J. E. Slotine, “Sliding controller design for nonlinear systems”, International Journal of Control, Vol. 40, No. 2, pp. 421-434, 1984.
- [SLO87] J. J. E. Slotine, J. K. Hedrick, and E. A. Misawa, “On sliding observer for nonlinear systems”, J. Dyn. Syst. Meas. Control, Vol. 109, No. 3, pp. 245-252, Sep. 1987.
- [SLO87] J. J. E. Slotine, “Applied nonlinear control”, Prentice Hall, New Jersey, 1991.
- [TAL13] M. Taleb, A. Levant, and F. Plestan, “Pneumatic actuator control : Solution based on adaptive twisting and experimentation”, Control Engineering Practice, Vol. 21, No. 5, pp. 727-736, 2013.
- [TAP03] A. Tapia, G. Tapia, X. Ostolaza, J. R. Saenz, “Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.18, No. 2, pp.194-204, June 2003.
- [TRA10] D.H. Tran, “Conception Optimale Intégrée d’une chaîne éolienne passive : Analyse de robustesse, validation expérimentale”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Septembre 2010.
- [UTK77] V. I. Utkin, “Variable structure systems with sliding modes”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, No. 2, p. 212-222, 1977.
- [UTK92] V. I. Utkin, “Sliding mode in control and optimization”, Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [UTK93] V. I. Utkin, “Sliding mode control design principles and Application to electric drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 01, pp. 23–36, 1993.
- [UTK99] V. I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, “Sliding mode control in electro-mechanical systems”, London: Taylor & Francis, 1999.
- [USA03] J. Usaola, P. Ledesma, J. M. Rodriguez, J. L. Fernandez, D. Beato, R. Iturbe, J. R. Wihelmi, “Transient stability studies in grids with great windpower penetration. Modelling issues and operation requirements”, Proc. IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, Dallas, USA, September 7-12, 2003.
- [VID04] P. E. Vidal, “Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation”, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.

[YAH13] **A. Yahdou**, B. Hemici, Z. Boudjema, M. Moumna, “Commande robuste d’un système éolien double axe à base d’une génératrice asynchrone à double alimentation”, 2th International Conference on Electronics, Electrical and Automatic, ENP d’Oran, 26-27 Novembre, 2013.

[YAH15a] **A. Yahdou**, B. Hemici, Z. Boudjema, “Sliding mode control of dual rotor wind turbine system”, The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 11, No. 2, pp. 412-419, Avril 2015.

[YAH15b] **A. Yahdou**, B. Hemici, Z. Boudjema, D. A. Belhadj and R. Taleb, “Performance d’un système éolien à double rotor à base d’une génératrice asynchrone à double alimentation”, 2^{ème} Conférence Internationale sur l’Electrotechnique, l’Electronique, l’Automatique et la Maintenance, ENP d’Oran, 24-25 Novembre 2015.

[YAH16] **A. Yahdou**, B. Hemici, Z. Boudjema, “Second order sliding mode control of a dual-rotor wind turbine system by employing a matrix converter”, Journal of Electrical Engineering, JEE, Article 16.3.12, Vol. 16, No. 3, pp. 89-99, 2016.

ANNEXES

Annexe A : Paramètres du système de conversion d'énergie éolienne

A.1. Paramètres de la turbine éolienne mono rotor

Paramètre	Symbole	Valeur
Nombres des pales		3
Rayon de l'éolienne	R	25.5 m
Gain du multiplicateur de vitesse	G	53
Moment d'inertie de la turbine	J_t	1000 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	f_v	0.0024 N.m.s ⁻¹

Tableau A.1 : Paramètres de la turbine éolienne mono rotor.

A.2. Paramètres de la turbine éolienne double rotor de 1 MW

Paramètre	Symbole	Valeur
Nombres des pales de la turbine principale		3
Nombres des pales de la turbine secondaire		3
Rayon du rotor principal	R_2	25.5 m
Rayon du rotor secondaire	R_1	13.2 m
Rayon moyen du pignon d'engrenage de l'arbre principal	r_1	1 m
Rayon moyen du pignon d'engrenage de l'arbre secondaire	r_2	0.5 m
Rayon du pignon d'engrenage de l'arbre de la génératrice	r_g	0.75 m
Moment d'inertie de la turbine principale	J_2	1000 Kg.m ²
Moment d'inertie de la turbine secondaire	J_1	500 Kg.m ²

Tableau A.2 : Paramètres de la turbine éolienne double rotor [FAR10].

A.3. Paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension nominale statorique	V_s	398/690 V
Fréquence nominale statorique	f	50 Hz
Tension nominale rotorique	V_r	225/389 V
Résistance statorique	R_s	0.012 Ω
Résistance rotorique	R_r	0.021 Ω
Inductance statorique	L_s	0.0137 H
Inductance rotorique	L_r	0.0136 H
Inductance mutuelle	L_m	0.0135 H
Tension du bus continu	v_{dc}	1200 V
Moment d'inertie de la génératrice	J_g	1000 Kg.m ²
Nombre de paires de pôles	p	2

Tableau A.3 : Paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation [ELA04].

Annexe B : Loi de Betz [POI03]

Considérons le système éolien à axe horizontal représenté sur la figure (B.1) sur lequel on a représenté la vitesse du vent V_1 en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval.

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne V_1 et la vitesse du vent après passage à travers le rotor V_2 soit $\frac{V_1 + V_2}{2}$ la masse d'air en mouvement de densité ρ traversant la surface S des pales en une seconde est :

$$m = \frac{\rho \cdot S \cdot (V_1 + V_2)}{2} \quad (\text{B.1})$$

La puissance P_{aer} alors extraite s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent (seconde loi de Newton) :

$$P_{aer} = \frac{m \cdot (V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad (\text{B.2})$$

Soit en remplaçant m par son expression dans (B.1) :

$$P_{aer} = \frac{\rho \cdot S \cdot (V_1 + V_2) \cdot (V_1^2 - V_2^2)}{4} \quad (\text{B.3})$$

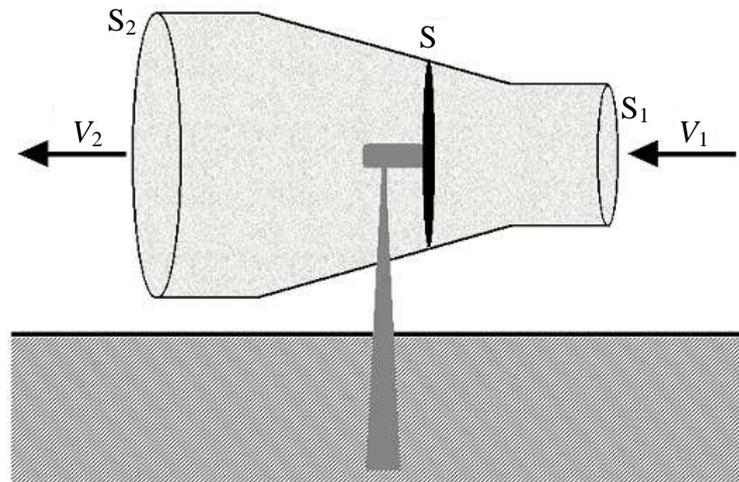


Figure B.1 : Tube de courant autour d'une éolienne.

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_1 , la puissance P_v correspondante serait alors :

$$P_v = \frac{\rho \cdot S \cdot V_1^3}{2} \quad (\text{B.4})$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est alors :

$$\frac{P_{aer}}{P_v} = \frac{\left(1 + \left(\frac{V_1}{V_2}\right)\right) \cdot \left(1 - \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2\right)}{2} \quad (\text{B.5})$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation ci-dessus (figure (B.1)), on s'aperçoit que le ratio P_{aer}/P_v appelé aussi coefficient de puissance C_p présente un maxima de $16/27$ soit $0,59$. C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative λ représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent.

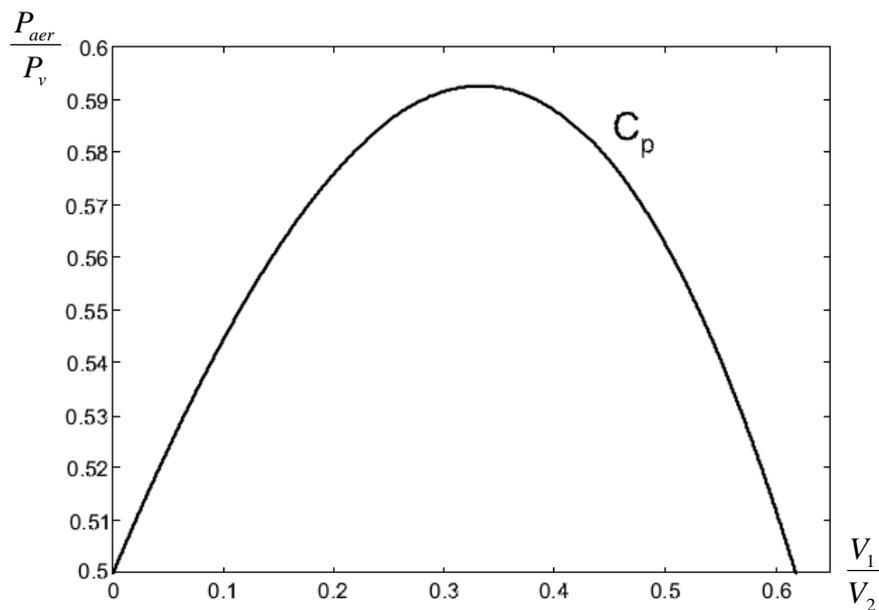


Figure B.2 : Coefficient de puissance.

Annexe C : La logique floue

C.1. Principe et définition

La logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains [FAU06], [KOU06].

La raison de cet intérêt est justifiée par la forte limitation des techniques de la méthode traditionnelle qui nécessitent une parfaite modélisation et identification du processus à régler [IBR00]. Cependant, les systèmes industriels étant de plus en plus complexes, il est souvent difficile, voire impossible d'en avoir un modèle mathématique rigoureux permettant de mettre en œuvre une commande suffisamment robuste. Une solution pour résoudre ce problème est d'utiliser l'approche floue qui exploite des descriptions linguistiques des caractéristiques dynamiques du système fournies par l'expertise humaine pour générer une loi de commande.

La logique floue permet la formalisation des imprécisions dues à une connaissance globale d'un système très complexe et l'expression du comportement d'un système par des mots. Elle permet donc la standardisation de la description d'un système et du traitement de données aussi bien numériques qu'exprimées symboliquement par des qualifications linguistiques. On conçoit l'intérêt de cette approche dans la régulation ou l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations sont souvent imprécises, incertaines, voire seulement quantitatives.

C'est seulement aux années quatre-vingt que la commande par la logique floue a été introduite au niveau des systèmes de réglage et de commande et en particulier au Japon. Elle a été appliquée dans les processus industriels pour résoudre des problèmes de régulation aussi divers, liés aux machines outils et à la robotique, etc [BÜH94].

Dans la logique floue, des échelons d'appréciations intermédiaires de la variable vitesse sont possibles, la « vitesse » devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : « très faible », « faible », « moyenne », « élevée », « très élevée ». Une vitesse de 1000 tr/min par exemple dans la logique classique correspond au seul ensemble moyen, alors que dans le modèle flou, elle appartient à la fois aux ensembles « faible » et « moyenne ».

C.2. Éléments de base de la logique floue

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

C.2.1. Variables linguistiques et ensembles flous

La logique floue traite des variables imprécises, vagues ou incertaines et introduit des décisions objectives par un raisonnement approximatif. Ces variables forment des variables linguistiques, dont les valeurs sont estimées ou appréciées par des mots ou expressions du langage naturel appelés ensembles flous.

Les variables linguistiques ou variables floues sont les entrées et les sorties du système à régler; à titre d'exemple la vitesse de rotation d'une machine électrique est une variable linguistique qui peut prendre simultanément plusieurs valeurs linguistiques: négative grande (NG), égale à zéro (EZ), positive grande (PG)...etc [BARR03].

C.2.2. Fonction d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles [HAM13], [BOU15].

Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure C.1, leurs expressions analytiques sont définies de la manière suivante :

➤ **La fonction triangulaire**, définie par trois paramètres a , b et c , soit :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{C.1})$$

➤ **La fonction trapézoïdale**, définie par quatre paramètres a , b , c et d soit :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{C.2})$$

➤ **La fonction gaussienne**, définie par deux paramètres σ , m , soit :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \quad (\text{C.3})$$

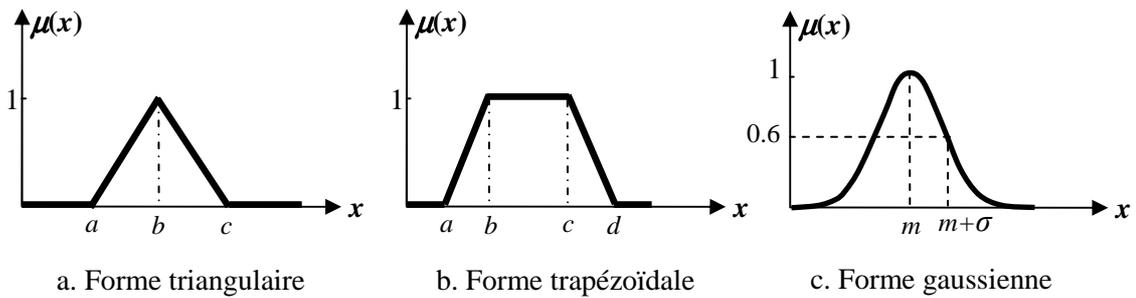


Figure C.1 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Généralement, dans les applications électriques en particulier, les fonctions d'appartenance utilisées pour la description des sous ensembles flous sont de formes triangulaire, trapézoïdale ou gaussienne. Cependant, Il n'existe pas des règles générales pour le choix de la forme de fonction d'appartenance.

C.2.3. Règles floues

La connaissance experte permet de déduire une proposition ou une décision définissant une loi de commande à partir d'une ou plusieurs règles floues appelées règles d'inférences. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ...etc.

Ces règles peuvent avoir la forme suivante :

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action.

A titre d'illustration, on prend l'exemple suivant :

Si l'erreur de vitesse est nulle 'ET' si la variation de l'erreur de vitesse est nulle ALORS garder un couple de référence constant.

Généralement, la décision ou l'action dépendant de deux variables linguistiques est donnée par [BÜH94]:

Action ou opération : Si condition 1 ET 1' ALORS opération 1 OU

Si condition 2 ET 2' ALORS opération 2 OU

Si...

•

Si condition m ET m' ALORS opération m

C.3. Commande par la logique floue

C.3.1. Structure générale d'un régulateur flou

Un régulateur flou permet d'exprimer une loi de commande à l'aide d'un ensemble de règles de la forme "si prémisses alors conclusion." La majorité des contrôleurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par E. Mamdani. Ce schéma est illustré par la figure C.1. Un régulateur flou est traditionnellement décomposé en 4 blocs :

- Fuzzification ;
- Base de connaissance ;
- Inférences ;
- Défuzzification.

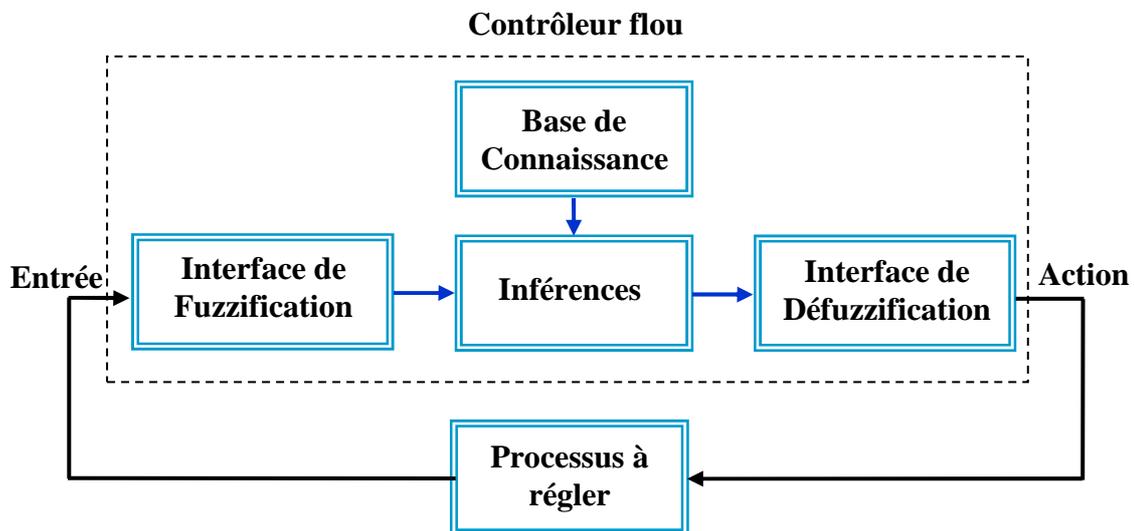


Figure C.2 : Structure interne d'un régulateur flou.

C.3.2. Fuzzification

La stratégie de cette opération consiste à convertir les grandeurs d'entrée et de sortie mesurées ou estimées en variables linguistiques, exprimées par des termes flous.

C.3.3. Base de connaissance

Généralement, cette base de connaissance est composée de l'ensemble des informations et des renseignements qu'on possède sur le processus à régler à partir d'une analyse empirique du système, et qui permet d'établir l'ensemble des fonctions et des règles floues du régulateur flou.

C.3.4. Inférences floues

Le principe de cette opération consiste à établir la liaison entre les grandeurs d'entrée du régulateur exprimées par des termes linguistiques et la variable de sortie sous sa forme floue à partir d'une parfaite connaissance et d'une expertise concernant le fonctionnement du processus à régler [BÜH94].

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférence à savoir [BÜH94], [BARR03] :

- Méthode d'inférence max-min (Mamdani) ;
- Méthode d'inférence max-produit (Larsen) ;
- Méthode d'inférence de Sugeno ;
- Méthode d'inférence somme-produit.

C.3.4.1. Méthode d'inférence Max-min (Mamdani)

Cette méthode réalise l'opérateur « Et » par la fonction « Min », la conclusion « Alors » de chaque règle par la fonction « min » et la liaison entre toutes les règles (opérateur « ou ») par la fonction « max ». La dénomination de cette méthode, dite max-min ou « implication de Mamdani » est due à la façon de réaliser les opérateurs « Alors » et « Ou » de l'inférence.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur « Ou ».

C.3.4.2. Méthode d'inférence Max-produit (Larsen)

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réduire la conclusion « Alors ». Dans ce cas, on utilise le produit.

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur « Et ». On l'appelle également « implication de Larsen ».

C.3.4.3. Méthode d'inférence de Sugeno

La méthode d'inférence de Sugeno est une variante des modèles précédents, elle utilise également des règles conditionnelles, mais la conclusion est de la forme polynomiale.

C.3.4.4. Méthode d'inférence Somme-produit

Dans ce cas, l'opérateur « ET » est réalisé par le produit, de même que la conclusion « Alors ». Cependant, l'opérateur « OU » est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Mamdani (Max-Min) et la méthode de Sugeno sont, de loin, les plus utilisées.

C.3.5. Défuzzification

L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'inférence de différentes règles en une valeur numérique unique représentative de cet ensemble, cette valeur numérique est appliquée pour commander un processus réel. Plusieurs stratégies de défuzzification existent dont les plus communément usitées dans la littérature [BUH94], [LAC97] sont :

1. La méthode du centre de gravité.
2. La méthode de la valeur maximum.
3. La méthode de la moyenne des maximums.
4. La méthode de hauteurs pondérées.

C.3.5.1. Défuzzification par la méthode du centre de gravité

C'est la méthode la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Elle consiste à calculer l'abscisse du centre de gravité X_R^* de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(X_R)$ (voir figure C.3) comme suit :

$$X_R^* = \frac{\int_{X_{R1}}^{X_{R2}} X_R \cdot \mu_{res}(X_R) dX_R}{\int_{X_{R1}}^{X_{R2}} \mu_{res}(X_R) dX_R} \quad (C.4)$$

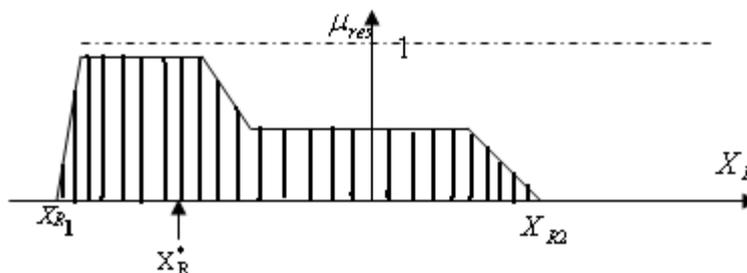


Figure C.3 : Défuzzification par la méthode du centre de gravité.

Le centre de gravité permet d'exprimer analytiquement la sortie du système flou et de simplifier sa mise en œuvre. Cependant, son calcul est complexe et nécessite des calculs longs de l'intégrale.

C.3.5.2. Défuzzification par la méthode de la valeur maximale

Cette méthode, s'applique uniquement dans le cas où la fonction d'appartenance associée à l'ensemble flou de sortie n'admet qu'un seul maximum. On choisit comme sortie l'abscisse X_R^* correspondant à ce maximum. Trois cas peuvent se produire comme le montre la figure C.4.

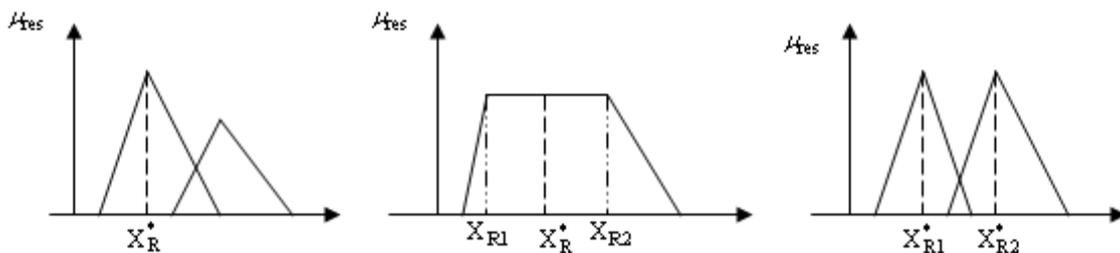


Figure C.4 : Défuzzification par la méthode de la valeur maximale.

Cette méthode est beaucoup plus simple, rapide et facile, mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie.

C.3.5.3. Défuzzification par la méthode de la moyenne des maximums

Dans le cas où plusieurs ensembles auraient la même hauteur maximale, on réalise leur moyenne, cette méthode permet d'enlever les ambiguïtés de la méthode de la valeur maximum.

C.3.5.4. Défuzzification par la méthode de hauteurs pondérées

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons [BAG99], [DOU13].

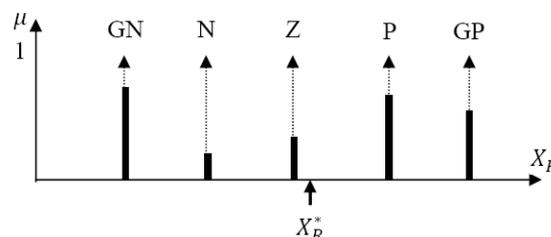


Figure C.5 : Défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées.

Ici, le défuzzificateur d'abord évalue $\mu(X_R)$ en X_{R_i} . Ensuite, on calcul la sortie du système flou par :

$$X_R^* = \frac{\sum_{i=1}^n X_{R_i} \cdot \mu(X_{R_i})}{\sum_{i=1}^n \mu(X_{R_i})} \quad (\text{C.5})$$

où n est le nombre de sous-ensembles flous X_{R_i} distincts.

Dans cette méthode, le calcul du centre de gravité se trouve grandement simplifié.

ملخص :

تتناقش هذه الأطروحة النموذج و التحكم في تحويل طاقة هوائية مزدوجة الدوران تعتمد على مولدة لامتزامنة مزدوجة التغذية، حيث عنصرها الساكن مربوط مباشرة بالشبكة الكهربائية بينما عنصرها الدوار مغذى عن طريق مموجين ثلاثي الأطوار موصولين فيما بينهما بوصلة التيار المستمر. بدأنا بحثنا بدراسة فنية حول نظم تحويل طاقة الرياح. ثم من أجل تزويد الشبكة بطاقة قصوى. طبقنا إستراتيجية التحكم المسماة استخراج نقطة الطاقة القصوى (MPPT). بيّنت نتائج المحاكاة بان الاستطاعة الميكانيكية المستخرجة من النظام الهوائي مزدوج الدوران ارتفعت بمقدار 23 % مقارنة بالنظام الهوائي موحد الدوران. في القسم الثاني من هذا العمل، قدمنا نوعين من التحكم المنفصل للطاقة النشيطة و التفاعلية : التحكم الشعاعي المباشر و غير المباشر، استنادا على مصححات تقليدية PI. لكن، هذا الأخير حساس للاضطرابات و اقل متانة. من اجل ذلك، طبقنا التحكم بنمط منزلق بمعامل متكيف للطاقة النشيطة و التفاعلية للمولدة لامتزامنة مزدوجة التغذية. النتائج المتحصل عليها أثبتت فعالية هذه الإستراتيجية فيما يخص المتانة. لكن، التحكم بالنمط المنزلق لديه سلبية تعرف بالظاهرة التذبذب بسرعة. لحل هذه المشكلة، اقترحنا إستراتيجية التحكم الهجين. هذه الإستراتيجية تعتمد على الجمع بين المنطق الغامض، التحكم المكيف و التحكم بالنمط المنزلق ذو رتبة ثانية. نتائج المحاكاة المقدمة في نهاية هذا العمل أثبتت فعالية التحكم المقترح و على وجه الخصوص على نوعية الطاقة الموزعة.

الكلمات المفتاحية :

طاقة هوائية مزدوجة الدوران، مولدة لامتزامنة مزدوجة التغذية، نمط منزلق ذو رتبة ثانية، معامل متكيف، منطق غامض، تحكم هجين.

Abstract :

This thesis deals with the modeling and control of a dual rotor wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator (DFIG) connected directly to the electrical network via the stator and the rotor is fed by two three-phase PWM converters. We are started our study on the state of the art systems for wind energy conversion system. Then, the MPPT control strategy is applied, to provide the maximum power to the grid. The simulation results show that the extracted mechanical power of the dual rotor wind turbine has increased by about 23% compared to that of single-rotor wind turbine. In the second part of this work, we are presented two types of independent control of active and reactive powers of the DFIG: the direct and indirect vector control, based on the classical PI regulators. However, the last controller is sensitive to the perturbations and less robust against parameter variations. To remedy these problems, the control of the active and reactive powers by sliding mode with adaptive gain is applied to the DFIG. The obtained results show the effectiveness of this strategy of control in terms of robustness. However, the sliding mode control presents a major disadvantage, which is the chattering phenomenon. To resolve this problem, the hybrid control strategy is proposed. This strategy is based on the combination of fuzzy logic, adaptive control and second order sliding mode. The simulation results presented at the end of this work show the effectiveness of the proposed method especially on the quality of the provided energy.

Key words :

Dual rotor wind energy, doubly fed induction generator, second order sliding mode, adaptive gain, fuzzy logic, hybrid control.

Résumé :

Cette thèse traite la modélisation et la commande d'un système de conversion d'énergie éolienne double rotor à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) connectée directement au réseau électrique via le stator et elle est pilotée par son rotor par deux convertisseurs triphasés à MLI. Nous avons commencé notre étude par un état de l'art sur les systèmes d'énergie éolienne. Ensuite, pour fournir le maximum de puissance produite au réseau électrique. La stratégie de commande MPPT a été appliquée. Les résultats de simulation attestent que la puissance mécanique extraite du système éolien double rotor a augmenté d'environ de 23% par rapport à celui du système éolien mono rotor. Dans la deuxième partie de ce travail, nous avons présenté deux types de contrôle indépendant de la puissance active et réactive de la GADA : la commande vectorielle directe et indirecte, basées sur des régulateurs classiques PI. Cependant, ce dernier contrôleur est sensible aux perturbations et moins robuste vis-à-vis des variations paramétriques. Pour remédier ces problèmes, le contrôle des puissances active et réactive par le mode glissant à gain adaptatif a été appliqué à la GADA. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de cette stratégie de commande en terme de robustesse. Néanmoins, la commande par mode glissant a un inconvénient majeur, ce qui est le phénomène de chattering. Pour résoudre ce problème, la stratégie de contrôle hybride a été proposée. Cette stratégie est basée sur la combinaison entre la logique floue, la commande adaptative et le contrôle par mode glissant d'ordre 2. Les résultats de simulations présentées à la fin de ce travail montrent l'efficacité de la commande proposée notamment sur la qualité de l'énergie fournie.

Mots clés :

Energie éolienne double rotor, génératrice asynchrone à double alimentation, mode glissant d'ordre 2, gain adaptatif, logique floue, commande hybride.