



THÈSE

Présentée à

L'UNIVERSITÉ BATNA 2
Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique



En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES
EN ELECTROTECHNIQUE

Option - Commande Electrique

par

ROUABHI RIYADH

Magister en Electrotechnique – Université de Sétif
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique – Université de M'sila



Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée



Thèse soutenue le : 01 / 12 / 2016 devant le jury :

Said BENAGGOUNE	Président	Maître de Conférences	Univ. Batna 2
Rachid ABDESSEMED	Rapporteur	Professeur	Univ. Batna 2
Youcef HARBOUCHE	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Batna 2
Aïssa CHOUDER	Examineur	Maître de Conférences	Univ. M'sila
Tarak BENSLIMANE	Examineur	Maître de Conférences	Univ. M'sila
Leïla BENALIA	Examineur	Maître de Conférences	Univ. M'sila

لو عرض كتاب سبعين مرة لوجد فيه خطأ

أبى الله أن يكون صحيحاً غير كتابه

Remerciements

*Avant tout, je remercie ﷻ, le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces longues années d'études. J'adresse mes sincères remerciements à tous mes enseignants de L'université de BATNA, notamment à mon promoteur Mr. **ABDESSEMED Rachid**, Professeur à l'Université de BATNA 2, d'avoir proposé le sujet sur lequel j'ai travaillé, et qui a assuré la direction et l'encadrement du travail présenté dans cette thèse.*

*Je tiens ensuite à remercier Mr **Said BENAGGOUNE**, Maitre de conférences A à l'Université de Batna 2, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse.*

*Mes remerciements s'adressent également à Mrs: **Aissa CHOUDER**, Maitre de conférences A à l'Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, Mr **Tarak BENSLIMANE** Maitre de conférences A à l'Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, Mm **Leila BENALIA** Maitre de conférences A à l'Université Mohamed Boudiaf de M'Sila et Mr **Youcef HARBOUCHE**, Maitre de conférences A à l'Université de Batna 2, qui ont bien voulu me faire l'honneur d'examiner ce travail et d'être membres du jury.*

*Mes sincères remerciements s'adressent également à mes collègues : Mr **BELHOUANE azzeddine** et Mm **BENADJAAI Salima** ingénieurs au laboratoire de Génie Electrique à l'Université de M'Sila pour leurs aides inestimables pendant la rédaction de cette thèse, ainsi que leurs conseils et leurs encouragements pour achever ce travail.*

Cette page ne serait être complète sans remercier et dédier mes meilleurs amies : A. Mefadjakh, H.Zaoui, K.Charik, Y. Batka, H. Zouglache, M. Bourezg, M. Benaadel, B. Blaissag, O. Moussa, M. Baiter, B. Bakri pour leur soutien moral.

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin à réaliser ce travail.

Mes vives salutations.

Dédicaces

بِسْمِ اللَّهِ وَالصَّلَاةِ وَالسَّلَامِ عَلَى رَسُولِ اللَّهِ صَلَّى اللَّهُ عَلَيْهِ وَسَلَّمَ أَمَا بَعْدُ:

إلى الوالدين العزيزين الكريمين حفظهما الله

إلى أبنائي .

روابي أريج فراحتية إقبال لسطر عمران

إلى أختي و أولادها, وأخي وزوجته

إلى جميع الأصدقاء والزلاء

لكم جميعا الشكر الجزيل.

R. Rouabhi

SOMMAIRE	I
LISTE DES FIGURES	II
LISTE DES SYMBOLES	III
INTRODUCTION GÉNÉRALE	VI
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE ÉOLIENNE.	
I.1 INTRODUCTION	5
I.2 APERÇU SUR L'ENERGIE EOLIENNE	5
I.2.1 Historique.....	5
I.2.2 Energie éolienne en quelques chiffres.....	6
I.2.3 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne	8
I.3 APERÇU SUR LES AEROGENERATEURS EOLIENNES	9
I.3.1 Aérogénérateur (éolienne).....	9
I.3.2 Différents types d'éoliennes	10
I.3.3 Connexions d'éolienne.....	15
I.4 REGULATION MECANIQUE DE LA PUISSANCE D'UNE EOLIENNE	15
I.4.1 Contrôle par angle de calage variable (pitch control)	16
I.4.2 Contrôle par décrochage aérodynamique passif (passive stall)	16
I.4.3 Contrôle par décrochage aérodynamique actif	16
I.5 TECHNOLOGIES DES SYSTEMES EOLIENS	17
I.5.1 Eoliennes à vitesse fixe	17
I.5.2 Eoliennes à vitesse variable.....	18
I.6 ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION ELECTROMECHANIQUE.....	19
I.6.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone.....	19
I.6.1.1 Machine asynchrone à cage d'écurieil	20
I.6.1.2 Machine asynchrone à double stator	21
I.6.1.3 Machine asynchrone à double alimentation type "rotor bobiné"	21
I.6.1.4 Machine asynchrone à double alimentation type "brushless"	22
I.6.2 Systèmes utilisant la machine synchrone	23
I.6.2.1 Machine synchrone à rotor bobiné	23
I.6.2.2 Machine synchrone à aimants permanents	24
I.6.3 Systèmes utilisant les machines à structures spéciales.....	25
I.6.3.1 Machine à réluctance variable pure	25
I.6.3.2 Machine à réluctance variable Vernier.....	26
I.6.3.3 Machine à réluctance variable hybride.....	26
I.7 ETAT DE L'ART SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION	26
I.7.1 Description de fonctionnement de la MADA	26
I.7.1.1 Structure de la MADA	26
I.7.1.2 Mode de fonctionnement de la MADA.....	27
I.7.2 Les différentes configurations de la MADA à rotor bobiné	29

I.7.2.1	Configuration pour un mode moteur.....	29
I.7.2.2	Configuration pour application en génératrice	31
I.7.3	Les applications des machines asynchrones à double alimentation	34
I.7.4	Avantages et inconvénients de la MADA	35
I.8	CONCLUSION	37
 CHAPITRE II : MODELISATION DE LA CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE BASEE SUR UNE MADA.		
II.1	INTRODUCTION	38
II.2	MODELISATION DE LA TURBINE ET DE SA COMMANDE.....	39
II.2.1	Modelisation de la turbine éolienne.....	39
II.2.1.1	Source primaire : le vent	39
II.2.1.2	La conversion aérodynamique.....	40
II.2.1.3	L'équation dynamique de la turbine	42
II.2.2	Techniques de commandes de la turbine éolienne.....	44
II.2.2.1	Caractéristique de puissance.....	44
II.2.2.2	Commande dans la zone I (optimisation de la puissance)	45
II.2.2.2.1	Technique d'extraction du maximum de la puissance (MPPT).....	45
II.2.2.2.2	Commande indirecte de la vitesse	46
II.2.2.3	Commande dans la zone III (limitation de la puissance).....	47
II.2.2.3.1	Système d'orientation des pales	47
II.2.2.3.2	Régulation du système d'orientation des pales « pitch control »	48
II.2.3	Résultats de simulation	49
II.2.4	Interprétation des résultats	50
II.3	MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION	50
II.3.1	Hypothèses simplificatrices	50
II.3.2	Equations mathématiques de la MADA dans le repère (abc)	50
II.3.2.1	Equations électriques.....	51
II.3.2.2	Equations magnétiques.....	51
II.3.2.3	Equations mécaniques	52
II.3.3	Transformation de Park.....	53
II.3.4	Equations mathématiques de la MADA dans le repère (dq).....	53
II.3.4.1	Equations électriques.....	54
II.3.4.2	Equations magnétiques.....	55
II.3.4.3	Equation du couple électromagnétique.....	55
II.3.5	Choix de repère de référence de Park	56
II.3.6	Modèle d'état de la MADA	56
II.3.7	Résultats de simulation numérique du système	57
II.3.7.1	Fonctionnement moteur	57
II.3.7.2	Interprétation des résultats.....	58

II.3.7.3	Fonctionnement générateur.....	58
II.3.7.4	Interprétation des résultats.....	60
II.4	MODELISATION ET COMMANDE DU CONVERTISSEUR BIDIRECTIONNEL.....	60
II.4.1	Modélisation et technique de commande du convertisseur côté machine.....	61
II.4.1.1	Modélisation du convertisseur côté machine.....	61
II.4.1.2	Commande par modulation de largeur d’impulsion.....	63
II.4.2	Modélisation et technique de commande du convertisseur côté réseau.....	64
II.4.2.1	Modélisation du convertisseur côté réseau.....	64
II.4.2.2	Contrôle du convertisseur côté réseau.....	66
II.4.3	Résultats de simulation du convertisseur bidirectionnel.....	69
II.4.4	Interprétation des résultats.....	70
II.5	CONCLUSION.....	70

CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE ET MODE GLISSANT DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.

III.1	INTRODUCTION.....	71
III.2	COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.....	71
III.3	MODELE DE LA MADA A FLUX STATORIQUE ORIENTE.....	72
III.3.1	Relations entre les courants statoriques et rotoriques.....	73
III.3.2	Relations entre les puissances statoriques et courants rotoriques.....	73
III.3.3	Relations entre les tensions et courants rotoriques.....	74
III.3.4	Etablissement des angles nécessaires aux transformations.....	74
III.3.5	Type de régulateurs utilisés.....	75
III.3.6	Les différentes techniques de la commande vectorielle.....	75
III.3.6.1	Commande directe.....	75
III.3.6.2	Commande indirecte.....	76
III.3.6.2.1	Commande indirecte sans boucle de puissance.....	76
III.3.6.2.2	Commande indirecte avec boucle de puissance.....	77
III.4	COMMANDE PAR MODE GLISSANT DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.....	78
III.5	CONCEPTION DE L’ALGORITHME DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	79
III.5.1	Choix des surfaces de glissement.....	79
III.5.1.1	Régime glissant idéal.....	80
III.5.1.2	Régime glissant réel.....	80
III.5.2	Conditions d’existence et de convergence du régime glissant.....	80
III.5.2.1	Approche directe.....	81
III.5.2.2	Approche de Lyapunov.....	81
III.5.3	Détermination de la loi de commande.....	81
III.6	ELIMINATION DU PHENOMENE DU BROUITEMENT (CHATTERING).....	83
III.6.1	Proposition de Slotine.....	84

III.6.2	Proposition de Harshima	85
III.7	DIFFERENTES STRUCTURES DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT	85
III.7.1	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	86
III.7.2	Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	86
III.7.3	Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente	87
III.8	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT A LA MADA	87
III.8.1	Modèle de la génératrice asynchrone double alimentation GADA	88
III.8.2	Choix des surfaces de glissements	88
III.8.3	Conditions de convergences	89
III.8.4	Loi de commande par mode glissant.....	89
III.9	RESULTATS DE SIMULATION POUR LES DEUX COMMANDES VECTORIELLE ET MODE GLISSANT	91
III.9.1	Résultats de simulation numérique du système pour une vitesse fixe	92
III.9.2	Interprétation des résultats	93
III.9.3	Résultats de simulation numérique du système globale	94
III.9.4	Interprétation des résultats	98
III.10	CONCLUSION	99
CHAPITRE IV : COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE ET BACKSTEPPING DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.		
IV.1	INTRODUCTION	100
IV.2	COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE	100
IV.3	NOTIONS FONDAMENTALES DE LA LOGIQUE FLOUE	100
IV.3.1	Ensembles flous.....	101
IV.3.2	Fonctions d'appartenances	101
IV.3.3	Caractéristiques d'un sous ensemble flou	103
IV.3.4	Variables linguistiques	104
IV.3.5	Opérateurs logiques flous	104
IV.3.6	Implication floue	105
IV.4	STRUCTURE D'UNE COMMANDE A LOGIQUE FLOUE	106
IV.4.1	Fuzzification.....	107
IV.4.2	Règles de contrôle	107
IV.4.3	Inférence des règles floues	107
IV.4.4	Défuzzification	108
IV.5	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE A LA MADA.....	108
IV.5.1	Comportement du système	109
IV.5.2	Structure de base d'un contrôleur flou de courant	110

IV.6	COMMANDE PAR BACKSTEPPING DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE	112
IV.7	NOTIONS DE BASES SUR LA STABILITE DES SYSTEMES NON LINEAIRES.....	112
IV.8	METHODES D'ANALYSE DE LA STABILITE DES SYSTEMES.....	114
IV.9	SYNTHESE DE LA COMMANDE PAR LA METHODE DIRECTE DE LYAPUNOV.....	116
IV.10	TECHNIQUE DE COMMANDE PAR BACKSTEPPING	116
IV.10.1	Algorithme de base.....	116
IV.10.2	Cas des systèmes d'ordre n.....	119
IV.11	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR LA BACKSTEPPING A LA MADA.....	120
IV.11.1	Modèle de la génératrice asynchrone double alimentation	120
IV.11.2	Synthèse de la loi de commande.....	121
IV.12	RESULTATS DE SIMULATION POUR LES DEUX COMMANDES LOGIQUE FLOUE ET BACKSTEPPING	123
IV.12.1	Résultats de simulation numérique du système pour une vitesse fixe	123
IV.12.2	Interprétation des résultats	124
IV.12.3	Résultats de simulation numérique du système globale	125
IV.12.4	Interprétation des résultats	129
IV.13	CONCLUSION	130

CHAPITRE V : ETUDE COMPARATIVE DES TECHNIQUES DE COMMANDE DEVELOPPEES.

V.1	INTRODUCTION	132
V.2	ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES DE COMMANDE PROPOSEES	132
V.2.1	Comparaison qualitative	132
	V.2.1.1 Pour une vitesse fixe	132
	V.2.1.2 Pour une vitesse variable	134
V.2.2	Comparaison quantitative.....	136
V.2.3	Comparaison robustesse	138
V.3	CONCLUSION	141
	CONCLUSION GENERALE	142

BIBLIOGRAPHIE

ANNEX

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE ÉOLIENNE.

Figure I-1 : Puissance des installations éoliennes (MW) à l'échelle mondiale.....	06
Figure I-2 : Repartition de la puissance installée dans le monde	07
Figure I-3 : Correspondance taille et puissance des eoliennes	09
Figure I-4 : Structure de SAVONIUS	10
Figure I-5 : Structure de DARRIEUS	11
Figure I-6 : Aérogénérateur à axe horizontal	12
Figure I-7 : Schéma interne d'un aérogénérateur à axe horizontal	13
Figure I-8 : Principales composantes intérieures de la nacelle d'une turbine éolienne.....	14
Figure I-9 : Éolienne à vitesse fixe.....	17
Figure I-10 : Éolienne à vitesse variable basée sur une MADA.....	18
Figure I-11 : Éolienne à vitesse variable basée sur une MSP ou une MAS	19
Figure I-12 : Machine asynchrone à cage d'écureuil dans une chaîne de conversion éolienne.....	20
Figure I-13 : Machine asynchrone à double stator dans une chaîne de conversion éolienne.....	21
Figure I-14 : MADA type "rotor bobine" dans une chaîne de conversion éolienne	22
Figure I-15 : MADA type "brushless" dans une chaîne de conversion éolienne.....	23
Figure I-16 : Machine synchrone à rotor bobine dans une chaîne de conversion éolienne	24
Figure I-17 : Machine synchrone à aimants permanents dans une chaîne de conversion éolienne.....	25
Figure I-18 : Schéma de la structure de la MADA à rotor bobine.....	27
Figure I-19 : Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone	27
Figure I-20 : Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.....	28
Figure I-21 : Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone	28
Figure I-22 : Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone.....	29
Figure I-23 : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur	30
Figure I-24 : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un cycloconvertisseur.....	30
Figure I-25 : Schéma synoptique pour une alimentation par deux cycloconvertisseurs.....	31
Figure I-26 : MADA à énergie rotorique dissipée	32
Figure I-27 : MADA à structure de kramer	33
Figure I-28 : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur	33
Figure I-29 : Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	34
Figure I-30 : Comparaison de zone de fonctionnement en survitesse entre la machine à cage et la MADA	36

CHAPITRE II : MODELISATION DE LA CHAÎNE DE CONVERSION ÉOLIENNE BASÉE SUR UNE MADA.

Figure II-1 : Schéma synoptique du système de conversion d'énergie éolienne et sa commande	38
Figure II-2 : Schéma de la turbine éolienne	39
Figure II-3 : Profil du vent appliqué à la turbine	40

LISTE DES FIGURES

Figure II-4 : Evolution du coefficient de puissance avec la variation de la vitesse relative de la turbine	41
Figure II-5 : Modèle de la turbine	42
Figure II-6 : Modèle simplifié de la turbine	43
Figure II-7 : Schéma bloc du modèle de la turbine	44
Figure II-8 : Caractéristique idéale d'une éolienne à vitesse variable	44
Figure II-9 : Commande indirecte de vitesse (Zone I)	47
Figure II-10 : Orientation des pales	48
Figure II-11 : Schémas bloc du système d'orientation des pales	48
Figure II-12 : Schémas bloc de la commande de l'angle de calage des pales.....	49
Figure II-13 : Vitesse du vent, Vitesse mécanique, et la puissance mécanique produite	49
Figure II-14 : Coefficient de puissance et la vitesse spécifique	49
Figure II-15 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation dans les deux repères.....	51
Figure II-16 : Transformation des variables statoriques et rotoriques.....	53
Figure II-17 : Vitesse et le couple électromagnétique.....	57
Figure II-18 : Composantes du flux statorique et leur résultante.....	57
Figure II-19 : Composantes du courant statorique	58
Figure II-20 : Composantes du courant rotorique.....	58
Figure II-21 : Les tensions d'alimentations au stator et au rotor	59
Figure II-22 : Les courants statoriques triphasés avec un zoom	59
Figure II-23 : Les courants rotoriques triphasés avec un zoom	59
Figure II-24 : Le couple électromagnétique et le flux.....	59
Figure II-25 : Les puissances active et réactive statoriques	60
Figure II-26 : Les puissances active et réactive rotoriques	60
Figure II-27 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux	61
Figure II-28 : Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulosinusoidale à une porteuse.....	63
Figure II-29 : Structure du redresseur à MLI	64
Figure II-30 : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI	66
Figure II-31 : Schéma bloc de la commande en courant du redresseur à MLI dans le repère (d, q)	68
Figure II-32 : Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension.....	69
Figure II-33 : Tension ondulée avec un zoom	69
Figure II-34 : Tension du bus continu avec un zoom.....	69
Figure II-34 : Courant et tension de ligne	69

CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE ET MODE GLISSANT DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.

Figure III-1 : Principe de la commande vectorielle	71
Figure III-2 : Calcul des angles de transformations.....	75

LISTE DES FIGURES

Figure III-3 : Schéma bloc de la structure de commande directe par orientation du flux statorique.....	76
Figure III-4 : Schéma bloc de la structure de commande indirecte sans boucle de puissance.....	77
Figure III-5 : Schéma bloc de la structure de commande indirecte avec boucle de puissance	77
Figure III-6 : Convergence du système glissant.	78
Figure III-7 : Glissement idéal et réel.....	80
Figure III-8 : La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}	82
Figure III-9 : Fonction sign (non linéarité tout ou rien).....	83
Figure III-10 : Phénomène de broutement.	83
Figure III-11 : Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte).....	84
Figure III-12 : Fonction de Cont ($\varepsilon > 0$ et petit).....	85
Figure III-13 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	86
Figure III-14 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	86
Figure III-15 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	87
Figure III-16 : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.	91
Figure III-17 : Puissance active statorique pour les deux commandes avec zoom.	92
Figure III-18 : Puissance réactive statorique pour les deux commandes avec zoom	93
Figure III-19 : Schéma synoptique du système (convertisseur, GADA et turbine)	94
Figure III-20: (a) - profil du vent appliqué, (b) - la vitesse mecanique, (c) - la vitesse specifique, (d) - le coefficient de puissance.....	95
Figure III-21 : Puissances statoriques active et réactive pour les deux commandes avec un zoom.....	96
Figure III-22 : Composantes du courant statoriques pour les deux commandes avec un zoom.....	96
Figure III-23 : Composantes du courant rotoriques pour les deux commandes avec un zoom.....	97
Figure III-24 : Tension du bus continu.	97
Figure III-25 : Courant et tension de phase de ligne.....	98

CHAPITRE IV : COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE ET BACKSTEPPING DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.

Figure IV-1 : Formes des fonctions d'appartenance usuelles : (a) - fonction triangulaire, (b) - fonction trapézoïdale, (c) - fonction sigmoïdale, (d) - fonction gaussienne, (e) - fonction singleton.....	102
Figure IV-2 : Caractéristiques d'un ensemble flou.....	103
Figure IV-3 : Fonctions d'appartenances de T (erreur) = $\{NG, NP, EZ, PP, PG\}$	104
Figure IV-4 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.	106
Figure IV-5 : Schéma bloc de la structure de commande flou	109
Figure IV-6 : Réponse typique d'un système à un échelon de puissance.....	109
Figure IV-7 : Schéma bloc de la structure du contrôleur du type PI-flou.....	110
Figure IV-8 : Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle	111

LISTE DES FIGURES

Figure IV-9 : Trajectoires d'un système dans le plan de phase	113
Figure IV-10 : Types de stabilité selon Lyapunov.....	114
Figure IV-11 : Interprétation géométrique du théoreme de Lyapunov.....	115
Figure IV-12 : Schéma bloc de la structure de commande par backstepping.....	123
Figure IV-13 : Puissance active statorique pour les deux commandes avec un zoom.	124
Figure IV-14 : Puissance réactive statorique pour les deux commandes avec un zoom	125
Figure IV-15: (a) - profil du vent appliqué, (b) - la vitesse mécanique, (c) - le coefficient de puissance, (d) - la vitesse spécifique.....	126
Figure IV-16 : Puissances statoriques active et réactive pour les deux commandes avec un zoom.....	127
Figure IV-17 : Composantes du courant statorique pour les deux commandes avec un zoom.....	128
Figure IV-18 : Composantes du courant rotorique pour les deux commandes avec un zoom.	128
Figure IV-19 : Tension du bus continu.	129
Figure IV-20 : Courant et tension de phase de ligne.....	129

CHAPITRE V : ETUDE COMPARATIVE DES TECHNIQUES DE COMMANDE DEVELOPPEES.

Figure V-1 : Puissance active statorique pour les quatre commandes avec un zoom.....	133
Figure V-2 : Puissance réactive statorique pour les quatre commandes avec un zoom.....	133
Figure V-3 : Puissances active et réactive statoriques pour les quatre commandes avec un zoom.....	135
Figure V-4 : Composantes du courant statorique pour les quatre commandes avec un zoom.	135
Figure V-5 : Composantes du courant rotorique pour les quatre commandes avec un zoom.	136
Figure V-6 : Puissance active statorique pour les quatre commandes avec un zoom.....	139
Figure V-7 : Puissance réactive statorique pour les quatre commandes avec un zoom.....	140

ANNEXE : ANNEXE B.

Figure AN-1 : Schéma bloc d'un système réglé par un PI.	153
--	-----

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE ÉOLIENNE.

TABLEAU I-1 : Le classement mondial des pays producteur d'électricite par l'énergie eolienne7

CHAPITRE IV : COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE ET BACKSTEPPING DES PUISSANCES
ACTIVE ET REACTIVE.

TABLEAU IV-1 : Méthodes usuelles de l'inference floue 108

TABLEAU IV-2 : Table des regles de décision pour le controleur des puissances..... 111

CHAPITRE V : ETUDE COMPARATIVE DES TECHNIQUES DE COMMANDE DEVELOPPEES.

TABLEAU V-1 : Étude comparative des commandes developpées pour le systeme considéré..... 137

LISTE DES SYMBOLES

<i>MADA</i>	: Machine Asynchrone à Double Alimentation
<i>GADA</i>	: Générateur Asynchrone à Double Alimentation
<i>DFIG</i>	: Double Fed Induction Generator
<i>MAS</i>	: Machine Asynchrone
<i>MLI</i>	: modulation de largeur d'impulsion
<i>PWM</i>	: Pulse-width modulation
<i>f_r</i>	: Fréquence des grandeurs rotoriques
<i>f_s</i>	: Fréquence des grandeurs statoriques
<i>f_e</i>	: Fréquence de la porteuse
<i>a, b, c</i>	: Indices correspondants aux trois phases a, b, c
<i>max, min</i>	: Valeur maximale (minimale)
<i>SCSV</i>	: Système de commande à structure variable
<i>s, r</i>	: Indices du stator, du rotor
<i>d, q</i>	: Indices des composantes orthogonales directs et en quadrature
<i>R_s, R_r</i>	: Résistances statorique et rotorique
<i>L_s, L_r</i>	: Inductances propre statorique et rotorique
<i>σ</i>	: Coefficient de dispersion
<i>T_r, T_s</i>	: Constantes de temps rotorique et statorique
<i>M_{sr}</i>	: Inductance mutuelle stator- rotor
<i>M_{rs}</i>	: Inductance mutuelle rotor - stator
<i>M_s</i>	: Inductance mutuelle entre les enroulements du stator
<i>M_r</i>	: Inductance mutuelle entre les enroulements du rotor
<i>Φ_s, Φ_r</i>	: Respectivement flux statorique et rotorique
<i>Φ_{sd}, Φ_{sq}</i>	: Les flux statoriques direct et en quadrature
<i>Φ_{rd}, Φ_{rq}</i>	: Les flux rotoriques direct et en quadrature
<i>I_s, I_r</i>	: Les courants de phase statorique et rotorique
<i>I_{sd}, I_{sq}</i>	: Les courants statoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK
<i>I_{rd}, I_{rq}</i>	: Les courants rotoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK
<i>V_s, V_r</i>	: Tensions simples respectivement statorique et rotorique
<i>V_{sd}, V_{sq}</i>	: Les tensions statoriques directe et en quadrature
<i>V_{rd}, V_{rq}</i>	: Les tensions rotoriques directe et en quadrature
<i>θ_s, θ_r</i>	: Angles électriques statorique et rotorique
<i>W_s, W_r</i>	: Pulsations statorique et rotorique
<i>W_m</i>	: Pulsation mécanique
<i>P</i>	: Nombre de paires de poles
<i>g</i>	: Glissement
<i>P_e</i>	: Puissance d'entrée
<i>P_{Mec}</i>	: Puissance mécanique
<i>P_s</i>	: Puissance active statorique
<i>P_r</i>	: Puissance active rotorique

LISTE DES SYMBOLES

Q_s	: Puissance réactive statorique
Q_r	: Puissance réactive rotorique
S_s	: Puissance apparente statorique
S_r	: Puissance apparente rotorique
p	: Operateur de LAPLACE
cem	: Couple électromagnétique
Cr	: Couple résistant
f_m	: Coefficient de frottement visqueux
J_m	: Inertie de la machine
P_s, Q_s	: Puissances active et réactive statorique
P_r, Q_r	: Puissances active et réactive rotorique
ρ	: Masse volumique du vent
f	: Le coefficient des frottements visqueux totaux de l'éolienne
V	: La vitesse moyenne du vent
J	: L'inertie totale de l'éolienne
G	: Le rapport du multiplicateur de vitesse
λ	: La vitesse spécifique de la turbine
β	: L'angle de calage des pales
λ_{opt}	: La vitesse spécifique optimale de la turbine
Ω_T, Ω_g	: La vitesse de la turbine et la vitesse du générateur
C_T, C_g	: Le couple de la turbine et le couple électromagnétique
$C_{T_{opt}}$: Le couple optimal de la turbine
$C_{g_{opt}}$: Le couple optimal du générateur
f_T, f_g	: Les coefficients des frottements visqueux de la turbine et celui du générateur
J_T, J_g	: L'inertie de la turbine et celle du générateur
P_T	: La puissance convertie par la turbine
R_T	: Le rayon des pales de la turbine
$C_p(\lambda, \beta)$: Le coefficient de puissance
Uc	: La tension du bus continu
Ic	: Le courant dans le condensateur du bus continu
c	: Le condensateur du bus continu
PI	: Proportionnel – Intégrale.
k_p	: Gain de l'action proportionnel du régulateur PI
k_i	: Gain de l'action intégrale du régulateur PI
s	: Surface de glissement
v_1	: Gain La surface de glissement de puissance active
v_2	: Gain La surface de glissement de puissance réactive
K_1	: Gain de design de backstepping de puissance active
K_2	: Gain de design de backstepping de puissance réactive

LISTE DES SYMBOLES

∂	: Dérivée partielle
y	: Variable de sortie
y_r	: Trajectoire désirée
t	: Variable de temps
e	: Erreur de poursuite
\dot{x}	: La dérivée de la variable x par rapport au temps
x^{ref} ou x_{ref}	: La référence de la variable x
$\ \cdot \ $: Une norme sur \mathbb{R}^n
\mathbb{R}^n	: Espace vectoriel de dimension n construit sur le corps des réels
\mathbb{R}^+	: Ensemble des réels positifs ou nuls
\mathbb{R}	: Ensemble des nombres réels
<i>FTBO</i>	: Fonction de Transfer en Boucle Ouverte
<i>FTBF</i>	: Fonction de Transfer en Boucle Fermée.
<i>MPPT</i>	: Maximum Power Point Tracking
V. C	: Vector Control
S. M. C	: Sliding Mode Control
B. C	: Backstepping Control
F. L. C	: Fuzzy logic Control
<i>PLL</i>	: Phase Locked Loop

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

La consommation d'énergie électrique croissante dans le monde, la limitation et l'épuisement progressif des ressources fossiles (pétrole, gaz, charbon...) caractérisées des émissions du gaz carbonique produit lors de leurs combustions d'une part, et le risque des centrales nucléaires (les radiations d'uranium) avec une production de déchets radioactifs difficiles à traiter dans le cas du nucléaire d'autre part, sont des problèmes bien réels qui ont poussé les chercheurs à exploiter d'autres sources d'énergies durables et plus respectueuses de l'environnement. Ces moyens de substitutions dont on parle, sont bien sûr les « énergies renouvelables » [ROUA 15, BEL 14, KAS 13, ASU 13].

Les énergies renouvelables, en pleine expansion, sont l'un des éléments clés du développement soutenable d'aujourd'hui. Elles offrent la possibilité de produire de l'électricité propre. Parmi les énergies renouvelables, on compte principalement les énergies : hydraulique, solaire thermique, photovoltaïque, éolienne, ainsi que la biomasse et la géothermie. L'énergie éolienne est parmi les énergies renouvelables ayant connues la plus forte expansion lors de la dernière décennie grâce aux avantages qu'elle apporte. Cette source est apparue non pas pour le remplacement des ressources conventionnelles, mais comme une énergie complémentaire aux énergies traditionnelles [FAR 14, Han 12, HAC 12].

La plus part des éoliennes installées de nos jours sont équipées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Celle-ci permet de fonctionner sur une large plage de vitesse du vent, et d'en tirer le maximum de puissance possible pour chacune de ses vitesses. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique, tandis que son circuit rotorique est relié au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance. Etant donné que la puissance échangée entre le rotor et le réseau est faible, le coût des convertisseurs est réduit par rapport à celui d'une éolienne à vitesse variable alimentée par le stator. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice dans la production de fortes puissances. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension de la génératrice au point de connexion [TAI 13, CAR 13, VAL 10].

Parmi les facteurs d'efficacités énergétiques du système d'énergie éolienne se trouve l'évolution de la microélectronique et de la microinformatique qui ont permis le développement des dispositifs d'électroniques basés sur les composants de hautes fréquences et grandes puissances commandés par des micros processeurs programmables. Ces derniers permettent à leur tour l'implémentation de différentes techniques de commande plus performantes qui seront adaptées au système autour d'un point de fonctionnement bien spécifique afin d'établir des algorithmes d'optimisation adéquats avec un minimum de perturbations sur le réseau de distribution [SON 14, TRA 12, ADH 13].

PROBLEMATIQUE

Aujourd'hui, l'importance de la production d'énergie éolienne a conduit les gens du domaine à mener des recherches approfondies pour améliorer l'efficacité de ces systèmes par un meilleur transfert d'énergie et une bonne qualité de l'énergie produite à travers le choix d'une architecture optimale du système, et des techniques de commandes adéquates qui seront capables de compenser l'effet des perturbations paramétriques et extérieures du système. Dans ce contexte, ce présent travail de thèse est consacré à l'étude d'un système de conversion d'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone double alimentée (MADA), et où la configuration du système, le type de convertisseur ainsi que la technique de commande adoptée seront considérés.

OBJECTIF DE LA THESE

L'objectif de notre travail est de présenter une étude théorique sur les différentes structures des systèmes de production d'énergie éolienne afin de choisir la plus performante. Cette structure composée d'une machine asynchrone à double alimentation entraînée par une turbine à calage variable des pales pour contrôler la capture d'énergie du vent pendant ses faibles et ses fortes vitesses sera étudiée. Cette machine est couplée directement au réseau par le stator et pilotée par les grandeurs rotoriques à travers deux convertisseurs bidirectionnelles MLI (modulation de largeur d'impulsion). La fonction principale de ces convertisseurs dans le système considéré est la connexion de la génératrice éolienne au réseau électrique de deux façons différentes : l'une sur le convertisseur côté réseau qui permettra le contrôle de bus continu et améliorer le facteur de puissance côté réseau ; l'autre, sur le convertisseur côté rotor qui permettra le contrôle et l'optimisation du flux énergétique généré par le stator pendant les périodes de fonctionnement de ce système. Pour ce faire, plusieurs techniques de commandes seront développées dans ce travail afin d'assurer un rendement et une qualité de production optimaux.

Afin d'atteindre l'objectif principal fixé, différents sous objectifs sont définis comme suit :

- ❖ Modélisation de la turbine éolienne et la synthèse des lois de commandes pour contrôler la capture de la puissance à une valeur maximale en dessous de la puissance nominale.
- ❖ Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) dans un fonctionnement moteur ou génératrice.
- ❖ Modélisation des deux convertisseurs qui raccordent le rotor de la machine (MADA) au réseau.

- ❖ Synthèse d'une loi de commande appliquée au convertisseur côté réseau pour contrôler le facteur de puissance côté réseau unitaire et régler le bus continu à la valeur désirée.
- ❖ Synthèse d'une loi de commande vectorielle à base de régulateurs PI appliquée au convertisseur côté rotor pour contrôler les puissances active et réactive générées par le stator de la MADA aux valeurs désirées.
- ❖ Synthèse d'une loi de commande par mode glissant toujours pour contrôler l'échange des puissances produites au stator de la MADA.
- ❖ Synthèse d'une loi de commande à base des régulateurs flous pour remédier aux problèmes de la commande vectorielle à base de régulateurs PI.
- ❖ Synthèse d'une loi de commande par backstepping pour remédier aux problèmes de la commande par mode glissant.
- ❖ Le dernier objectif de ce travail consiste à faire une comparaison globale entre les différentes techniques de commandes afin de mettre en évidence leurs performances.

STRUCTURE DE LA THESE

Ce travail qui comprend cinq chapitres, est organisé de la manière suivante.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter l'état de l'art de l'énergie éolienne (son historique, l'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres ainsi que ses avantages et ses inconvénients). Ensuite, un rappel théorique sur les différents types d'aérogénérateurs sera donné. Une description détaillée de l'aérogénérateur à axe horizontal qui est l'objet de notre étude, de la technologie de son fonctionnement, des méthodes de sa régulation, ainsi que sa protection mécanique qui seront présentées. Aussi, les différents types de machines électriques utilisées dans les systèmes éoliens, leurs avantages et leurs inconvénients seront exposés et discutés. Enfin, comme résultat, le choix sera porté sur la MADA qui sera l'objet d'une étude détaillée (sa structure, ses modes de fonctionnement, les configurations de son alimentation, ses applications, ainsi que ses avantages et ses inconvénients).

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation individuelle de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable. Nous commencerons par la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant et son alimentation rotorique (onduleur à deux niveaux) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle des puissances générées par le stator. Par la suite, on passera à la modélisation de la turbine et ses commandes pour maximiser et limiter la capture

de la puissance pendant les faibles et les fortes vitesses du vent. Enfin, on présentera une modélisation de l'alimentation de l'onduleur qui est un convertisseur triphasé (redresseur à deux niveaux) et sa commande pour améliorer le facteur de puissance côté réseau et assurer le réglage du bus continu. Le modèle mathématique globale obtenu sera réservé à l'application des différentes commandes pour assurer un rendement de production optimal.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons deux algorithmes de commandes pour obtenir une bonne qualité d'énergie électrique produite par le système. Ces algorithmes permettront de contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées; l'une des applications concerne la commande vectorielle aux moyens de régulateurs PI basée sur l'orientation du flux statorique pour linéariser le modèle de la machine et découpler le contrôle des puissances générées ; l'autre, concerne la commande par mode glissant à base des gains estimés. Cette dernière est basée sur le choix de la surface de glissement et la condition de convergence pour créer une loi de commande adéquate. Les résultats de la simulation numérique obtenus lors de l'application de ces commandes sur le système seront affichés et commentés.

Au quatrième chapitre, nous développerons deux autres techniques de commandes qui permettront de garder instantanément un bon rendement et un découplage parfait du contrôle entre les puissances générées par la MADA. Dans une première étape, on considérera la commande par logique floue basée sur les régulateurs flous afin d'améliorer les qualités de poursuite et d'assurer la robustesse du système. Dans la seconde, on développera la commande par backstepping basée sur les erreurs et la théorie de stabilité de *Lyapunov* afin de faire converger ces erreurs vers zéro et d'assurer ainsi la stabilité et l'équilibre du système instantanément. Les performances de ces deux techniques de commandes seront justifiées par des résultats obtenus par simulation.

Le cinquième et dernier chapitre sera consacré à l'étude comparative entre les différentes lois de commandes proposées dans ce travail de thèse afin de mettre en évidence l'efficacité et la robustesse de chacune d'elles. Cette étude est basée sur trois critères essentiels durant le fonctionnement en régime transitoire et permanent.

Finalement, le travail sera clôturé par une conclusion générale, ainsi que par des suggestions et quelques perspectives pour les travaux de recherches futurs dans ce domaine.

CHAPITRE I

**ÉTAT DE L'ART SUR LES
SYSTEMES DE CONVERSION
D'ENERGIE ÉOLIENNE.**

I.1 INTRODUCTION

Le besoin croissant en énergie dans le monde, l'épuisement des ressources énergétiques classiques (fossiles) et les problèmes d'environnement causés par l'émission du gaz carbonique lors de leurs exploitations ont poussé les chercheurs à développer de nouveaux moyens de production d'énergies abondantes et inépuisables dites " énergies renouvelables ". Parmi ces énergies, on trouve l'énergie éolienne qui occupe une bonne place grâce aux avantages qu'elle apporte [VEL 14, MOT 14, ROU 15].

Dans ce chapitre, une étude technique globale sur l'énergie éolienne qui comprend l'historique, l'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres, ainsi que ses avantages et ses inconvénients sera présentée. Une description des différents aérogénérateurs également sera présentée, et où un aperçu détaillé de l'aérogénérateur à axe horizontal est donné.

Ce chapitre est clôturé par un aperçu sur les différents types de machines électriques utilisées dans les éoliennes tout en soulignant leurs avantages et leurs inconvénients. Un état de l'art de la machine asynchrone à double alimentation qui est choisie comme générateur dans le système éolien fera l'objet de cette étude. Une description de sa structure, de ses modes de fonctionnement, des configurations de son alimentation et ses applications comme moteur et comme générateur est présentée.

I.2 APERÇU SUR L'ENERGIE EOLIENNE

I.2.1 HISTORIQUE

Selon la divinité de la Grèce antique, le nom d'éolienne est extrait du mot *Éole* qui signifie dieu du vent. L'énergie du vent est l'une des premières formes d'énergie employée par l'homme, qui remonte à 2000 ans avant J-C. Les Babyloniens avaient conçu à cette époque un projet d'irrigation de la Mésopotamie en faisant usage de la puissance provenant du vent. Elle fut utilisée, par la suite, pour la propulsion des navires. Au moyen âge, elle était utilisée par les européens pour répondre à des besoins en énergie mécanique dans des moulins de blé et dans l'assèchement des terres inondées au Pays-Bas (pompage d'eau) [BOU 07].

L'association d'une turbine éolienne à une génératrice a été mise au point par Poul La Cour en 1891. Cette application a évolué en termes de puissance et de rendement durant tout le 20ème et jusqu'au début du 21ème siècle. Son utilisation s'est élargie à travers le monde notamment dans les zones isolées telles que les îles du pacifique. Les Pays-Bas sont les

premiers pays dans la construction des éoliennes (50% des éoliennes dans le monde sont fabriquées en Hollande). Dans les années 40, au Danemark, 1300 éoliennes ont été fabriquées. Dans les années 60, environ 1 million d'aérogénérateurs fonctionnait dans le monde. Au début du siècle dernier, les aérogénérateurs ont fait une apparition massive (6 millions de pièces fabriquées aux Etats-Unis où ils étaient le seul moyen d'obtenir de l'énergie électrique dans les campagnes isolées [ABD 12, AGU 10, MIR 05].

La crise pétrolière de 1973 a alerté les états producteurs et consommateurs d'énergie fossile sur la nécessité de la réalisation et du développement de centrales éoliennes. A la fin des années 80, le nombre d'éoliennes installées a augmenté de façon considérable. L'Algérie a décidé en 2006 de se doter de la technologie éolienne en implantant la première ferme éolienne à Tindouf d'une puissance de 50 MW. Elle envisage en perspective de recouvrir 5% de ses besoins en électricité par les énergies renouvelables dont l'énergie éolienne [MER 08].

I.2.2 ENERGIE EOLIENNE EN QUELQUES CHIFFRES

Le nouveau total mondial installé pour l'énergie éolienne, à la fin de 2015 pour les statistiques 2015 du Global Wind Energy Council (GWEC) était de 432.883 MW (369.700MW fin 2014), d'une augmentation de 63 GW en un an, ce qui représente une croissance du marché cumulé de plus de 17%. La Chine seule a installé 30,5 GW, soit 48,4 % du total mondial en 2015 (45,2 % en 2014) [GWEC 15].

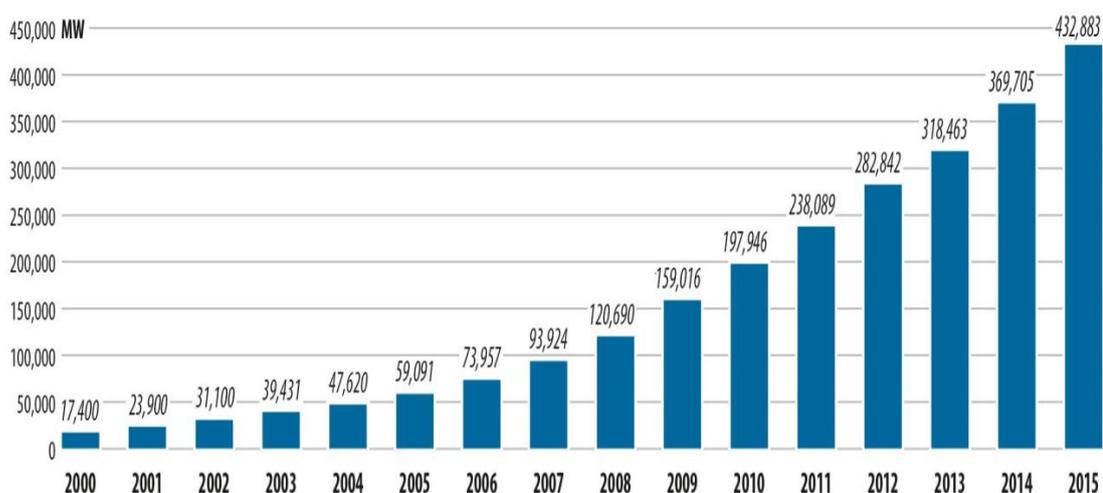


Figure I-1 : Puissance des installations éoliennes (MW) à l'échelle mondiale [GWEC 15].

On constate de fortes disparités, au niveau de la répartition de cette puissance installée dans les différents pays,. En 2015, **la Chine** était le première pays mondial avec une puissance éolienne installée de 145,104 GW, puis les **Etas Unis** avec 74,471 GW.

l'Allemagne en troisième position mondiale et le premier dans l'Union Européenne avec 44,74 GW, et *l'Inde* avec 25,088 GW à la fin de l'année 2015. Le reste de classement mondial des pays producteurs d'électricité par l'énergie éolienne est présenté par la figure (I.2) [GWEC 15].

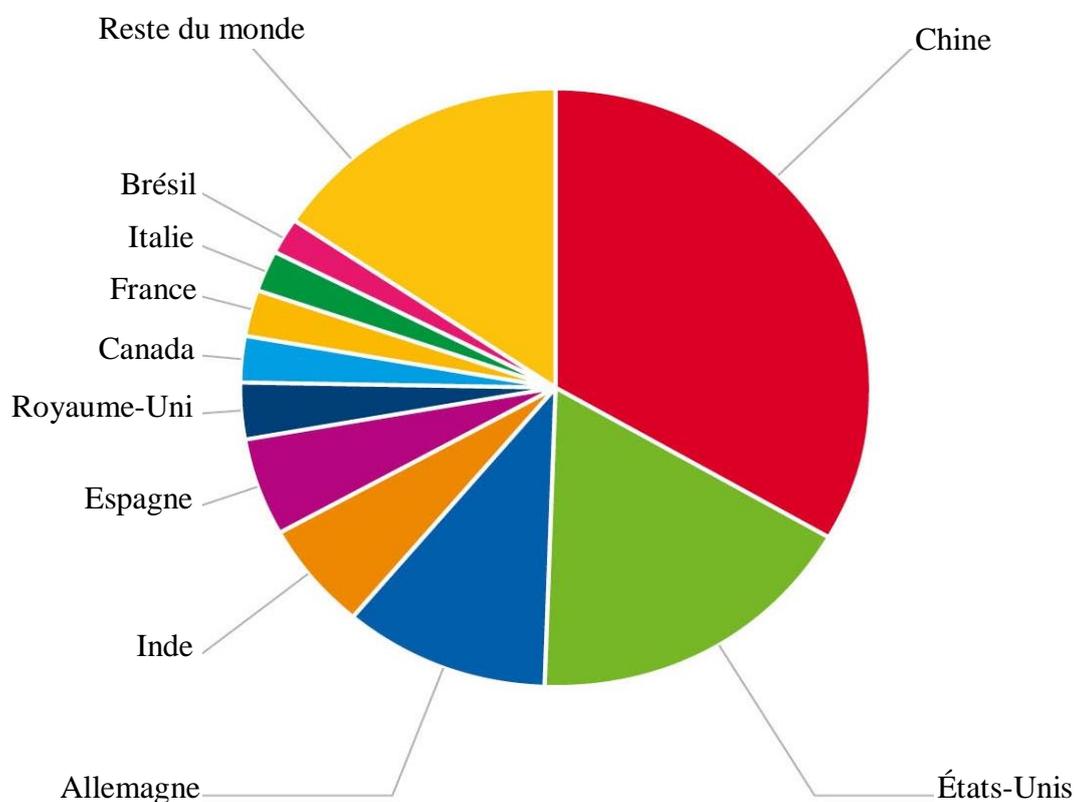


Figure I-2 : Répartition de la puissance installée dans le monde [GWEC 15].

Tableau. I-1: Le classement mondial des pays producteurs d'électricité au moyen de l'énergie éolienne [GWEC 15].

Pays	Pui. élec 2015 En MW	%
Chine	145,362	33,6
États-Unis	74,471	17,2
Allemagne	44,947	10,4
Inde	25,088	5,8
Espagne	23,025	5,3
Royaume-Uni	13,603	3,1
Canada	11,205	2,6
France	10,358	2,4
Italie	8,958	2,1
Brésil	8,715	2,0
Reste du monde	67,151	15,5
Top total 10	365,731	84,5
Mondial total	432,883	100

I.2.3 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ENERGIE EOLIENNE

L'utilisation croissante et rapide de l'énergie éolienne dans le monde est liée aux avantages qu'elle offre.

I.2.3.1 AVANTAGES [BOU 14, BEN 13, KEN 12, MAY 14, MOK 14]

- ☺ L'énergie éolienne est une énergie renouvelable propre, écologique, fiable, économique, et inépuisable. C'est une énergie respectueuse de l'environnement ce qui offre aux générations futures la possibilité d'en bénéficier.
- ☺ L'utilisation de l'énergie éolienne non pas pour le remplacement des ressources conventionnelles, mais comme énergie d'appoint aux énergies traditionnelles.
- ☺ L'énergie éolienne n'est pas une énergie à risque comme l'énergie nucléaire et ne produit pas de déchets radioactifs.
- ☺ L'énergie éolienne évite l'émission de 6,3 millions de tonnes de CO₂ et 21 millions de tonnes de SO₂ et 17,5 mille tonnes de NO₂, qui sont les principaux responsables des pluies acides.
- ☺ L'installation des turbines éoliennes est relativement simple par rapport à celle des centrales aux énergies traditionnelles.
- ☺ L'exploitation de l'énergie éolienne n'est pas un procédé continu puisque les éoliennes peuvent facilement être arrêtées.
- ☺ La durée de vie des éoliennes modernes peut aller jusqu'à 25 ans, ce qui est comparable aux autres centrales de production conventionnelles.
- ☺ Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace.
- ☺ C'est une source d'énergie universelle puisqu'elle ne concerne pas seulement quelques pays comme dans le cas d'énergie pétrolière.
- ☺ C'est une énergie moins coûteuse par rapport aux autres énergies renouvelables.
- ☺ Cette énergie est intéressante pour les pays en voie de développement puisqu'elle se développe et s'intègre facilement dans un système électrique existant.

➤ I.2.3.2 INCONVÉNIENTS [BOU 14, BEN 13, KEN 12, MAY 14, MOK 14]

- ☹ Les éoliennes génèrent des bruits mécaniques (multiplicateurs) et aérodynamiques (vitesse de rotation du rotor) qui peuvent atteindre jusqu'à 55dB.
- ☹ La qualité d'énergie électrique produite n'est pas toujours bonne à cause de la vitesse du vent qui n'est pas toujours constante.
- ☹ Les éoliennes présentent des risques d'accidents lors des fortes vitesses du vent qui peuvent rompre les structures du système.

- ⊗ Les parcs éoliens constituent un obstacle à la propagation et à la réception des ondes hertziennes.
- ⊗ Les éoliennes créent des paysages indésirables.
- ⊗ L'énergie éolienne reste liée à la météo et à l'environnement.
- ⊗ Le coût de l'énergie éolienne reste plus élevé par rapport aux autres sources d'énergie classique surtout sur les sites moins ventés.
- ⊗ Les éoliennes nuisent à la migration des oiseaux.

I.3 APERCU SUR LES AEROGENERATEURS

I.3.1 AEROGENERATEUR

Un aérogénérateur, appelé généralement éolienne, est un dispositif qui capte l'énergie cinétique du vent pour la transformer en une énergie mécanique disponible (mouvement rotatif). Cette énergie est amplifiée par un système d'engrenage (multiplicateur), puis transmise à un arbre de rotation lié à une génératrice qui la convertit à son tour en une énergie électrique [LOP 08, LAV 05].

Les éoliennes sont classées selon leur puissance nominale en trois catégories [MUL 08]:

- ✓ Eoliennes de petites puissances : $P < 40 \text{ kW}$.
- ✓ Eoliennes de moyennes puissances : $40 \text{ kW} < P < 1 \text{ MW}$.
- ✓ Eoliennes de fortes puissances : $P > 1 \text{ MW}$.

La figure (I-1) illustre la correspondance taille et puissance des éoliennes.

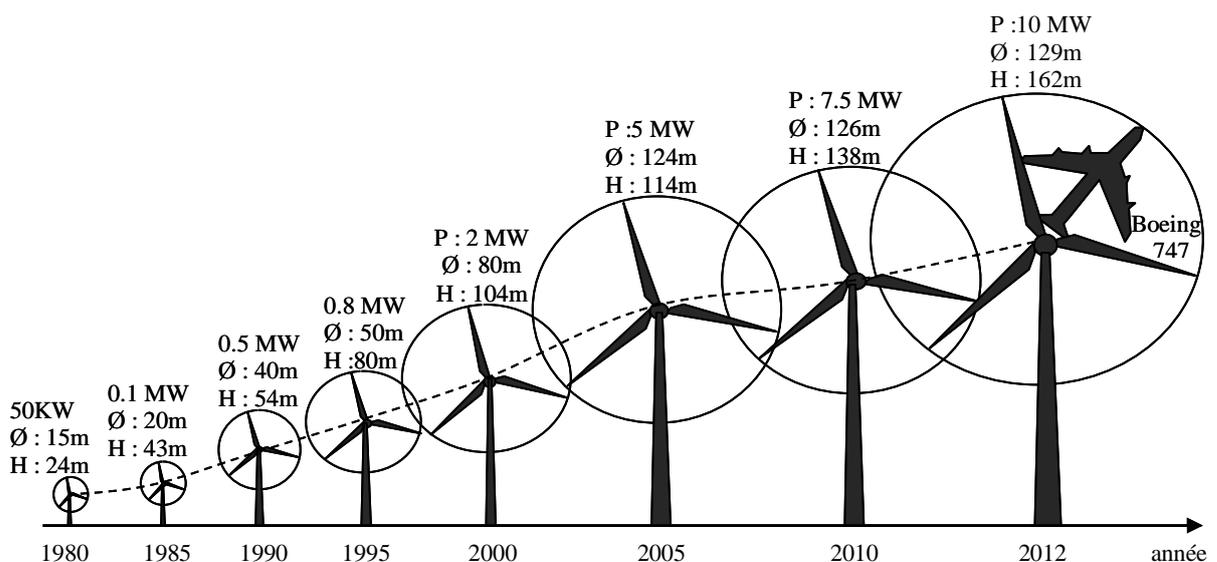


Figure I-3 : Correspondance taille et puissance des éoliennes [ZAR 11].

I.3.2 DIFFERENTS TYPES D'ÉOLIENNES

Les turbines éoliennes sont classées selon leurs axes de rotation en deux catégories :

- ✓ Éoliennes à axe horizontal (HAWT).
- ✓ Éoliennes à axe vertical (VAWT) [POI 03, BEL 10].

I.3.2.1 ÉOLIENNES A AXE VERTICAL

Ce type d'éoliennes est le premier à être utilisé dans la conversion d'énergie éolienne. Leur rotor est monté verticalement par rapport à la terre. Leur fonctionnement est basé sur la poussée axiale du vent et son incidence sur l'arbre du système. Cette catégorie d'éolienne a vu plusieurs prototypes, mais deux seulement ont atteint l'étape d'industrialisation [HAM 13].

➤ Rotor de Savonius

Il est constitué de deux sections semi circulaires cylindriques formant approximativement un **S**. Le couple moteur est obtenu par une pression exercée par le vent sur les surfaces des deux sections de la structure. Le meilleur rendement de dispositif est obtenu pour un rapport $e/d = 1/6$, et un coefficient C_p maximal qui peut atteindre 0.3 . Le rotor de Savonius nécessite un grand couple de démarrage [MIR 05].

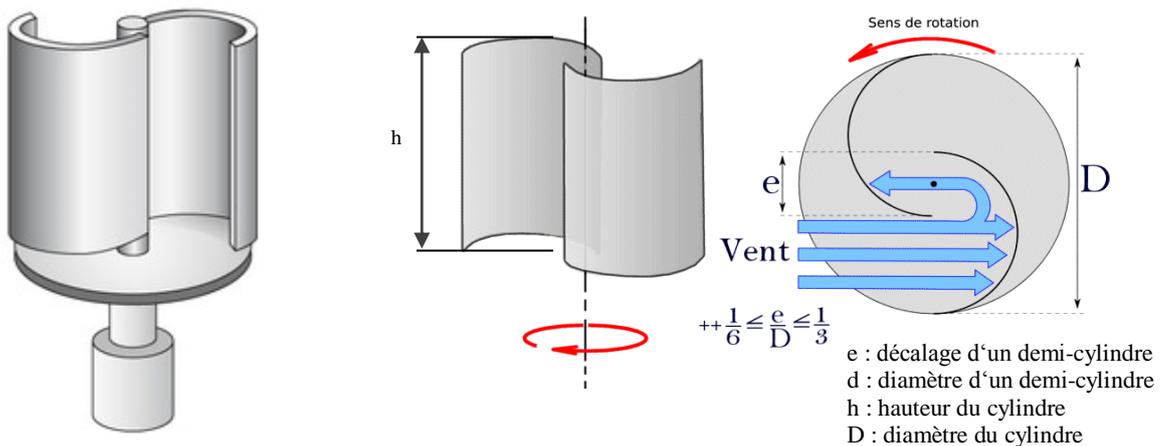


Figure I-4 : Structure de Savonius [ABD 07].

➤ Rotor de Darrieus

Il est constitué de plusieurs pales biconvexes, en générale deux ou trois montées symétriquement et liées rigidement entre elles, tournant autour d'un axe vertical. Les formes utilisées pour les surfaces décrites par les pales sont cylindriques, tronconiques ou paraboliques.

La rotation du système est basée sur le principe de variation cyclique du vent, le rotor est soumis à des forces de direction et intensité variables selon l'orientation de ce profil [BOY 06].

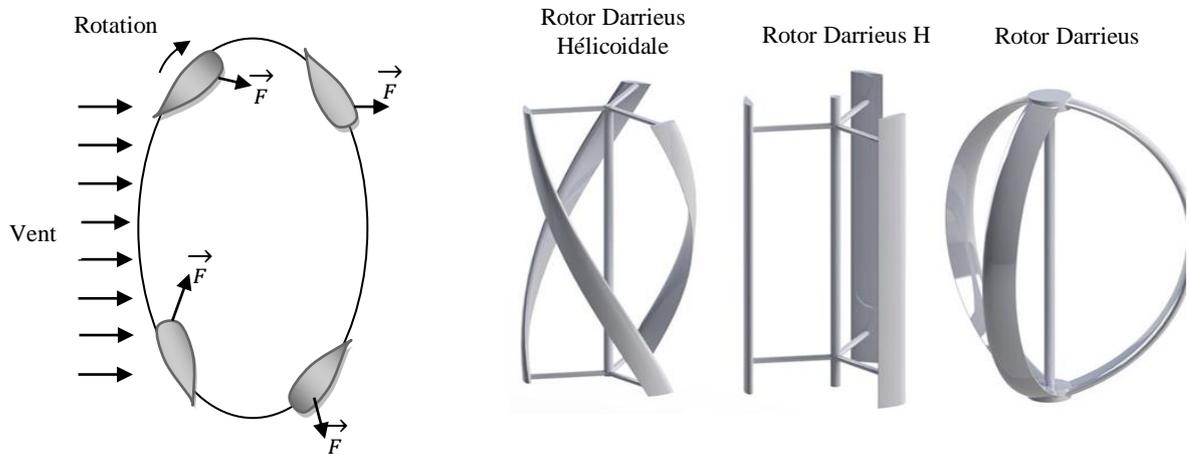


Figure I-5 : Structure de Darrieus [ABD 07].

Les principaux avantages des éoliennes à axes verticales sont [BEL 10, BOY 06]:

- 👉 Simplicité de conception.
- 👉 Facilité d'entretien et de maintenance de la génératrice et du multiplicateur qui sont posés directement au sol.
- 👉 Absence d'un système d'orientation du rotor car le vent peut faire tourner la structure quel que soit sa direction.
- 👉 Faible bruit du système puisqu'elles tournent à faible vitesse.

Ce type d'éoliennes a été abandonné à cause des inconvénients suivants [BEL 10, BOU 07]:

- 👎 Faible rendement et variations importantes de la puissance produite.
- 👎 Occupation importante du terrain pour les puissances élevées.
- 👎 Faible vitesse du vent à proximité du sol.
- 👎 Nécessité d'un dispositif auxiliaire de démarrage.

I.3.2.2 EOLIENNES A AXE HORIZONTAL

Ce sont les structures les plus répandues et sont largement utilisées dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne grâce aux avantages qu'elles apportent. Suivant leur orientation en fonction du vent, les HAWT sont dites en « amont » ou en « aval » fig(I.6).

Les forces aérodynamiques appliquées sur les pales créent un couple moteur qui entraîne la rotation du rotor de ce dispositif [DID 06].

Les aérogénérateurs à axe horizontal utilisés pour la production d'énergie électrique sont à trois pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Cependant, il existe d'autres structures à une ou deux pales [ROG 04].

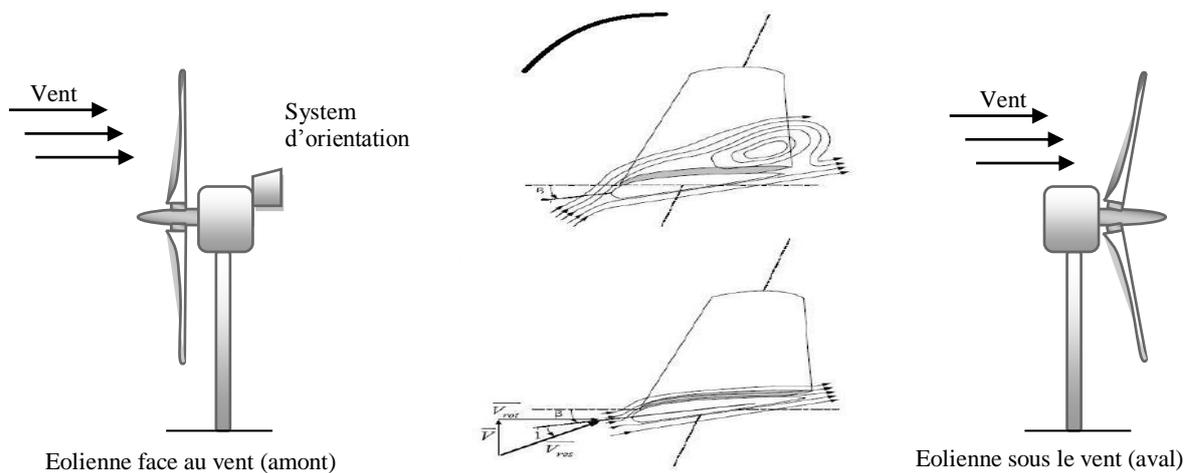


Figure I-6 : Aérogénérateur à axe horizontal [MOK 14].

Les principaux avantages des éoliennes à axe horizontal sont [BOY 06, BUR 01]:

- 👉 Une faible occupation du sol par rapport aux éoliennes à axe vertical.
- 👉 Cette structure capte le vent en hauteur mieux qu'au voisinage du sol ce qui permet d'obtenir une plus grande vitesse de rotation.
- 👉 Possibilité du contrôle de la vitesse pour avoir le maximum de la puissance générée.
- 👉 Elles ne nécessitent pas de dispositif auxiliaire de démarrage.
- 👉 Elles sont efficaces et possèdent un bon rendement.
- 👉 Le générateur et le système de commande sont inclus dans la nacelle au sommet de la tour. Ainsi, il n'est pas nécessaire de rajouter un local pour l'appareillage.

Les principaux inconvénients des éoliennes à axe horizontal sont [BOY 06, BUR 01]:

- 👎 Le coût de construction très élevé.
- 👎 La difficulté d'intervention pour la maintenance des appareils qui se trouvent au sommet de la tour.
- 👎 La nécessité d'un système d'orientation des pales.

I.3.2.3 PRINCIPAUX COMPOSANTS DES AEROGENERATEURS A AXE HORIZONTAL

Comme l'aérogénérateur à axe horizontal est le plus répandu dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne, ce présent travail portera sur l'étude et le fonctionnement de ce type d'aérogénérateurs, ainsi qu'à sa structure interne et ses principaux constituants (la tour, la nacelle et le rotor) [LOP 08, LAV 05].

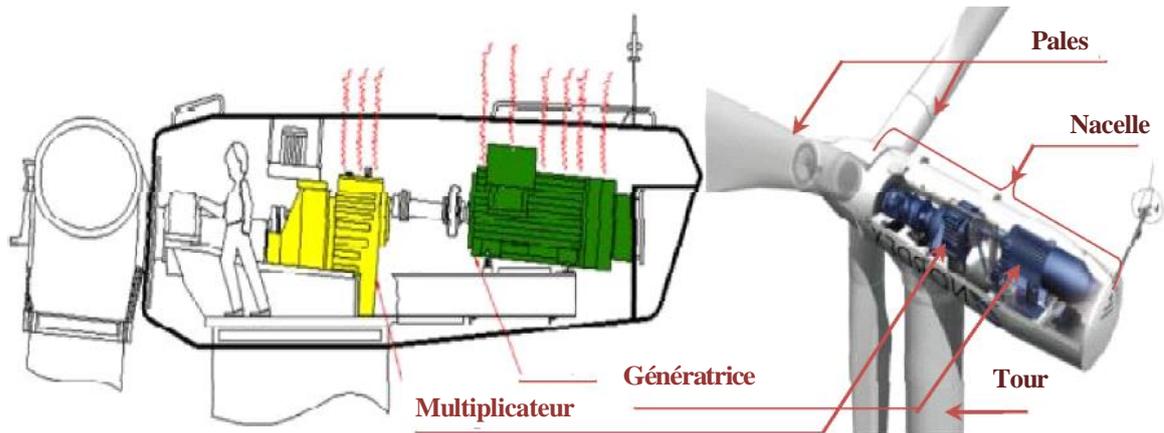


Figure I-7 : Schéma interne d'un aérogénérateur à axe horizontal [BOY 06].

La tour (mat): est un pylône qui supporte la nacelle et le rotor de l'éolienne. Généralement elle a la forme d'un tube en acier conique, cylindrique, ou d'un treillis métallique. Elle doit être élevée en hauteur pour capter le maximum d'énergie cinétique du vent et éviter les perturbations près du sol ce qui permettra aussi d'utiliser des pales plus longues.

A l'intérieur se trouvent les câbles de transport de l'énergie électrique, les éléments de contrôle, l'appareillage de connexion au réseau de distribution et l'échelle d'accès à la nacelle [BEL 10].

Le rotor: est un ensemble constitué d'un jusqu'à trois pales fixées à un moyeu raccordé à l'arbre primaire de la turbine. Son rôle est de capter et de transformer l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique.

Le système à trois pales est le plus utilisé car il procure un bon compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation captée. De plus, il limite les vibrations et le bruit, et permet ainsi une stabilité du mécanisme et une augmentation de la durée de vie du rotor [BOU 07].

La nacelle : placée à la tête de la tour, est considérée comme le cœur de l'aérogénérateur. La nacelle comporte la coque qui contient et regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien à la génératrice électrique. Elle assure leur protection contre le soleil, la pluie, la neige et même le verglas [HAM 13].

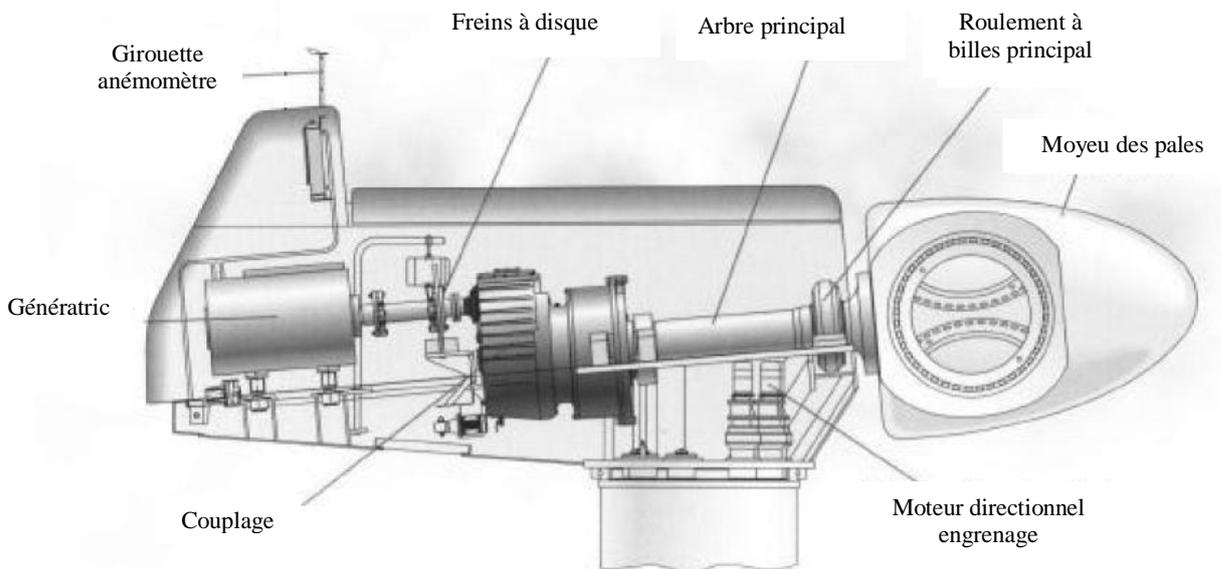


Figure 1-8 : Principales composantes intérieures de la nacelle d'une turbine éolienne [KHE 11].

La nacelle se compose des éléments suivants [BEL 10, HAM 13]:

- **Le générateur** : est un convertisseur électromécanique qui convertit l'énergie mécanique en énergie électrique. Dans le cadre de cette étude, le générateur utilisé est une MADA.
- **Le multiplicateur de vitesse** : sert à adapter la vitesse de la turbine à celle de la génératrice électrique.
- **Le système de refroidissement**: se compose généralement d'un ventilateur électrique utilisé pour le refroidissement de la génératrice, et d'un refroidisseur (radiateurs) à l'huile pour refroidir le multiplicateur.
- **Le système de commande**: sert à contrôler en permanence le bon fonctionnement de l'éolienne. Il intervient pour l'arrêt automatique de cette dernière en cas de défaillance.
- **L'arbre**: relie le moyeu au multiplicateur. IL contient un système hydraulique permettant le freinage aérodynamique de la turbine en cas de besoin.
- **Le dispositif d'orientation de la nacelle**: permet la rotation de la nacelle autour de l'extrémité supérieure de la tour. Cette rotation est assurée généralement par des moteurs électriques par l'intermédiaire d'une couronne dentée.

- **Le système d'orientation des pâles:** permet le contrôle de la puissance cinétique captée par l'éolienne.

I.3.3 CONNEXIONS D'EOLIENNE

L'exploitation de l'énergie électrique produite par une éolienne peut se faire de deux manières, soit pour être injecter au réseau, soit pour alimenter une charge isolée.

I.3.3.1 EOLIENNE CONNECTEE AU RESEAU

C'est la méthode la plus utilisée grâce aux avantages qu'elle apporte. Elle permet de compenser le manque de puissance de l'éolienne par la puissance générée par les centrales conventionnelles connectées aux mêmes réseaux. Cette méthode est moins complexe puisqu'elle facilite au système de commande de l'éolienne pour avoir une puissance optimale.

Les éoliennes raccordées au réseau électrique sont généralement regroupées dans un parc éolien d'environ 5 à 50 machines. On peut aussi retrouver des éoliennes isolées connectées au réseau.

Le raccordement de l'éolienne au réseau électrique exige la même fréquence et la même tension que celles du réseau quel que soit la vitesse du vent, soit en gardant la vitesse de rotation de la génératrice constante par l'orientation des pales, soit par l'insertion d'un convertisseur statique [EPS 09, BOY 06].

I.3.3.2 EOLIENNE ALIMENTANT UNE CHARGE ISOLEE

L'énergie éolienne est aussi utilisée pour fournir de l'énergie à des sites isolés comme: l'alimentation des îles par l'énergie électrique, le pompage d'eau pour l'irrigation des champs agricoles, l'alimentation en électricité des voiliers, des phares et des balises [EPS 09, BOY 06].

I.4 REGULATION MECANIQUE DE LA PUISSANCE D'UNE EOLIENNE

Le dimensionnement en puissance d'un système de conversion d'énergie éolienne (la turbine, le générateur, etc...) est prédéfini pour fonctionner à une vitesse du vent nominale comme il est indispensable de limiter la vitesse du vent captée pour nominaliser la puissance convertie par la turbine et empêcher la destruction de tout le système. Le réglage de la puissance captée par la turbine se fait essentiellement par action sur la portance qui dépend de l'angle d'incidence α et de calage β .

Il existe trois méthodes principales pour contrôler la puissance aérodynamique recueillie par la turbine et la limiter lorsque la vitesse du vent est trop élevée.

I.4.1 CONTROLE PAR ANGLE DE CALAGE VARIABLE (PITCH CONTROL)

Le système d'orientation des pales sert essentiellement à contrôler la puissance mécanique générée par la turbine pour les faibles et fortes vitesses du vent. Pour un tel système, la pale est tournée par un dispositif de commande appelé (pitch control). Pour modifier les performances de la turbine, plus précisément le coefficient de puissance, on varie l'angle d'orientation de ces pales lors des fortes vitesses du vent. Cette technique consiste à varier l'angle de calage des pales, donc l'angle d'incidence, ce qui limite l'action des forces aérodynamiques exercées sur les pales. Cela réduit considérablement toutes les contraintes sur la turbine face aux fortes vitesses du vent, tout en maintenant un couple mécanique constant qu'on peut annuler par une mise en drapeau [BIA 07, MUN 08, LAV 05, COU 08].

I.4.2 CONTROLE PAR DECROCHAGE AERODYNAMIQUE PASSIF (PASSIVE STALL)

Ce système est plus léger et moins coûteux que le système précédent, à cause de l'absence du système de contrôle de l'angle de calage; comme il est simple et robuste, du fait qu'il ne dispose d'aucun système mécanique ou électrique auxiliaire. L'angle de calage est fixe, alors que l'angle d'incidence varie avec la vitesse du vent incident, et son augmentation entraîne une augmentation de la traînée, un décrochage progressif des pales et un maintien de la vitesse de rotation de la turbine constante.

Cependant, l'utilisation de cette technique exige une conception rigoureuse de la géométrie des pales et un choix très précis de la vitesse de rotation de la turbine. Aussi, il faut s'assurer que pour une certaine vitesse du vent, l'augmentation de la puissance soit effectivement empêchée [BIA 07, BUR 01, LAV 05, COU 08].

I.4.3 CONTROLE PAR DECROCHAGE AERODYNAMIQUE ACTIF

Ce système est l'hybridation des deux systèmes décrits précédemment. Il est utilisé pour les systèmes de très grandes puissances. Le décrochage aérodynamique est obtenu progressivement grâce à un dispositif permettant un débattement des pales contre le vent. L'orientation des pales étant très réduite, le dispositif mécanique est plus simple et moins coûteux.

Cette technique, appelée aussi décrochage par calage négatif des pales (negative-pitch control), est basée sur le même principe que le décrochage actif. Cependant, celui-ci est assuré en diminuant légèrement l'angle de calage pour augmenter l'angle d'incidence, et qui peut être légèrement avancé ou retardé. La vitesse est maintenue pratiquement constante jusqu'au décrochage total. La puissance peut donc être limitée à sa valeur nominale [COU 08, BEL 10, BUR 01, KEN 12].

I.5 TECHNOLOGIES DES SYSTEMES EOLIENS

I.5.1 EOLIENNES A VITESSE FIXE

Ces éoliennes sont les premières à avoir reçue une technologie développée. La génératrice qui est généralement une machine asynchrone à cage d'écureuil fonctionnant en hyper-synchronisme à une vitesse légèrement supérieure à celle du synchronisme est reliée directement au réseau sans convertisseur de puissance. Sa vitesse mécanique fixe est imposée par la fréquence du réseau et par son nombre de paires de pôles.

Le contrôle de la puissance de ce type de système se fait au niveau de la turbine, soit par décrochage aérodynamique, soit par calage variable des pales de l'aérogénérateur pour s'approcher du fonctionnement synchrone. Il est doté d'un multiplicateur de vitesse pour s'adapter à la vitesse de la turbine et de la génératrice [MON 12, WAN 12, COU 08].

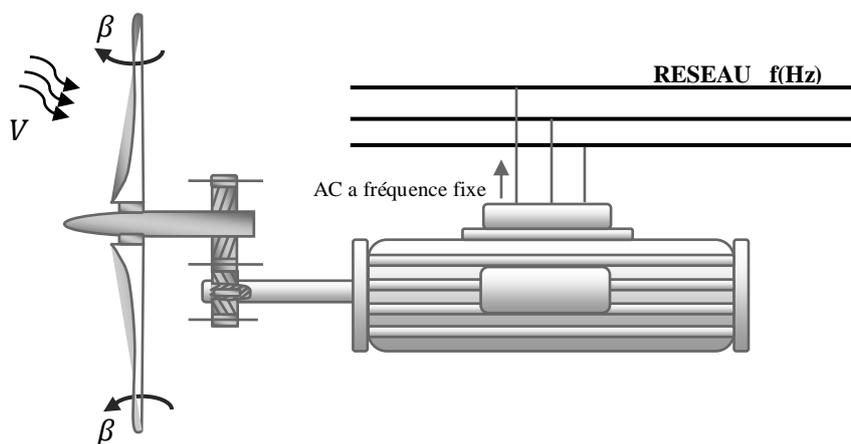


Figure I-9 : Eolienne à vitesse fixe.

I.5.1.1 LES AVANTAGES DE L'EOLIEENNE A VITESSE FIXE

Les principaux avantages de ce type d'éoliennes sont [KEN 12, BEL 10, HAM 13]:

- ☞ La simplicité d'implantation.

- ☞ L'absence de convertisseurs de puissance pour la commande.
- ☞ Une grande fiabilité.
- ☞ Un faible coût.

I.5.1.2 LES INCONVENIENTS DE L'EOLIENNES A VITESSE FIXE

Ce système possède beaucoup d'inconvénients lors de l'exploitation de l'énergie extraite à savoir [KEN 12, BEL 10, HAM 13]:

- ☞ Une puissance extraite non optimisée (On rate les maxima théoriques).
- ☞ Un rendement très faible pour les vents faibles et moyens.
- ☞ Une nécessité de maintenance périodique de la boîte de vitesse.
- ☞ La perte du contrôle de la puissance réactive.
- ☞ L'absence de contrôle du système de magnétisation de la génératrice.

I.5.2 EOLIENNES A VITESSE VARIABLE

A cause des inconvénients du système éolien à vitesse fixe, les industriels ont développés d'autres systèmes plus performants fonctionnant pour une gamme de vitesse plus large. Ces systèmes sont basés sur l'exploitation optimale de la puissance extraite de l'énergie cinétique du vent en ajustant en permanence la vitesse de la génératrice à celle du vent. Cette technique s'effectue par des commandes sur la chaîne globale du système à savoir : la turbine, le générateur et le convertisseur utilisé qui sert à synchroniser la fréquence et l'amplitude générés par le générateur avec celles du réseau [MON 12, WAN 12, COU 08].

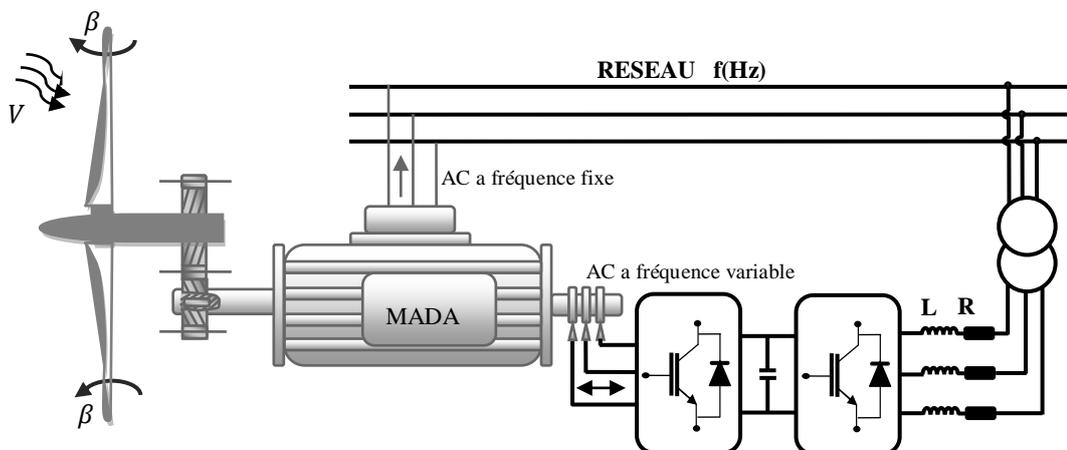


Figure I-10 : Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.

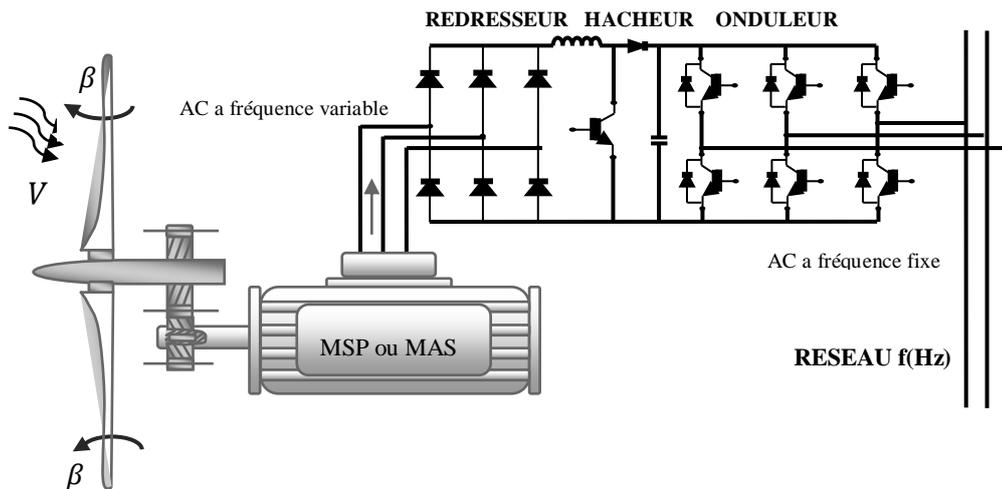


Figure I-11 : Eolienne à vitesse variable basée sur une MSP ou une MAS.

I.5.2.1 LES AVANTAGES DE L'EOLIENNE A VITESSE VARIABLE [KEN 12, BEL 10, HAM 13]

- ☞ Une exploitation optimale de l'énergie du vent.
- ☞ Une limitation des oscillations mécaniques.
- ☞ Une possibilité d'augmentation de la vitesse de rotation du rotor lors des rafales.

I.5.2.2 LES INCONVENIENTS DE L'EOLIENNE A VITESSE VARIABLE [KEN12, BEL 10, HAM 13]

- ☞ Un raccordement indirect du système au réseau et son coût.
- ☞ Une grande complexité du système de puissance.
- ☞ Une perte d'énergie pendant le processus de conversion.

I.6 ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION ELECTROMECHANIQUE

Il existe plusieurs types de machines électriques qui jouent le rôle de génératrice dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne. Ces machines exigent des caractéristiques spécifiques et leur cahier de charge varie selon le type et les dimensions géométriques.

I.6.1 SYSTEMES UTILISANT LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone est la machine la plus répandue dans le domaine de production d'énergie éolienne. Ce type de machine offre la possibilité de travailler à vitesse variable tout en respectant les contraintes de fréquence et de tension.

Il existe plusieurs types de machines asynchrones à savoir : la machine asynchrone à cage, la machine asynchrone à double stator, la machine asynchrone double alimentée à rotor bobiné et la machine asynchrone double alimentée sans collecteur.

I.6.1.1 MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL

La machine asynchrone à cage est la machine la plus utilisée dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne à cause de sa réversibilité, sa robustesse, son faible coût de construction vue l'absence du système de contact glissant qui ne nécessite que peu d'entretien et sa facilité de connexion au réseau. Ces caractéristiques ont permis la fabrication en grandes quantités et à très grande échelle de puissances de ce type de machines.

Les machines asynchrones à cage utilisées dans les aérogénérateurs sont à nombre de paires de pôles fixe. Par conséquent, la plage de variation de glissement est comprise entre 0 et 0,08, d'où l'impossibilité de fonctionnement à vitesse variable. De plus, la turbine tournant à une vitesse lente nécessite l'insertion d'un multiplicateur mécanique de vitesse entre la turbine et la machine. L'énergie réactive consommée par la machine pour magnétiser son rotor n'est pas contrôlée, ce qui diminue le facteur de puissance du réseau. Pour résoudre ce problème, il faut compenser cette demande par la connexion d'un groupe de condensateurs en parallèle avec le stator du générateur pour fournir l'énergie réactive nécessaire à la machine [ABD 13, BOU 14].

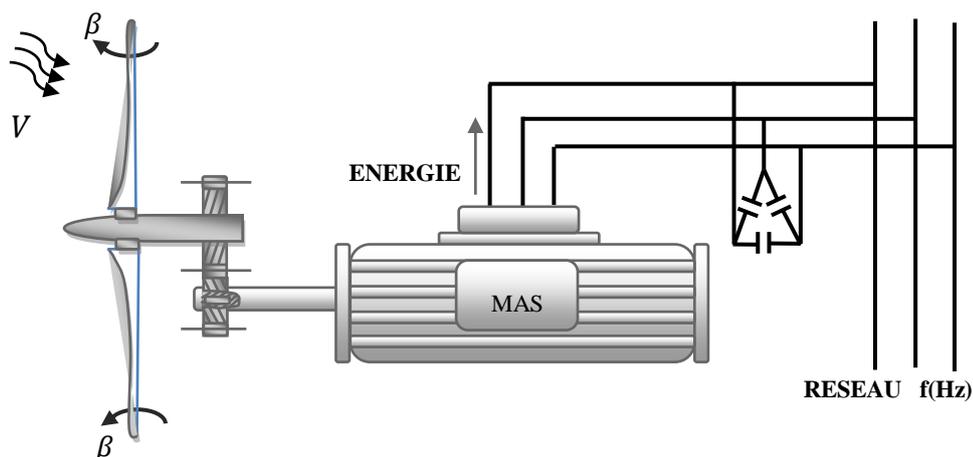


Figure I-12 : Machine asynchrone à cage d'écureuil dans une chaîne de conversion éolienne.

I.6.1.2 MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR

Pour assurer la possibilité de fonctionnement à deux vitesses fixes différentes et améliorer le rendement du dispositif précédent, certains constructeurs utilisent un système à base de machines asynchrones à double stator; l'un pour les faibles puissances à grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses du vent, et l'autre pour les fortes puissances à faibles nombres de paires de pôles pour les grandes vitesses du vent.

Cependant, la présence d'un deuxième stator rend la conception de la machine particulière, avec un diamètre et un poids plus grands. Le coût de la machine augmente. Le bruit engendré par l'éolienne est plus faible pour les petites vitesses du vent car l'angle de calage nécessaire à l'orientation des pales atteint des valeurs moins élevées [AMI 10, AMI 12].

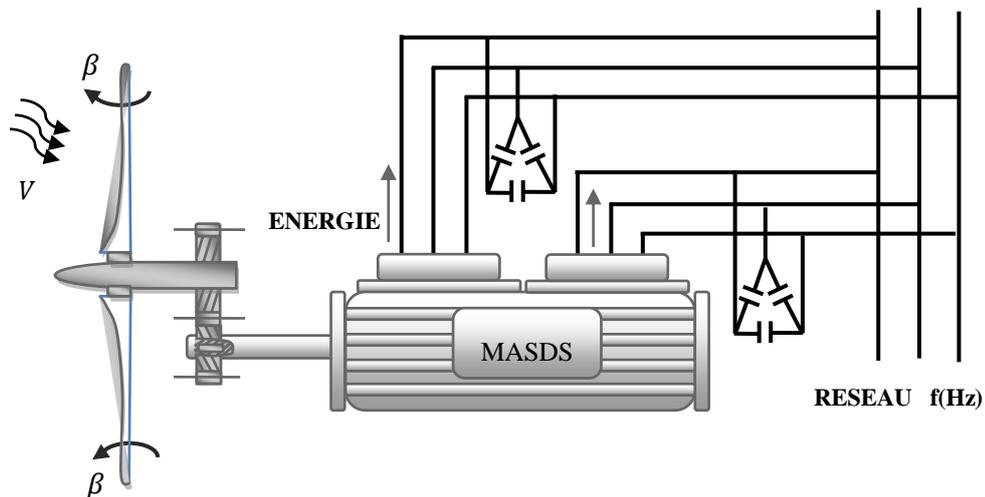


Figure I-13 : Machine asynchrone à double stator dans une chaîne de conversion éolienne.

I.6.1.3 MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION TYPE "ROTOR BOBINE"

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a trouvé la voie libre pour s'intégrer dans le domaine de la production de l'énergie éolienne. Cette machine possède des caractéristiques adéquates pour un bon fonctionnement du système éolien.

La configuration la plus simple est de connecter le stator et le rotor de la MADA directement au réseau avec un système de protection pour le stator, et un convertisseur statique pour le rotor afin d'assurer la variation du glissement, ce qui permet à l'ensemble de fonctionner à vitesse variable sur une grande plage de vitesse par rapport à la machine

asynchrone à cage, et de compenser la différence des fréquences mécanique et électrique par l'injection d'un courant à fréquence variable au rotor [ROU 15, MES 13].

L'avantage de cette configuration est de minimiser la dimension du convertisseur de puissance grâce à la puissance échangée entre le rotor et le réseau qui est faible par rapport à la puissance statorique [HME 13, BEL 12].

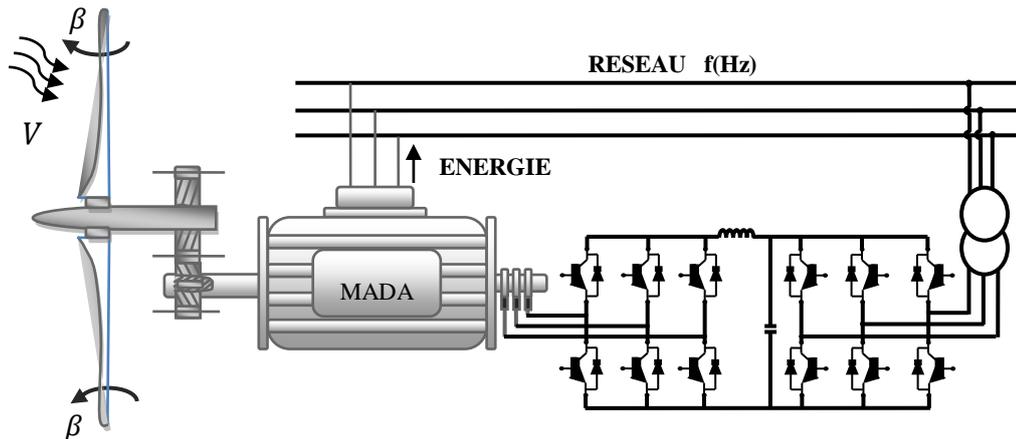


Figure I-14 : Machine asynchrone à double alimentation type "rotor bobiné" dans une chaîne de conversion éolienne.

I.6.1.4 MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION TYPE "BRUSHLESS"

Pour éliminer l'inconvénient majeur du dispositif précédent (maintenance du système contact glissant), certains constructeurs utilisent un système à base de machine asynchrone à double alimentation sans balais type "brushless". Cette machine a la particularité de fonctionner à vitesse variable, et possède deux enroulements ayant des nombres de paires de pôles différents logés dans la même armature du stator.

Le premier bobinage est directement connecté au réseau destiné aux grandes puissances, le second bobinage dont la section des conducteurs est moins élevée sert à faire varier le courant d'excitation de la machine au moyen d'un convertisseur bidirectionnel commandé. Le rotor de la machine possède une structure différente de celui de la machine à cage d'écureuil classique, mais aussi robuste, constitué de plusieurs boucles conductrices concentriques ayant un nombre de paires de pôles égal à la somme des nombres de paires de pôles des deux enroulements statoriques [BEN 13, XIA 08, BEN 10].

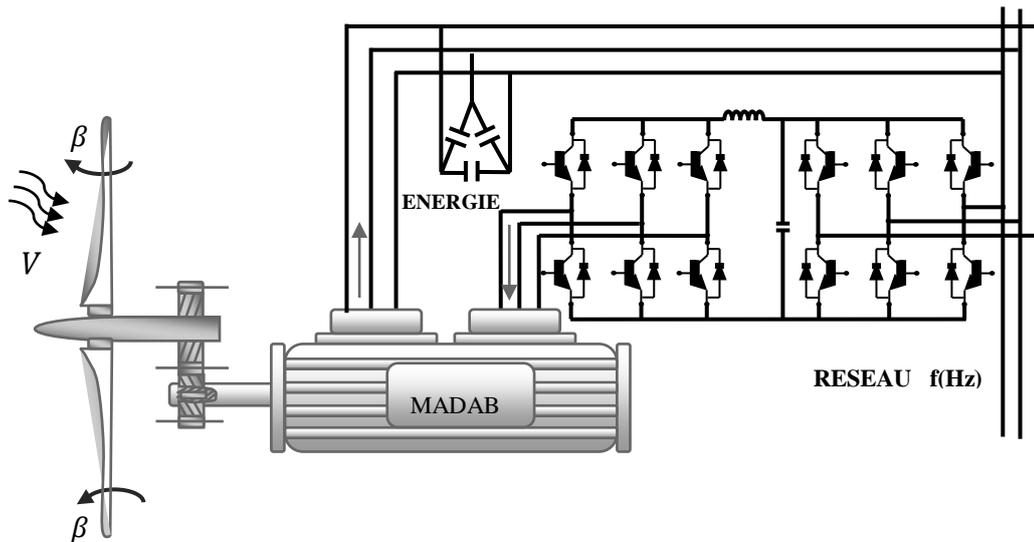


Figure I-15 : Machine asynchrone à double alimentation type "brushless" dans une chaîne de conversion éolienne.

I.6.2 SYSTEMES UTILISANT LA MACHINE SYNCHRONE

Les grandes éoliennes qui ne nécessitent pas de multiplicateur, sont basées généralement sur les génératrices synchrones. Ces dernières ont plusieurs avantages, à savoir: un bon rendement, un couple massique important à dimensions convenables, comme ils ne demandent pas d'énergie réactive pour la magnétisation du rotor qui est assuré directement par un aimant permanent ou par un enroulement d'excitation. Leur caractéristique (couple-vitesse) en fonctionnement génératrice exige le synchronisme entre les forces électromotrices rotoriques et statoriques, ce qui pose un problème pour l'utilisation de ces machines dans un système de production d'énergie éolienne où la vitesse du vent est variable.

Pour ces raisons, on place une interface électronique entre le stator de la machine et le réseau composé d'un onduleur et d'un redresseur permettant la circulation de puissance même en ayant deux fréquences différentes entre celle du stator et celle du réseau pour faire fonctionner la machine synchrone à vitesse variable et maximiser la puissance générée. Dans ce système, le convertisseur doit être dimensionné pour supporter la puissance générée, ce qui impose des composants plus puissants et un coût plus élevé [BOY 06, COU 08].

I.6.2.1 MACHINE SYNCHRONE À ROTOR BOBINÉ

Les variations importantes des couples électromagnétiques qui peuvent avoir lieu dans un système éolien peuvent causer une démagnétisation des aimants et une diminution de leur

durée de vie, car ces dernières sont constituées généralement d'un matériau peu fréquent, à cause de la difficulté et du coût de son extraction de la terre.

Pour limiter cet inconvénient, certains fabricants ont développé des éoliennes basées sur des machines synchrones à rotor bobiné, le champ tournant rotorique est créé par un enroulement alimenté en courant continu (roue polaire) au moyen d'un redresseur connecté au réseau. Ce mode d'excitation exige la présence d'un contact glissant au rotor, ou par un système "Brushless" avec un redresseur tournant [BOY 06, POI 03].

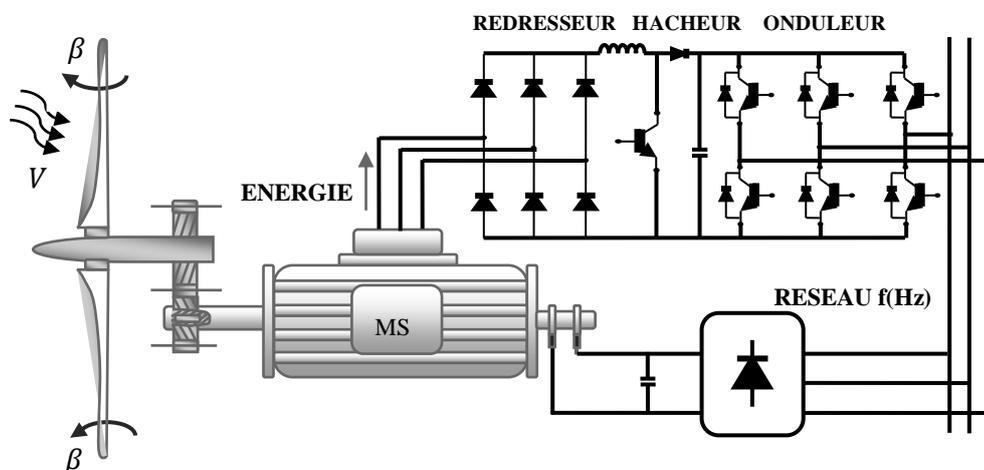


Figure I-16 : Machine synchrone à rotor bobiné dans une chaîne de conversion éolienne.

I.6.2.2 MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Le développement des matériaux magnétiques a permis l'amélioration des machines synchrones à aimants permanents à des coûts compétitifs. Ce type de machine utilise un aimant permanent à rotor multi-pôles, ce qui donne l'avantage d'avoir un grand couple massique.

La suppression du système de balais - bagues et du multiplicateur de l'éolienne a minimisé les frais d'entretien du système. De plus, la machine ne consomme pas d'énergie réactive dans le rotor, ce qui lui permet de fonctionner avec un facteur de puissance élevé et un bon rendement. Il existe plusieurs types de ces machines destinées aux applications éoliennes comme: les machines de construction standards (radiales), les génératrices discoïdes (champs axial) et les machines à rotor extérieur [WAN 08, ERR 12].

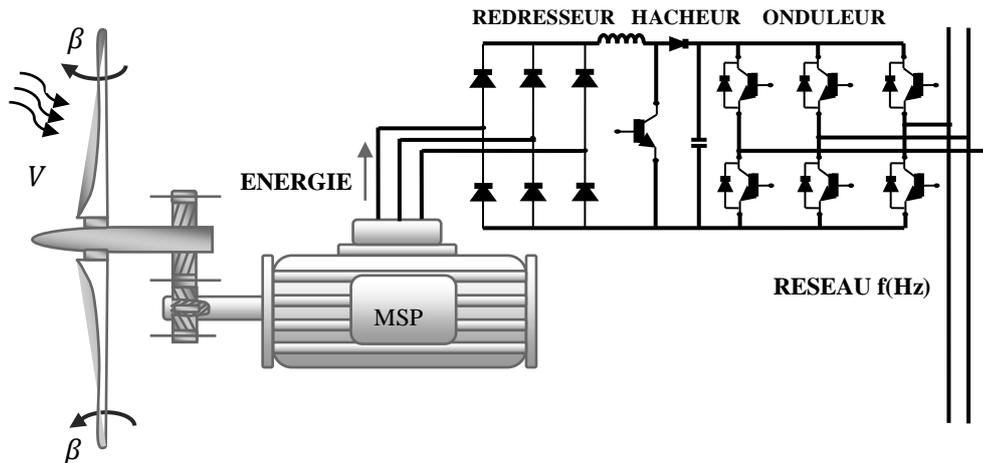


Figure I-17 : Machine synchrone à aimants permanents dans une chaîne de conversion éolienne.

I.6.3 SYSTEMES UTILISANT LES MACHINES A STRUCTURES SPECIALES

Ce type de machines est généralement appelé machine à reluctance variable. Son avantage majeur réside dans sa robustesse et la simplicité de sa structure, ce qui minimise son coût de fabrication ainsi que celui de son alimentation. La complexité de sa commande ne constitue plus aujourd'hui un inconvénient par rapport à ses concurrents, c'est à dire les machines synchrone et asynchrone, ce qui lui donne de nouvelles perspectives d'utilisation aussi bien aux vitesses lentes qu'élévées [RED 10, CAS 10].

I.6.3.1 MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE PURE

Ces machines ont l'avantage d'avoir une grande simplicité de fabrication, ainsi qu'un faible coût, vue la structure saillante de leur rotor massif et d'un stator muni d'un bobinage simple qui assure une robustesse et un grand couple massique. Ces machines sont caractérisées non pas par un champ tournant mais un champ pulsé.

Les moteurs à réluctance variable pure exigent un courant d'alimentation de forme rectangulaire, d'où la spécificité de leurs alimentations. Ces caractéristiques ont permis à ces types de machines d'avoir plusieurs applications dans l'industrie comme les systèmes de démarreur-alternateur des véhicules hybrides, les avions et dans les générateurs éoliens [MOR 05, MUL 04].

I.6.3.2 MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE VERNIER

Cette machine est différente de la MRV pure par son alimentation qui se fait par un courant non pas rectangulaire mais sinusoïdal, à cause des pas dentaires du rotor et du stator qui sont légèrement différents. Son fonctionnement est similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse. Son avantage réside dans la possibilité de son association à un convertisseur classique [RED 10, MUL 93].

I.6.3.3 MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE HYBRIDE

Pour améliorer ces performances, la machine MRV hybride utilise des aimants permanents. Sa vitesse de rotation varie en fonction de la pulsation des courants rotoriques et du nombre de dents rotoriques comme dans le cas d'une MRV pure. Sa structure hybride lui permet d'innombrables utilisations dans l'industrie. Le grand nombre de dents rend cette structure intéressante pour les forts couples. Cette machine utilise des aimants conçus à partir de terres rares spéciales afin d'éviter leur démagnétisation [LIA 95, LIA 92].

I.7 ETAT DE L'ART SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

La machine asynchrone double alimentation (MADA) joue un très grand rôle dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne. L'utilisation d'une telle machine exige l'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau ce qui permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau. C'est la raison pour laquelle on trouve cette génératrice dans la production d'énergie électrique de grande puissance dans une grande gamme de vitesse du vent [ABD 14, YON 11].

Dans ce qui suit, nous allons considérer en détail la structure de cette machine, ses différents modes de fonctionnement, les configurations les plus utilisées, ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

I.7.1 DESCRIPTION DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA

I.7.1.1 STRUCTURE DE LA MADA

La MADA à rotor bobiné est une machine qui a un stator identique à celui des machines asynchrones et synchrone classiques. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoile dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants. Le contrôle de la machine se fait par le contrôle de la puissance nominale qui circule dans le rotor à travers un convertisseur de puissance réduite et moins coûteux [VID 04].

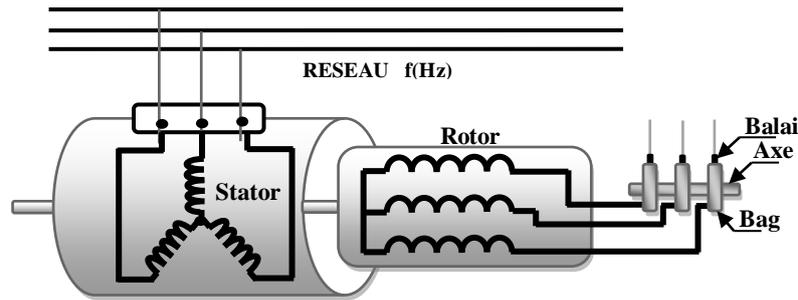


Figure I-18 : Schéma de la structure de la MADA à rotor bobiné [VID 04].

I.7.1.2 MODE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA

Comme la machine asynchrone à cage, la MADA peut fonctionner en moteur et en générateur. La différence réside dans le fait que pour la MADA ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement mais la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionnement en hyper ou hypo synchrone aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Cette propriété fondamentale a fait de la MADA un meilleur choix pour des entraînements à vitesse variable [SEG 06, BOY 06, PET 03, POI 03, HAM 13, BOU 07].

I.7.1.2.1 FONCTIONNEMENT EN MODE MOTEUR HYPO SYNCHRONE

Dans ce mode de fonctionnement, la puissance est fournie par le réseau au stator, une partie de cette puissance est transformée en énergie mécanique, l'autre partie qui est la puissance de glissement est injectée au réseau à travers les contacts glissants du rotor (Figure I-19). Dans ce cas, la machine fonctionne en mode moteur en dessous de la vitesse du synchronisme. La machine asynchrone à cage peut fonctionner ainsi, mais la puissance de glissement est dissipée sous forme de pertes Joule dans le rotor.

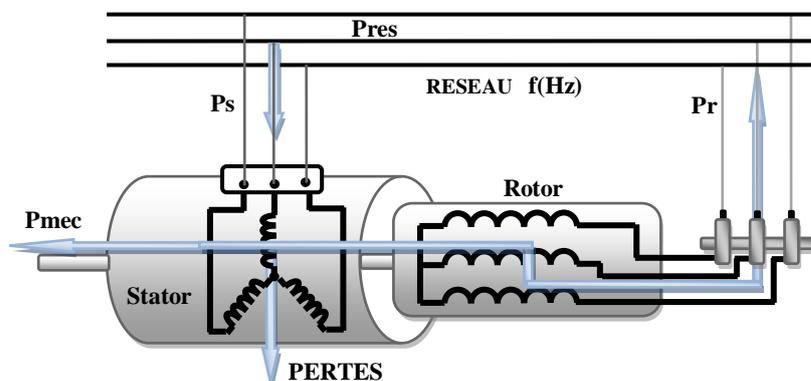


Figure I-19 : Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.

I.7.1.2.2 FONCTIONNEMENT EN MODE MOTEUR HYPER SYNCHRONE

Dans ce mode de fonctionnement, les deux enroulements rotorique et statorique reçoivent la puissance électrique de réseau. Cette dernière doit être convertie en puissance mécanique. Le champ tournant induit par les enroulements rotoriques est en opposition de phase avec celui du stator et la machine fonctionne en moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

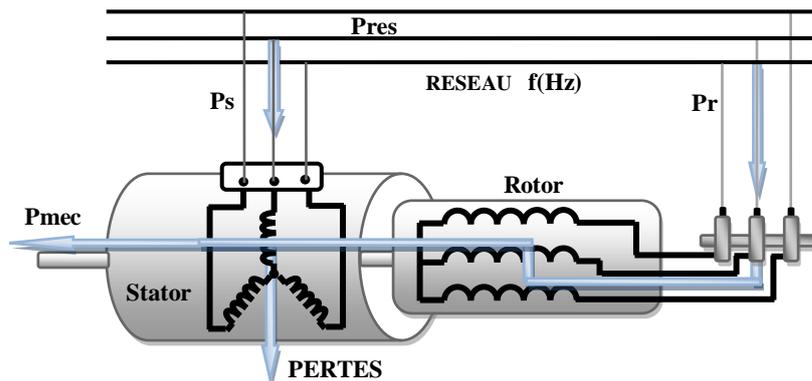


Figure I-20 : Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.

I.7.1.2.3 FONCTIONNEMENT EN MODE GENERATRICE HYPO SYNCHRONE

Dans ce mode de fonctionnement, l'énergie mécanique est transmise à l'arbre de la machine pour être convertie en puissance électrique fournie au réseau par le stator. Une partie de cette puissance est convertie en puissance de glissement, Figure (I-21). L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de la vitesse de rotation, et la machine fonctionne en générateur en dessous de la vitesse du synchronisme. La machine asynchrone classique ne peut pas fonctionner dans ce mode.

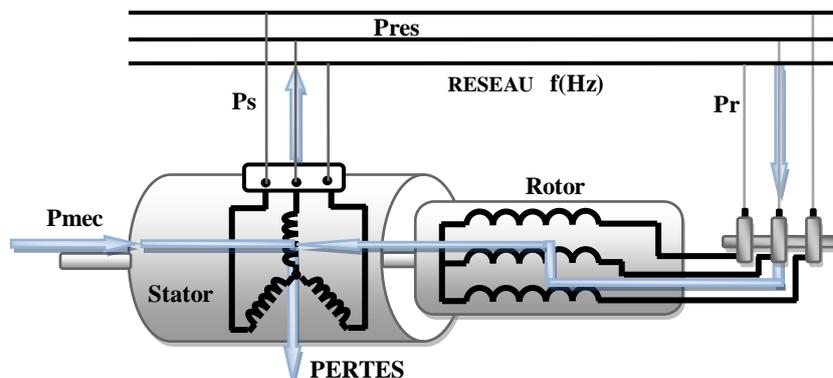


Figure I-21 : Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone.

I.7.1.2.4 FONCTIONNEMENT EN MODE GENERATRICE HYPER SYNCHRONE

Dans ce mode de fonctionnement, la puissance mécanique fournie à la machine est convertie en puissance électrique, et la totalité de cette puissance est transmise au réseau par le stator. La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau (voir figure I.22), la machine fonctionne en mode générateur au-dessus de la vitesse du synchronisme. La machine asynchrone classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais avec une puissance de glissement totalement dissipée en pertes Joule dans le rotor.

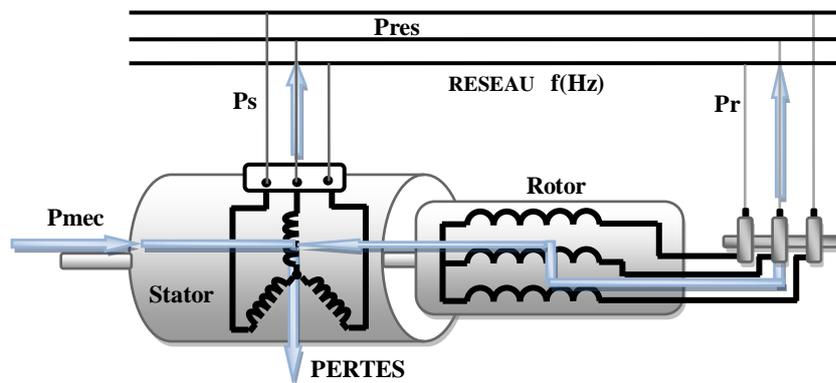


Figure I-22 : Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone.

I.7.2 LES DIFFERENTES CONFIGURATIONS DE LA MADA A ROTOR BOBINE

Le mode de fonctionnement de la MADA aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur est imposé par la commande des tensions rotoriques. Chaque mode est caractérisé par une configuration qui répond à un critère choisi. Les différentes configurations les plus utilisées pour ces deux modes de fonctionnement sont présentées ci-dessous.

I.7.2.1 CONFIGURATION POUR UN MODE MOTEUR

Comme tous les autres moteurs électriques à courant alternatif (synchrones et asynchrones), la variation de la vitesse de la MADA nécessite la variation de la fréquence des courants statoriques par l'intermédiaire d'un convertisseur généralement dimensionné pour faire passer la totalité de la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire les dimensions de ce convertisseur d'environ 70%, en agissant sur l'alimentation des enroulements rotoriques [SAL 07, POI 03, KHO 06].

I.7.2.1.1 STATOR ALIMENTÉ PAR LE RESEAU, ROTOR ALIMENTÉ PAR UN ONDULEUR

Cette configuration simple est basée sur la connexion des enroulements statoriques directement au réseau, alors que le rotor est alimenté via un redresseur à diodes et un onduleur dimensionnés à 30% pour une puissance maximale, ce qui permet de réduire considérablement le coût de l'installation.

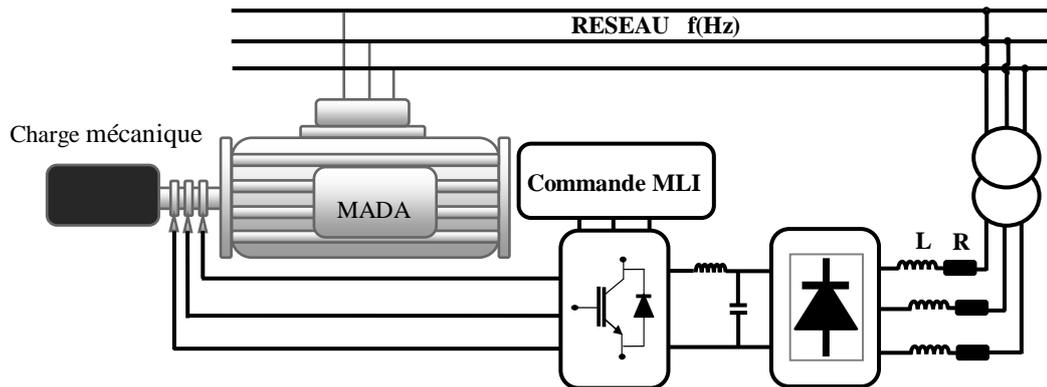


Figure I-23 : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.

I.7.2.1.2 STATOR RELIÉ AU RESEAU, ROTOR ALIMENTÉ PAR UN CYCLOCONVERTISSEUR

Pour éliminer l'inconvénient majeur du dispositif précédent (la bidirectionnalité du flux d'énergie entre le rotor et le réseau), on remplace l'association redresseur-onduleur par un cycloconvertisseur qui reçoit une tension d'une fréquence donnée du réseau pour la transformer en une autre tension de fréquence inférieure. Cependant, cette configuration à son tour génère des harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif.

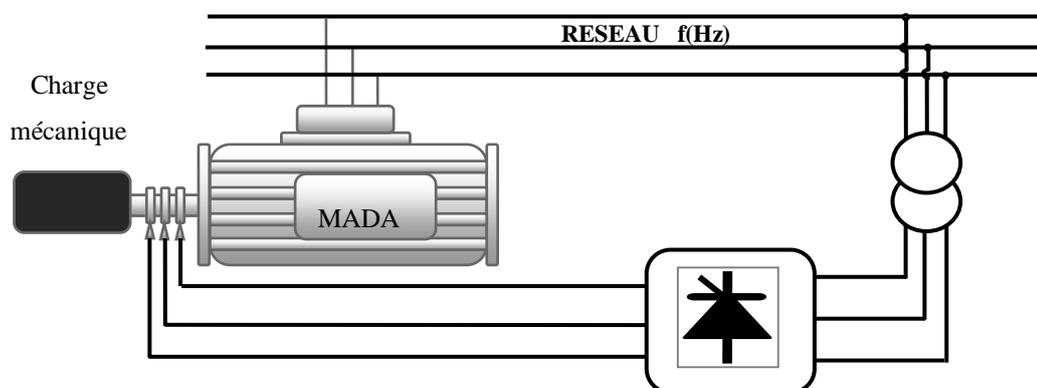


Figure I-24 : Schéma de la MADA dont le rotor alimenté est par un cycloconvertisseur.

I.7.2.1.3 MADA ALIMENTEE PAR DEUX CONVERTISSEURS INDEPENDANTS

Afin de minimiser et de limiter ces perturbations harmoniques importantes et améliorer le facteur de puissance, on alimente le stator et le rotor de la MADA par des onduleurs ayant des redresseurs soit indépendants, soit communs (figure I.25.a.b). Cette structure permet d'obtenir de très bonnes performances et un contrôle plus facile.

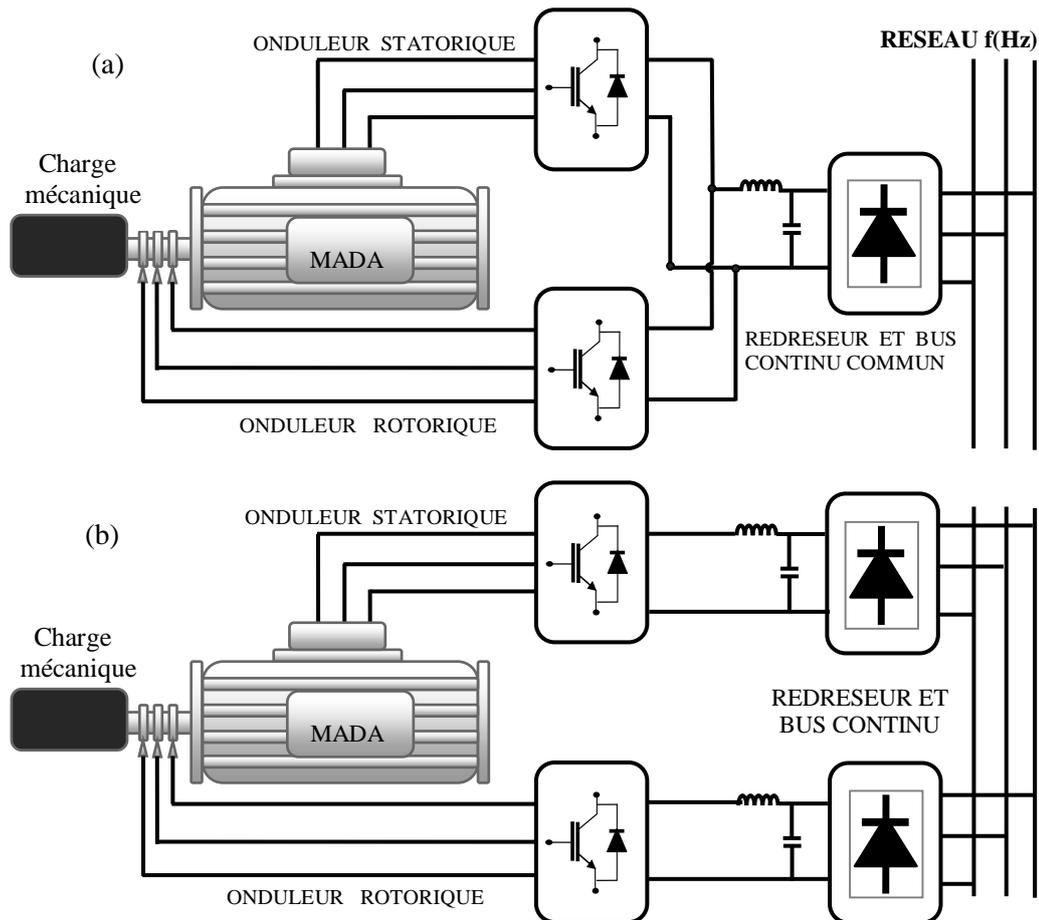


Figure I-25 : Schéma synoptique pour une alimentation par deux cycloconvertisseurs.
(a) - Deux onduleurs et redresseur commun, (a) - Deux onduleurs et deux redresseurs.

I.7.2.2 CONFIGURATION POUR APPLICATION EN GENERATRICE

Le mode générateur est le mode idéal pour l'utilisation d'une MADA, puisqu'elle permet d'avoir une plage de vitesse de rotation variant entre $\pm 30\%$ de la vitesse du synchronisme. De plus, le contrôle des tensions rotoriques permet de contrôler les puissances actives et réactives produites, et de faciliter ainsi la commande de l'éolienne [BEL 10, BOU 07, VID 04, DRI 05].

Généralement, le stator de la MADA est connecté directement au réseau et son rotor est alimenté de différentes façons que nous allons montrer dans ce qui suit [MUL 06, SEG 06].

I.7.2.2.1 MADA A ENERGIE ROTOIQUE DISSIPEE

Le stator est directement connecté au réseau tandis que le rotor est connecté à un redresseur suivi d'un hacheur à IGBT, débitant sur une grande charge résistive pour supporter la puissance dissipée par l'enroulement rotorique.

Le convertisseur qui doit être de grande puissance permet, d'une part, de varier cette énergie dissipée, et de fonctionner à vitesse variable tout en gardant la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone stable, d'autre part.

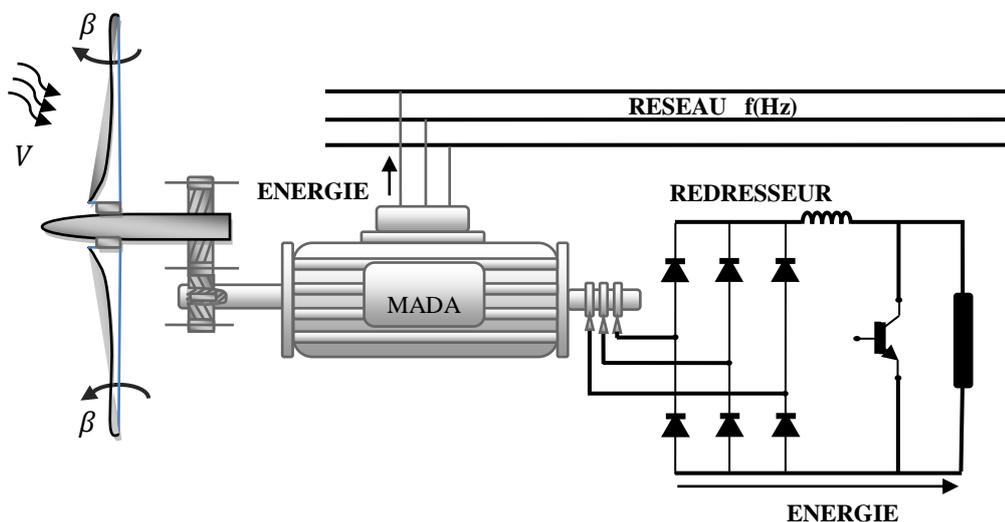


Figure I-26 : MADA à énergie rotorique dissipée.

I.7.2.2.2 STRUCTURE DE KRAMER

Pour améliorer le rendement de système et récupérer l'énergie dissipée dans la charge, on remplace le hacheur et la résistance dans la configuration précédente par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau.

Dans cette structure, le convertisseur est réduit par rapport à la puissance nominale de la machine, par contre elle présente des inconvénients tels que l'affectation du facteur de puissance lors de l'utilisation des thyristors dans l'onduleur, et la présence d'un redresseur unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau).

Ce système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures à celle du synchronisme (hyper synchrone).

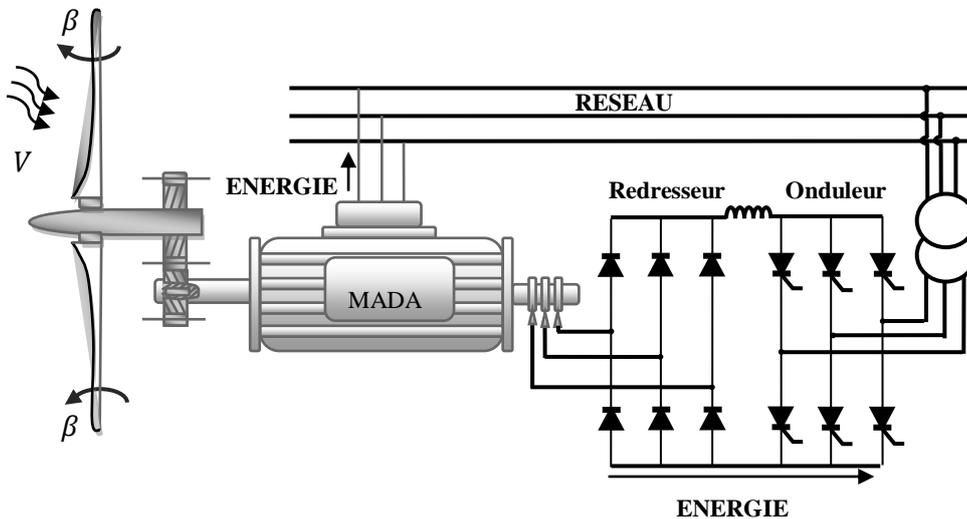


Figure I-27 : MADA à structure de Kramer.

I.7.2.2.3 STRUCTURE DE SCHERBIUS AVEC CYCLOCONVERTISSEUR

Pour rendre la structure précédente réversible et échanger l'énergie entre le rotor et le réseau, on remplace le redresseur et l'onduleur par un cycloconvertisseur. L'utilisation de ce dernier permet d'avoir une plage de vitesse de rotation variant de $\pm 30\%$ autour de la vitesse du synchronisme, et le système peut fonctionner ainsi en hypo synchrone ou hyper synchrone. L'inconvénient de cette structure réside dans la génération des perturbations harmoniques importantes entraînant la diminution du facteur de puissance du dispositif.

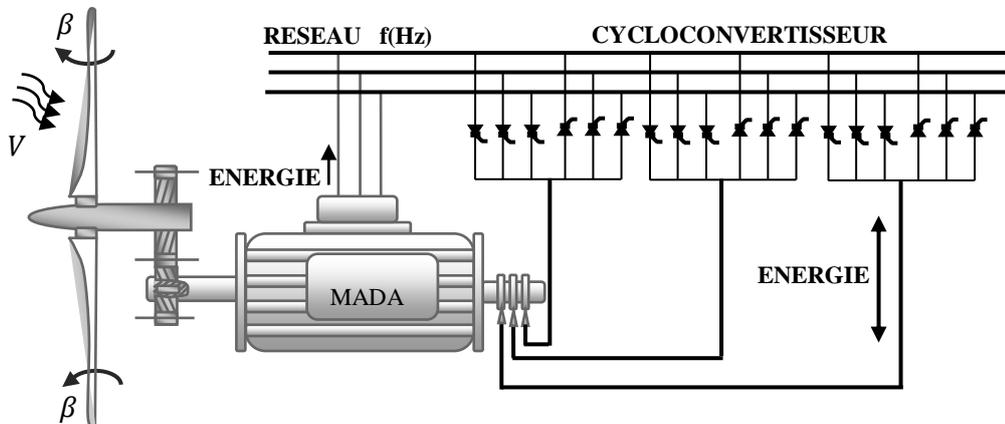


Figure I-28 : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.

I.7.2.2.4 STRUCTURE DE SCHERBIUS AVEC CONVERTISSEURS MLI

C'est la structure la plus utilisée vu les avantages qu'elle apporte. Elle permet de réduire les harmoniques et d'augmenter la possibilité de commande par rapport à la structure précédente. Elle offre aussi une gestion de puissance très efficace en utilisant une interface d'électronique de puissance dimensionnée pour un tiers de la puissance nominale de la machine, et ces pertes représentent moins de 1% de cette puissance. De plus, la bidirectionnalité de cette interface autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone.

Cette interface est constituée de deux convertisseurs à interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture avec une fréquence de commutation importante qui permet de diminuer les harmoniques et faciliter le filtrage. Le convertisseur côté rotor permet la commande des puissances générées au stator et l'injectées au réseau, l'autre convertisseur permet le contrôle de bus continu et le maintenir constant ce qui rend le facteur de puissance côté réseau unitaire.

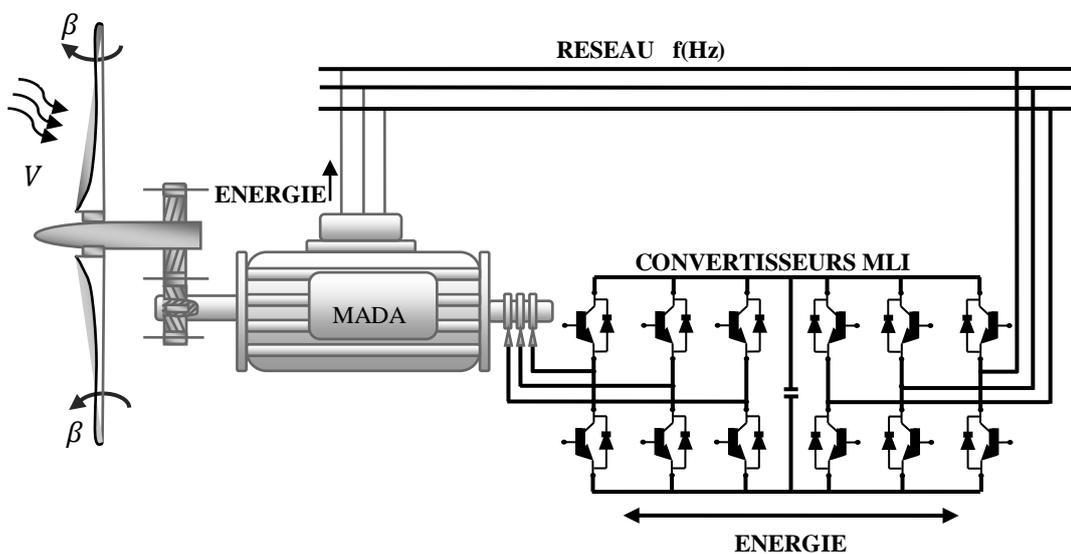


Figure I-29 : Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.

I.7.3 LES APPLICATIONS DES MACHINES ASYNCHRONES A DOUBLE ALIMENTATION

Malgré la présence du système contacts glissants, la plus part des applications industrielles utilisent la MADA pilotée par le rotor aussi bien en mode moteur qu'en mode

générateur. L'insertion d'un convertisseur de petite dimension entre le rotor et le réseau permet de supprimer le convertisseur entre le stator et le réseau pour les deux modes de fonctionnement. Ce dispositif devient par conséquent économique et rentable vu l'absence du besoin de consommation de la puissance réactive. Celui-ci peut même en fournir [KHO 06, BEN 10, AGU 10, KHA, ELA 04].

I.7.3.1 APPLICATIONS EN MOTEUR

La MADA est considérée comme une nouvelle solution pour les entraînements de fortes puissances, notamment ceux exigeant un domaine de fonctionnement étendu à puissance constante et une grande plage de variation de vitesse, son utilisation permet de varier la vitesse par la variation de la fréquence d'alimentation rotorique. Ce dispositif sera donc économique puisque le convertisseur du côté rotorique sera de petites dimensions.

De plus, sa commande souple lui permet des applications très vastes comme dans les laminoirs, les tractions ferroviaires, les propulsions maritimes, les véhicules électriques, les ventilateurs, les pompes, et les compresseurs.

I.7.3.2 APPLICATIONS EN GENERATRICE

Dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable, la MADA est aussi une bonne solution pour la production de l'énergie électrique. L'alimentation à fréquence variable du rotor permet de générer des tensions à fréquence et amplitude fixes au stator quel que soit la vitesse de rotation de l'arbre de la machine, et permet ainsi de produire une puissance optimale extraite de l'énergie cinétique du vent et un bon rendement.

Cette application présente la MADA comme un meilleur choix par rapport aux autres machines pour la production d'énergie décentralisée à savoir :

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Centrales hydrauliques à débit et à vitesse variables.
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.

I.7.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA

La machine asynchrone à double alimentation réunit les avantages des machines asynchrones et synchrones à cause de sa structure qui lui permet de fonctionner comme les deux machines [BEN 10, SAL 07, KEN 12, BEL 10, ELA 04].

I.7.4.1 LES AVANTAGES DE LA MADA

Parmi les avantages de la MADA, on peut citer:

- ☺ Une grande flexibilité et une grande précision lors des contrôles du flux et du couple électromagnétique grâce à l'accès au rotor qui offre la possibilité de contrôler ses grandeurs électriques (courant et tension).
- ☺ La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse du synchronisme.
- ☺ La possibilité de fonctionner en régime dégradé grâce à la configuration des deux convertisseurs alimentant la machine.
- ☺ La possibilité de partager le courant magnétisant entre les deux armatures de la machine en fonctionnement moteur.
- ☺ La réduction des dimensions des convertisseurs statiques, et la minimisation ainsi des pertes fer de la machine et l'augmentation de son rendement.
- ☺ Le transfert bidirectionnel de la puissance rotorique.
- ☺ Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.
- ☺ Le fonctionnement à vitesse de rotation variable.
- ☺ La commande indépendante des puissances active et réactive.

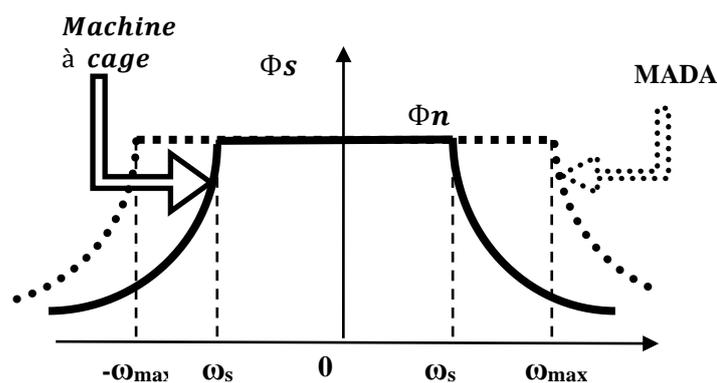


Figure I-30 : Comparaison des zones de fonctionnement en survitesse entre la machine à cage et la MADA.

I.7.4.2 LES INCONVENIENTS DE LA MADA

Par contre, comme dans toutes les autres machines électriques, la MADA présente des inconvénients à savoir :

- ⊗ Des dimensions plus grandes que celles des autres machines asynchrones classiques. Généralement, elle est plus longue à cause du système balais-bagues.
- ⊗ L'utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus grand que celui des autres machines classiques.
- ⊗ Le coût de la machine est plus important par rapport aux autres machines électriques (maintenance périodique du système balais-bague).
- ⊗ Elle est moins fiable que celle à cage à cause de la présence du système balais-bagues et le bobinage du rotor.

I.8 CONCLUSION :

Dans le présent chapitre, un état de l'art sur l'énergie éolienne et une étude descriptive de l'ensemble des éléments constituant la chaîne de conversion d'énergie éolienne ont été présentés. Aussi, les différentes structures des éoliennes existantes et leurs technologies, leurs systèmes mécaniques de régulation, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients ont été affichés et discutés.

Après avoir présenté les différentes génératrices utilisées dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne, leurs avantages et leurs inconvénients dans le but d'atteindre une exploitation optimale de ces éoliennes quel que soit la vitesse du vent, le choix s'est porté sur la machine asynchrone double alimentation où une étude détaillée (structure, mode fonctionnement configurations d'alimentation) a été présentée.

La structure d'alimentation de cette machine asynchrone dont le stator est connecté directement au réseau, et le rotor connecté au réseau à travers deux convertisseurs a été l'objet de notre étude vu les avantages qu'elle présente (un bon compromis entre la variation de vitesse qu'elle autorise et la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine) et qui peut être améliorée par son association à une turbine à calage variable des pales. La suite de ce travail est principalement consacrée à la modélisation et la commande de cette structure.

CHAPITRE II

**MODELISATION DE LA
CHAINE DE CONVERSION
EOLIENNE BASEE SUR
UNE MADA.**

II.1 INTRODUCTION

Le système de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable composé d'une machine asynchrone à double alimentation, entraînée par une turbine à calage variable et pilotée par le rotor aux moyens de deux convertisseurs de puissance bidirectionnelle fonctionnant en MLI est le système le plus utilisé dans la conversion d'énergie éolienne vu les avantages qu'il apporte. Dans ce chapitre, nous allons axer le travail sur la modélisation individuelle de chaque élément de cette chaîne de conversion, à savoir :

- ❖ La turbine éolienne et sa commande pour maximiser et limiter le capteur de la puissance pendant les faibles et fortes vitesses du vent.
- ❖ la machine asynchrone à double alimentation (MADA) qui a un stator directement connecté au réseau, et un rotor alimenté par un onduleur permettant l'application des commandes qui contrôlent les puissances générées par le stator.
- ❖ l'alimentation de l'onduleur qui semble une solution efficace pour l'amélioration du facteur de puissance côté réseau et le réglage de bus continu.

Pour ce faire, nous allons décrire les modèles mathématiques de chaque élément du système, (Figure II-1).

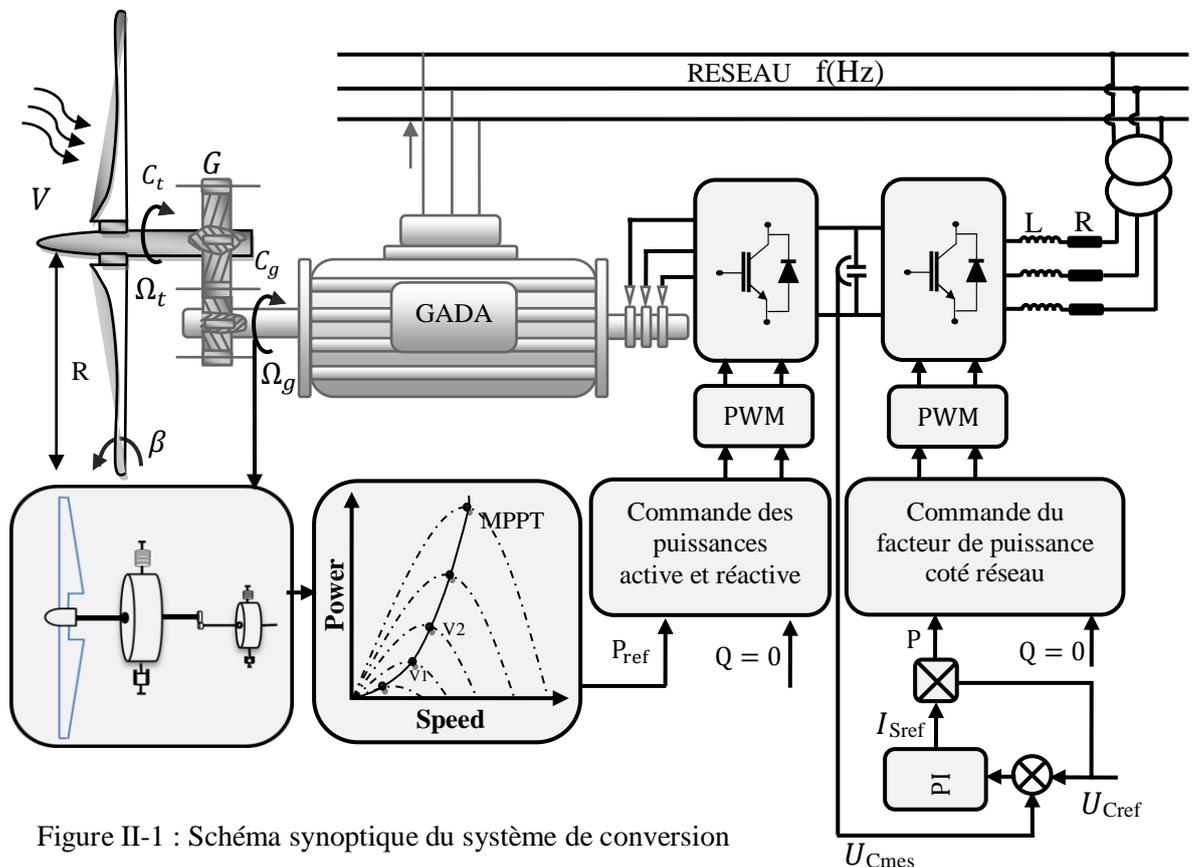


Figure II-1 : Schéma synoptique du système de conversion d'énergie éolienne et sa commande.

II.2 MODELISATION DE LA TURBINE ET DE SA COMMANDE

Pour avoir un bon compromis entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice, et améliorer l'efficacité de conversion tout en respectant les normes de la qualité d'énergie produite, on a besoin d'une modélisation précise et exigeante, et des techniques de commandes pour différentes vitesses du vent.

II.2.1 MODELISATION DE LA TURBINE EOLIENNE

La turbine assure une transformation d'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Elle est composée de trois pales identiques de longueur R_T fixées à un arbre d'entraînement relié à un multiplicateur de vitesse ayant un rapport de transformation G . Ce multiplicateur entraîne à son tour l'arbre de la génératrice électrique, (Figure II-2) [ELA 04].

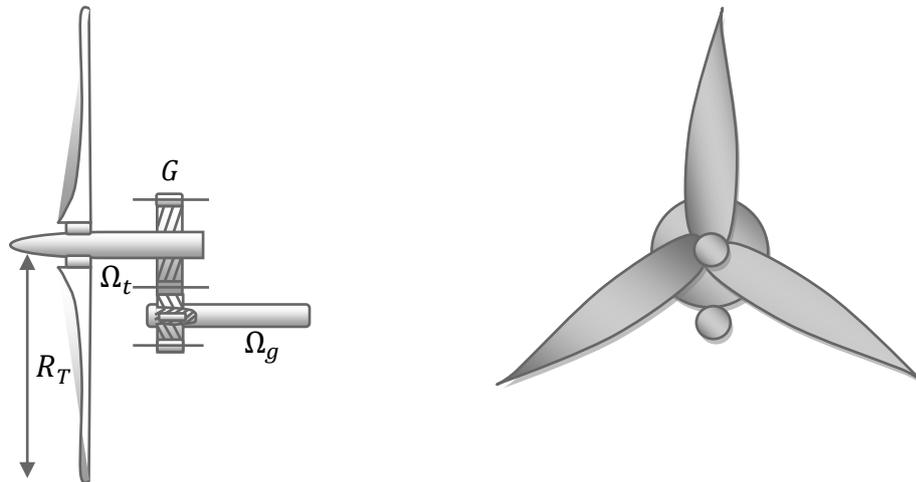


Figure II-2 : Schéma de la turbine éolienne.

II.2.1.1 SOURCE PRIMAIRE : LE VENT

L'énergie cinétique du vent est l'élément primaire et fondamental du système de conversion d'énergie éolienne. Le vent est un champ de déplacement de masses d'air caractérisé par une vitesse variable et une direction aléatoire. Son déplacement au niveau de la turbine éolienne crée des forces sur les surfaces de ses pales, qui génèrent un mouvement rotatif du dispositif.

La vitesse du vent en un point de l'espace $V_0(t)$ est la résultante de deux composantes; l'une V varie lentement, alors que l'autre $V(t)$ varie en turbulence en fonction de temps. Son expression est donnée par la formule (II. 1) [ELA 04] :

$$V_0(t) = V + V(t) \quad (\text{II. 1})$$

La composante V représente trois niveaux de vitesse du vent :

$V = 6 \text{ m/s}$	Pour une faible vitesse du vent;
$V = 12 \text{ m/s}$	Pour une vitesse moyenne du vent;
$V = 18 \text{ m/s}$	Pour une forte vitesse du vent.

L'autre composante $V(t)$ qui varie en fluctuations (turbulences) est décrite par l'expression (II.2) :

$$\sigma_v = \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \int_{t_0 - \frac{\Delta t}{2}}^{t_0 + \frac{\Delta t}{2}} v(t)^2 dt} \quad (\text{II.2})$$

Où σ_v est le coefficient de dispersion du vent.

Dans notre étude, le profil du vent appliqué possède une faible vitesse $V = 8 \text{ m/s}$. Sa variation en fonction du temps est représentée par la figure (II-3).

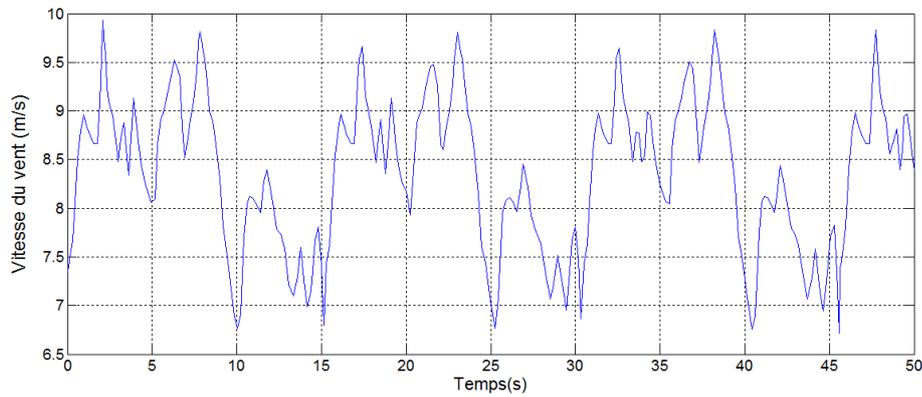


Figure II-3 : Profil du vent appliqué à la turbine.

II.2.1.2 CONVERSION AERODYNAMIQUE

On suppose que la vitesse V du vent qui traverse une surface S est constante. La puissance aérodynamique $P_{aér}$ est donnée par l'expression (II.3) :

$$P_{aér} = \frac{1}{2} \rho \cdot S \cdot V^3 \quad (\text{II.3})$$

ρ représente la densité de l'air (approximativement 1.22 kg/m^3 à une pression atmosphérique normale et une température de 15°C).

La puissance P_T de la turbine selon la théorie de Betz (voir annexe) est [ABD 14]:

$$P_T = C_p(\lambda, \beta) \cdot P_{mt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{II.4})$$

R_T - le rayon des pales de la turbine.

$C_p(\lambda, \beta)$ - le rendement aérodynamique de la turbine appelé souvent coefficient de puissance. C'est un coefficient spécifique à chaque éolienne qui dépend de la vitesse spécifique λ et de l'angle d'orientation des pales β .

Dans notre étude, le coefficient de puissance de la turbine utilisé est donné par l'expression (II.5):

$$C_p(\lambda, \beta) = (0,5 - 0,0167. (\beta - 2)). \sin \left[\frac{\pi. (\lambda + 0,1)}{18,5 - 0,3. (\beta - 2)} \right] - 0,00184. (\lambda - 3). (\beta - 2) \quad (\text{II. 5})$$

Un tracé de la variation de ce coefficient en fonction de la vitesse spécifique λ pour différentes valeurs de l'angle d'orientation des pales β , (Figure II-4), permet d'avoir le point maximum de ce coefficient ($C_p = 0.5$) qui correspond aux valeurs optimales $\lambda = 9.2$ et $\beta = 2$. Avec ces valeurs, la turbine fonctionnera avec un rendement maximum et fournira ainsi une puissance mécanique optimale [ELA 04, COR 12].

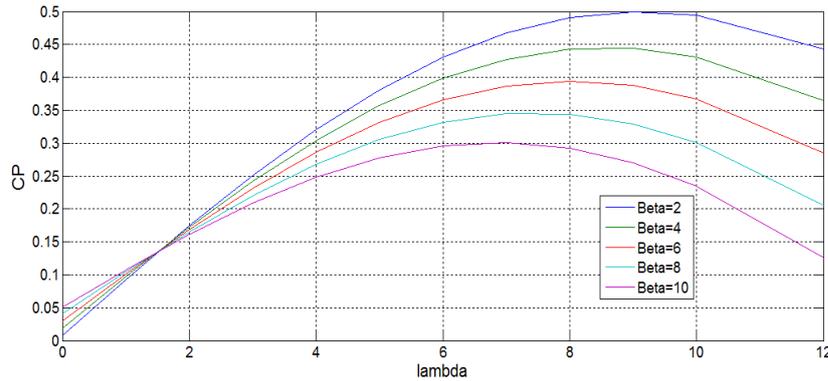


Figure II-4 : Evolution du coefficient de puissance avec la variation de la vitesse relative de la turbine et de l'angle d'orientation des pales.

Une commande adaptée à ce système sera élaborée par la suite pour atteindre ce point de fonctionnement.

Pour décrire la vitesse de fonctionnement d'une éolienne, on utilise la vitesse réduite (spécifique) λ qui est le rapport de la vitesse linéaire au bout de la pale de la turbine ramenée à la vitesse du vent, soit:

$$\lambda = \frac{\Omega_T \cdot R_T}{V} \quad (\text{II. 6})$$

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple de la turbine est donc déterminé de la manière suivante :

$$C_T = \frac{P_T}{\Omega_T} = \left(\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \right) \cdot \left(\frac{R_T}{V \cdot \lambda} \right) \quad (\text{II. 7})$$

$$C_T = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot R_T^3 \cdot V^2}{\lambda} \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{II. 8})$$

En tenant compte du multiplicateur, adaptateur de la vitesse entre la turbine et la génératrice, son gain est modélisé mathématiquement par les équations suivantes :

$$G = \frac{C_T}{C_{Mec}} \quad (\text{II. 9}), \quad \text{et} \quad G = \frac{\Omega_g}{\Omega_T} \quad (\text{II. 10})$$

II.2.1.3 EQUATION DYNAMIQUE DE LA TURBINE

Le train de transmission de la puissance captée par le rotor éolien, est constitué de pales reliées au moyeu couplé à l'arbre lent est relié à son tour à un adaptateur. Cet adaptateur multiplie la vitesse de rotation de l'arbre lent est relié a un arbre rapide qui est relié à son tour à la génératrice [LOU 10, BEL 10].

Le modèle équivalent de masse de cette chaîne qui comprend trois masses à savoir:

- La grande masse du rotor de la turbine éolienne qui représente 90% du moment d'inertie global.
- La masse du multiplicateur qui représente 2 à 4% du moment d'inertie global.
- La masse de générateur qui représente 6 à 8% du moment d'inertie global.

Le modèle est représenté par la Figure II.5.

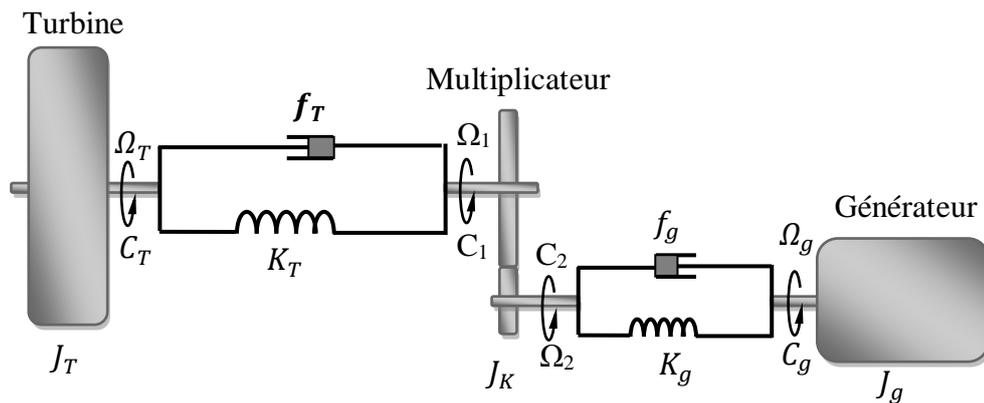


Figure II-5 : Modèle de la turbine.

En tenant compte des coefficients d'élasticité et de frottement pour les deux arbres, nous posons les hypothèses simplificatrices suivantes [BOU 06]:

- ✓ les trois pales de longueur R_T chacune, attachée au moyeu sont supposées identiques et ont une seule masse d'une inertie J_T .

- ✓ L'inertie du multiplicateur de vitesse est négligeable devant celles du rotor de la turbine et de la génératrice, ce qui nous permet de la considérer comme un gain de vitesse égal à G ou un gain de couple égal à $1/G$.
- ✓ les arbres de transmissions lent et rapide sont parfaitement rigides.

Ces hypothèses nous permettent de représenter le modèle à deux masses simplifiées comme suit:

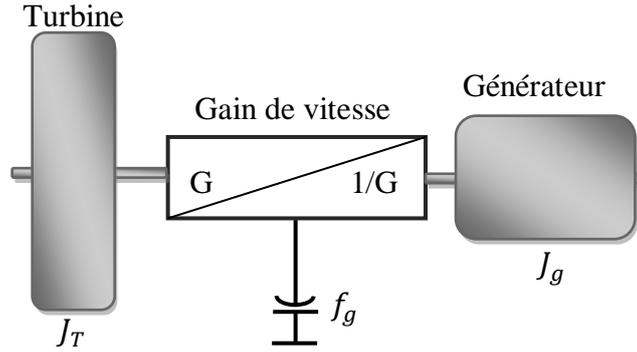


Figure II-6 : Modèle simplifié de la turbine.

Les équations mathématiques des paramètres physiques de ce modèle simplifié sont:

$$C_{Mec} - C_g = \left(\frac{J_T}{G^2} + J_g \right) \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} + \left(\frac{f_T}{G^2} + f_g \right) \cdot \Omega_g \quad (II. 11)$$

$$\frac{C_T}{G} - C_g = \left(\frac{J_T}{G^2} + J_g \right) \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} + \left(\frac{f_T}{G^2} + f_g \right) \cdot \Omega_g \quad (II. 12)$$

Ou

C_T, C_{Mec}, C_g sont respectivement : le couple de la turbine, le couple mécanique issu du multiplicateur et le couple électromagnétique généré par la génératrice;

J_T, J_g - l'inertie de la turbine et celle du générateur;

f_T, f_g - les coefficients des frottements visqueux respectivement de la turbine et de la génératrice;

G - le rapport du multiplicateur de vitesse;

Ω_g - la vitesse de rotation de la génératrice (axe rapide).

On pose :

$$\frac{J_T}{G^2} + J_g = J \qquad \frac{f_T}{G^2} + f_g = f$$

L'équation (II. 12) devient :

$$\frac{C_T}{G} - C_g = J \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} + f \cdot \Omega_g \quad (II. 13)$$

Ainsi, nous pouvons établir le schéma bloc de la turbine, figure (II-7).

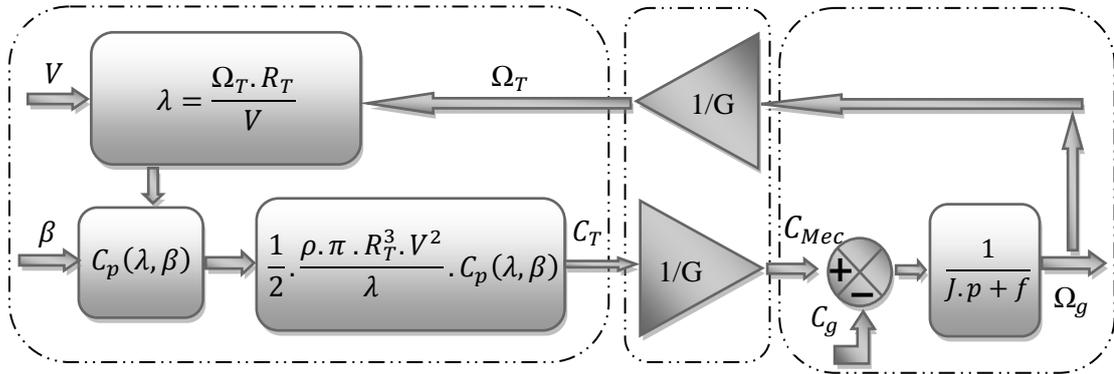


Figure II-7 : Schéma bloc du modèle de la turbine.

II.2.2 TECHNIQUES DE COMMANDES DE LA TURBINE EOLIENNE

Deux techniques de commandes seront appliquées :

- L'une pour maximiser la puissance captée lorsque la vitesse du vent est inférieure à celle nécessaire pour atteindre la puissance nominale de la turbine.
- L'autre pour limiter la puissance produite à une valeur égale à la puissance nominale lors des fortes vitesses du vent.

II.2.2.1 CARACTERISTIQUE DE PUISSANCE

Dans la production d'énergie éolienne, chaque turbine est généralement caractérisée par une courbe qui trace la puissance convertie en fonction de la vitesse, et qui représente les différentes zones de fonctionnement pour répondre aux exigences de la commande.

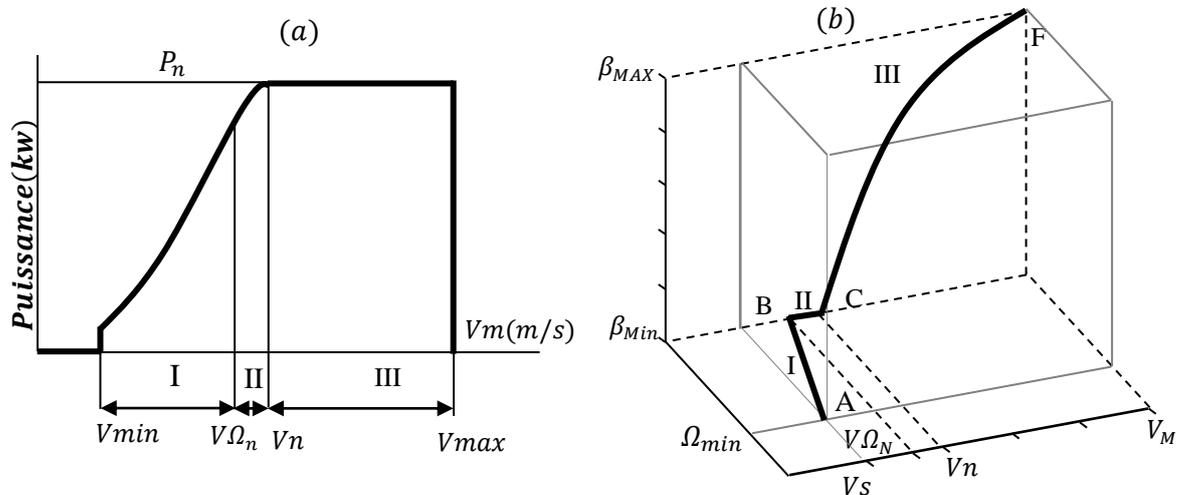


Figure II-8 : caractéristique idéale d'une éolienne à vitesse variable.
 (a). dans le plan (V, P) . (b). dans le plan (V, Ω, β) .

Dans notre cas, la turbine est caractérisée par la courbe de la figure (II-8) qui représente trois zones de fonctionnements pour trois vitesses différentes exigeant des commandes distinctes [GAL 09, ABD 07, BIA 07, ROG 04].

- **Zone I** : correspond aux faibles vitesses du vent. La puissance disponible dans cette zone est inférieure à la puissance nominale de la turbine. L'objectif dans cette zone est d'extraire le maximum de puissance du vent en appliquant les techniques de commandes appelées techniques d'extraction de maximum de puissance (Maximum Power Point Tracking).
- **Zone II** : est une zone de transition entre la zone de charge partiel (Zone I) et la zone de charge nominale (Zone III). Dans cette zone, la vitesse de rotation est maintenue constante pour des raisons mécaniques (contraintes des pales) et acoustiques (bruits générés), qui ne nécessite pas de commande.
- **Zone III** : correspond aux fortes vitesses du vent. L'objectif dans cette zone est de limiter et maintenir la vitesse de la turbine à une vitesse qui assure une puissance égale à la puissance nominale de l'éolienne afin d'éviter les surcharges. La commande exigée est réalisée par action sur l'angle de calage des pales (Pitch Control).

II.2.2.2 COMMANDE DANS LA ZONE I (OPTIMISATION DE LA PUISSANCE)

Dans cette zone, le but de la commande est de maximiser l'énergie captée du vent pour extraire le maximum de puissance. Pour cela, les deux variables : angle de calage β et la vitesse spécifique λ doivent être maintenues à leurs valeurs optimales β_{opt} et λ_{opt} afin d'assurer un coefficient de puissance maximale (C_{pmax}). La technique utilisée dans ce cas est appelée technique *MPPT* (Maximum Power Point Tracking).

II.2.2.2.1 TECHNIQUES D'EXTRACTION DU MAXIMUM DE LA PUISSANCE (MPPT)

La technique MPPT est une méthode de contrôle de la puissance très fiable, robuste et simple à implanter. Elle consiste à déterminer et à maintenir la vitesse de la turbine à une certaine valeur qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée. Il existe deux façons pour appliquer cette technique selon le genre de la vitesse de référence qu'elle soit mesurée ou estimée.

Parmi les commandes utilisées, la commande en rapport de vitesse ainsi que la commande en puissance dites méthodes directes, ont besoin d'une vitesse de référence mesurée qui est un inconvénient vu la difficulté d'avoir une mesure exacte et instantanée du vent. Par contre, la commande de vitesse de référence estimée dite méthode indirecte qu'on va

appliquer dans notre cas est une méthode adéquate qui n'exige pas une mesure exacte, mais une simple estimation [BOU 06, LAV 05, MUN 08].

II.2.2.2.2 COMMANDE INDIRECTE DE LA VITESSE

La mesure de la vitesse du vent est généralement faite par un anémomètre monté sur la nacelle. Cette mesure est peu précise car elle donne la vitesse du vent en un seul point de l'espace sachant que le diamètre de la surface balayée par les pales est important, ce qui donne une mesure erronée de la vitesse donc une diminution de la puissance captée. C'est pourquoi, la plupart des turbines éoliennes sont contrôlées sans asservissement de la vitesse et une estimation de cette dernière est souvent utilisée pour contourner ce problème [CHE 14, BOU 06, ABD 13, MOL 08].

La vitesse du vent sera déduite de l'équation de la vitesse spécifique comme suit :

$$V = \frac{\Omega_T \cdot R_T}{\lambda_{opt}} \quad (\text{II. 14})$$

λ_{opt} : La vitesse spécifique optimale.

Le couple optimal est :

$$C_{Topt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^3 \cdot V^2 \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}} \quad (\text{II. 15})$$

En remplaçant la vitesse du vent dans l'équation (II. 15), le couple optimal devient :

$$C_{Topt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^5 \cdot \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3} \cdot \Omega_T^2 \quad (\text{II. 16})$$

On constate que le couple aérodynamique optimal est proportionnel au carré de la vitesse du rotor :

$$C_{Topt} = k_{opt} \cdot \Omega_T^2 \quad (\text{II. 17})$$

Tel que :

$$k_{opt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^5 \cdot \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3} \quad (\text{II. 18})$$

En régime permanent, l'équation mécanique s'écrit sous la forme :

$$\frac{C_T}{G} - C_g - f \cdot \Omega_g = 0 \quad (\text{II. 19})$$

En remplaçant (II. 17) dans l'équation(II. 19), l'équation mécanique devient :

$$\frac{k_{opt}}{G} \cdot \Omega_T^2 - f \cdot \Omega_g - C_g = 0 \quad (\text{II. 20})$$

Avec : $\Omega_g = G \cdot \Omega_T$

Si le couple électromagnétique C_g est commandé de manière à suivre le couple optimal, l'éolienne demeure autour de sa courbe de rendement optimal, le couple devient un couple optimal C_{gopt} .

$$C_{gopt} = \frac{k_{opt}}{G^3} \cdot \Omega_g^2 - f \cdot \Omega_g \tag{II. 21}$$

Cette expression donne le couple qui doit être imposé à la génératrice pour assurer le fonctionnement optimale de l'éolienne. Le schéma bloc de cette structure de commande est donné par la figure ci-dessous [ROUA 15, ROU 15, ROU 14].

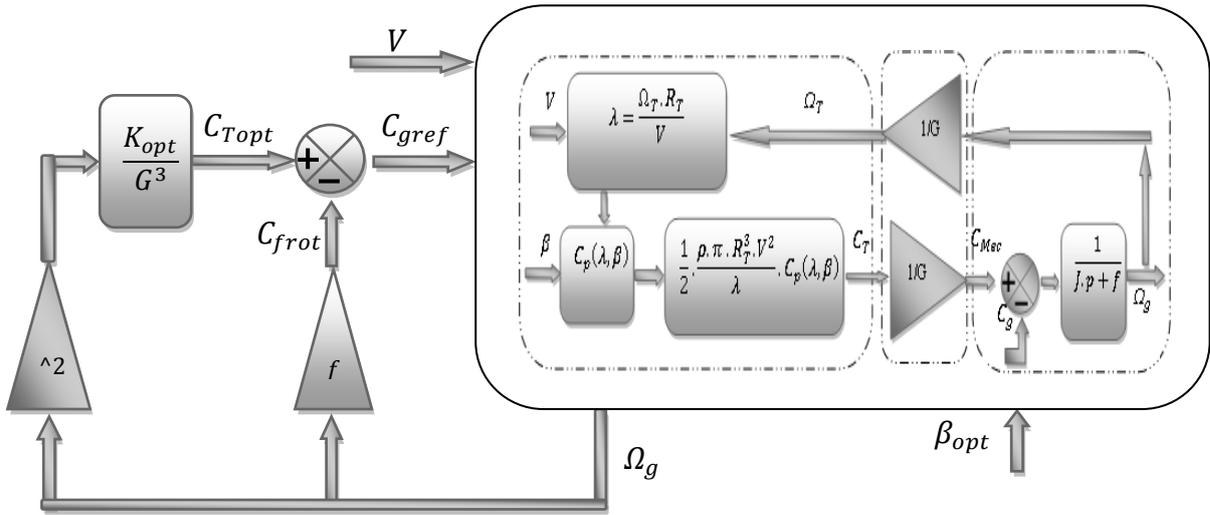


Figure II-9 : Commande indirecte de vitesse (Zone I).

II.2.2.3 COMMANDE DANS LA ZONE III (LIMITATION DE LA PUISSANCE)

Dans cette zone, la commande appliquée a pour objectif de limiter la puissance extraite de la génératrice à sa valeur nominale. Pour cela, nous avons deux méthodes à savoir :

- Un système à décrochage aérodynamique qui consiste à concevoir la forme des pales de manière à augmenter les pertes de portance au-delà d'une certaine vitesse de vent. Ce système est utilisé dans les éoliennes à vitesse fixe de petites puissances.
- Un système d'orientation des pales qui permet d'ajuster la portance des pales à la vitesse du vent pour maintenir une puissance sensiblement constante. Ce système est utilisé dans les éoliennes à vitesse variable de moyennes et grandes et puissances.

II.2.2.3.1 SYSTEME D'ORIENTATION DES PALES

C'est un système qui joue sur l'angle β de calage des pales à une valeur de référence β_{ref} souhaitée. Le choix de cet angle est généralement utilisé pour régler la vitesse de la turbine et la puissance mécanique générée. Il existe plusieurs systèmes de réglages de l'angle

de calage des pales. Ces systèmes sont, soit hydrauliques comme ceux utilisés dans les aérogénérateurs de moyennes puissances, soit des moteurs électriques qui nécessitent une source d'énergie externe qui sont utilisés dans les aérogénérateurs de fortes puissances. En réglant l'angle d'orientation des pales, on modifie les performances de la turbine plus précisément le coefficient de puissance. Les pales sont face au vent en faible vitesse du vent et s'inclinent pour des fortes vitesses du vent pour diminuer le coefficient de puissance [KHE 11]

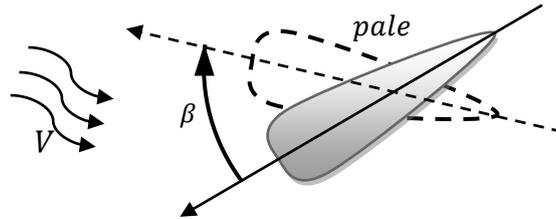


Figure II-10 : Orientation des pales.

Généralement, le système d'orientation des pales est approché par une fonction de transfert de 1^{er} ordre avec une constante de temps T_β . Lors de la modélisation de ce système, il est très important de modéliser la vitesse de variation de l'angle β qui doit être limitée aux environs de $10^\circ/s$ lors d'un fonctionnement normal et aux environs de $20^\circ/s$ pour des cas d'urgence [KHE 11, ELA 04, ELT 08].

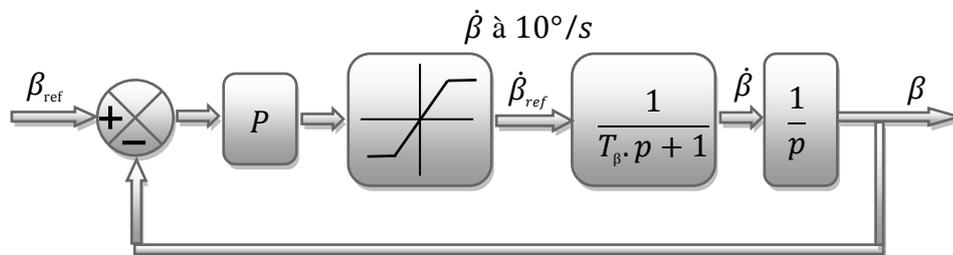


Figure II-11 : Schémas bloc du système d'orientation des pales.

II.2.2.3.2 REGULATION DU SYSTEMS D'ORIENTATION DES PALES « PITCH CONTROL »

Le but est de limiter et de maintenir la puissance active produite à sa valeur nominale P_{nom} afin de préserver tous les éléments de la chaîne éolienne autour de cette puissance. Une action sur l'angle de calage des pales permet de diminuer le coefficient de puissance et limiter ainsi la puissance convertie [BOU 06, ELA 04, MOK 13, ROG 04].

Pour obtenir l'angle de référence β_{ref} , on corrige la puissance mesurée (générée) $P_{Gén}$ à celle de référence (nominale) P_{nom} en utilisant un correcteur (régulateur) de type PI, et pour obtenir la vitesse de variation de l'angle de référence $\dot{\beta}_{ref}$, on corrige l'angle de

calage β à celui de référence β_{ref} déjà obtenu; cette vitesse de référence $\dot{\beta}_{ref}$ sera limitée. On utilise un intégrateur $\frac{1}{p}$ pour obtenir l'angle de calage β , voir figure (II.12) [BEL 10, LAV 05, ELT 08, ELA 04, ABU 08].

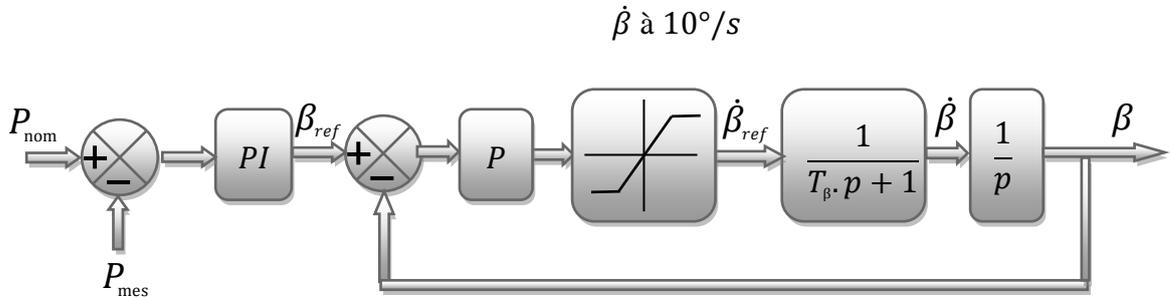


Figure II-12 : Schémas bloc de la commande de l'angle de calage des pales.

II.2.3 RESULTATS DE SIMULATION

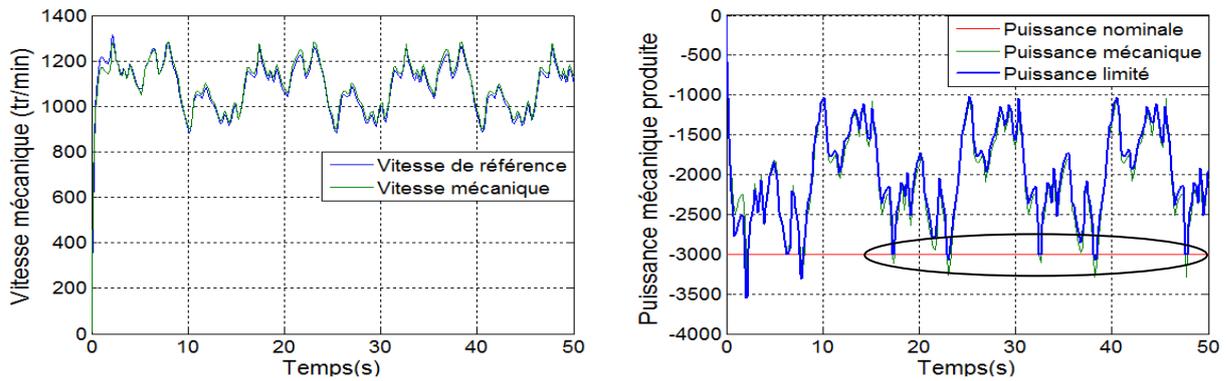


Figure II-13 : Vitesse mécanique, et la puissance mécanique produite.

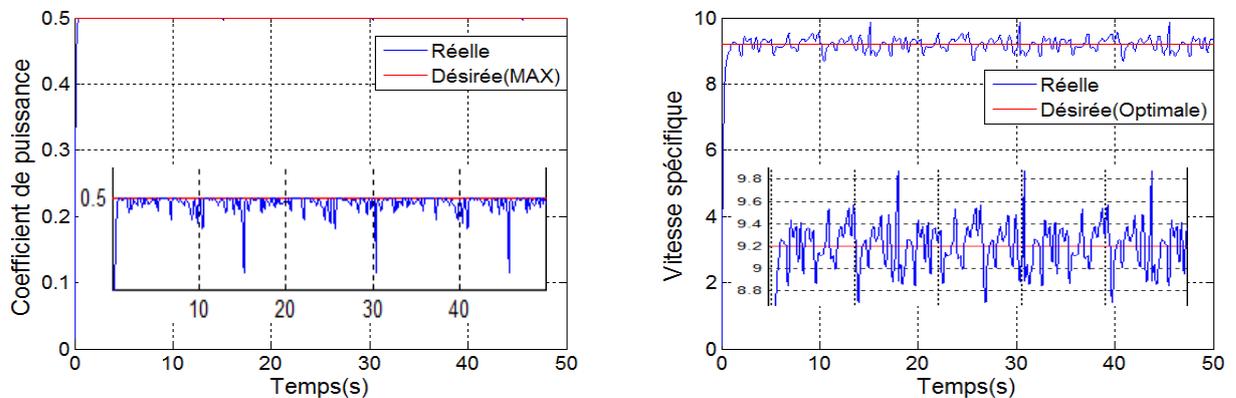


Figure II-14 : Coefficient de puissance et la vitesse spécifique.

II.2.4 INTERPRETATIONS DES RESULTATS

La simulation nous a permis de vérifier la fiabilité des deux commandes : sans asservissement de la vitesse du vent et pitch control. Les résultats de simulation montrent que la variation de la vitesse mécanique est adaptée à celle du vent. On remarque aussi que la vitesse spécifique suit la référence optimale imposée, et le coefficient de puissance suit le coefficient de puissance maximum souhaité. Le système d'orientation des pales a permis une limitation stricte de la puissance convertie pour bien protéger l'éolienne des éventuelles surcharges, figure (II.14).

II.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTATION

La machine asynchrone double alimentation est un système non linéaire très complexe. Une commande performante sur cette machine, pour ses différents régimes de fonctionnement, nécessite une modélisation mathématique plus précise pour représenter son comportement de manière satisfaisante et réelle.

II.3.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Il est très difficile de modéliser la MADA vu sa structure et sa géométrie complexes, d'où la nécessité d'adopter certaines hypothèses qui permettent d'obtenir un modèle simple et le plus proche possible de la réalité. Ces hypothèses sont les suivantes [BOU 14, KAI 13]:

- La géométrie de la machine est symétrique, et l'épaisseur de l'entrefer est uniforme.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants. Les pertes par hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau et l'effet des encoches sont négligeables.
- Les résistances et les coefficients d'inductances propres sont constants et les enroulements ne dépendent pas de la température. Les coefficients d'inductances mutuelles sont fonction de la position de leurs axes magnétiques.
- Les forces magnétomotrices créées par le stator ou le rotor ont une répartition sinusoïdale.

II.3.2 EQUATIONS MATHÉMATIQUES DE LA MADA DANS LE REPERE (a, b, c)

Comme nous l'avons évoqué précédemment, la machine asynchrone à double alimentation est une machine classique dont le rotor est accessible et identique au stator. Par conséquent, elle a le même modèle que celui de la machine asynchrone à cage, à l'exception des tensions rotoriques qui ne sont pas nulles [BEN 10, KAI 13, HAM 13, KEN 12].

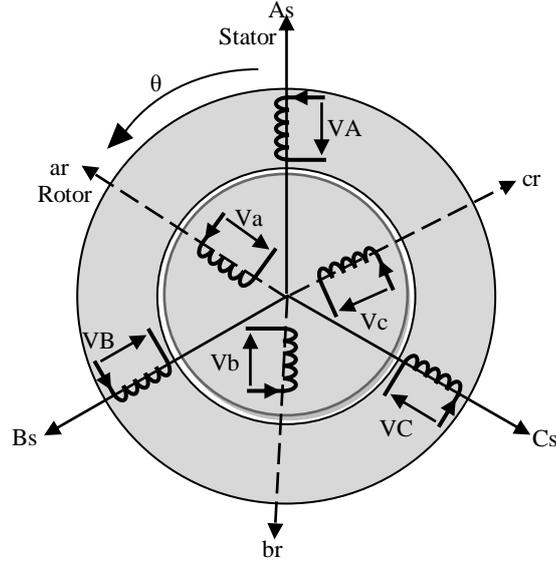


Figure II-15 : Représentation de la Machine asynchrone à double alimentation.

II.3.2.1 EQUATIONS ELECTRIQUES

Les équations des tensions électriques qui régissent la MADA sont [SOU14]:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (II. 22)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Où R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

V_s , V_r - les tensions simples statoriques et rotoriques.

I_s , I_r - les courants de phase statoriques et rotoriques.

φ_s , φ_r - les flux respectivement statoriques et rotoriques.

II.3.2.2 EQUATIONS MAGNETIQUES

Les équations des flux magnétiques qui régissent la MADA sont :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (II. 23)$$

Avec :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Où L_{SS} , L_{rr} sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.

M_s , M_r - les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$ - la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor qui est donnée par la formule (II. 24):

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II. 24)$$

M_{max} est l'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

En remplaçant (II.23) dans (II.22), on obtient le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [[L_{SS}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r]] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [[L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s]] \end{cases} \quad (II. 25)$$

II.3.2.3 EQUATION MECANIQUE

L'équation mécanique de la machine est donnée comme suit :

$$C_{em} = C_r + f_r \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{d\theta} \quad (II. 26)$$

Avec :

- C_{em} - le couple électromagnétique de la machine;
- C_r - le couple résistant;
- f_r - le coefficient de frottement visqueux de la MADA;
- Ω - la vitesse de rotation de l'axe de la MADA;
- J - l'inertie des parties tournantes.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = p \cdot [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [[M_{sr}] \cdot [I_r]] \quad (II. 27)$$

où p - le nombre de paires de pôles de la MADA.

Les équations différentielles (II.25), (II.26) et (II.27) représentent le modèle de la MADA dans le repère (a, b, c) .

II.3.3 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif (repère (a, b, c)) à un système biphasé(repère (d, q)), et obtenir un système d'équation à coefficients constants [BOU 14, AMI 12, HAM 13, KEN 12].

La matrice de transformation de Park $P(\theta)$ est définie comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

$[P(\theta)]$ permet la conservation des puissances lors du passage du système triphasé au système biphasé.

θ - l'angle entre le repère du système triphasé à transformer et le repère de Park.

II.3.4 EQUATIONS MATHÉMATIQUES DE LA MADA DANS LE REPERE (d, q)

L'équation de la transformation de Park pour passer d'un système triphasé à un système biphasé et vice versa est donnée comme suit :

$$[x_{dq0}] = [P(\theta)] \cdot [x_{abc}] \Rightarrow [x_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [x_{dq0}]$$

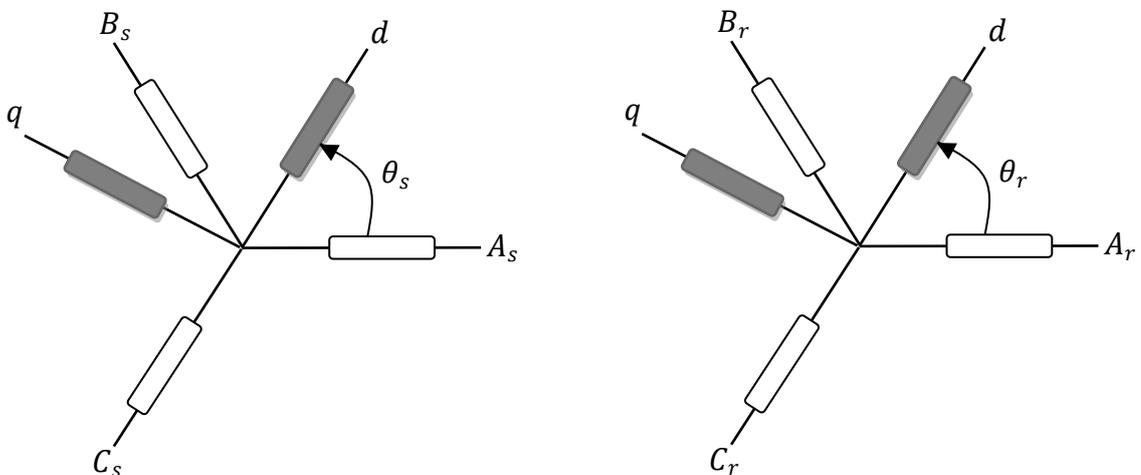


Figure II-16 : Transformation des variables statoriques et rotoriques.

La transformation de Park appliquée aux équations statoriques nous donne:

$$\begin{aligned} [V_{sdq0}] &= [P(\theta_s)] \cdot [V_{sabc}] \Rightarrow [V_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{sdq0}] \\ [I_{sdq0}] &= [P(\theta_s)] \cdot [I_{sabc}] \Rightarrow [I_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdq0}] \\ [\varphi_{sdq0}] &= [P(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sabc}] \Rightarrow [\varphi_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq0}] \end{aligned}$$

La transformation de Park appliquée aux équations rotoriques nous donne :

$$\begin{aligned} [V_{rdq0}] &= [P(\theta_r)] \cdot [V_{rabc}] \Rightarrow [V_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{rdq0}] \\ [I_{rdq0}] &= [P(\theta_r)] \cdot [I_{rabc}] \Rightarrow [I_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdq0}] \\ [\varphi_{rdq0}] &= [P(\theta_r)] \cdot [\varphi_{rabc}] \Rightarrow [\varphi_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdq0}] \end{aligned}$$

II.3.4.1 EQUATIONS ELECTRIQUES

En appliquant la transformation de Park dans l'équation (II.22), on obtient :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{sdq0}] = [R_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdq0}] + \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq0}] \\ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{rdq0}] = [R_r] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdq0}] + \frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdq0}] \end{cases} \quad (\text{II. 29})$$

$$\begin{cases} [V_{sdq0}] = [R_s] \cdot [I_{sdq0}] + [P(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1}] \cdot [\varphi_{sdq0}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq0}] \\ [V_{rdq0}] = [R_r] \cdot [I_{rdq0}] + [P(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [[P(\theta_r)]^{-1}] \cdot [\varphi_{rdq0}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rdq0}] \end{cases} \quad (\text{II. 30})$$

Avec :

$$[P(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1}] = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad [P(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [[P(\theta_r)]^{-1}] = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Par conséquent, on peut écrire [BEL 14, ABD 14, OUA 14, OUR 12, BOU 08]:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II. 31})$$

V_{sd} , V_{sq} , V_{rd} et V_{rq} : sont respectivement les tensions directe et en quadrature statoriques et rotoriques;

I_{sd} , I_{sq} , I_{rd} et I_{rq} : sont respectivement les courants directs et en quadratures statoriques et rotoriques;

φ_{sd} , φ_{sq} , φ_{rd} et φ_{rq} : sont respectivement les flux statoriques et rotoriques directs et en quadratures du système;

w_s , w_r : sont les pulsations statorique et rotorique;

θ_s , θ_r : sont les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park.

II.3.4.2 EQUATIONS MAGNETIQUES

De la même manière, les équations des flux sont données par :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq0}] = [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdq0}] + [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdq0}] \\ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdq0}] = [L_{rr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdq0}] + [M_{rs}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdq0}] \end{cases} \quad (\text{II. 32})$$

Donc, on peut écrire :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II. 33})$$

Avec :

- L_r , L_s : les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine;
- M : l'inductance mutuelle.

II.3.4.3 EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (I_{rd} \varphi_{sq} - I_{rq} \varphi_{sd}) \quad (\text{II. 34})$$

Avec p - le nombre de paires de pôles de la MADA.

Les puissances active et réactive statoriques sont:

$$\begin{cases} P = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II. 35})$$

II.3.5 CHOIX DE REPERE DE REFERENCE DE PARK

Le choix d'un repère de référence dépend essentiellement du but de la modélisation et de la compatibilité des composantes du système étudié. Il existe trois repères biphasés de références [MIH 12, CHE 98]:

- ✓ le repère fixe au stator appelé référentiel stationnaire où : $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$; $\frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -w$
Ce repère de référence est le mieux adapté pour les grandeurs instantanées. Il est utilisé pour l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation de la machine.
- ✓ le repère fixe au rotor appelé référentiel tournant où: $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$; $\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = w$. Ce repère de référence est adapté pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.
- ✓ le repère fixe au champ tournant appelé référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone où: $\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} = w_s = w_r + w$. Dans ce repère, les composantes relatives de la machine sont constantes, ce qui justifie sa large utilisation dans le domaine de la commande des machines asynchrones.

Vu les avantages que représente ce dernier repère de référence, il sera retenu dans notre étude.

II.3.6 MODELE D'ETAT DE LA MADA

Le système d'équations de tensions de la machine peut être écrit sous la forme matricielle comme suit [ROUA 15, ROU 15, ROU 14].

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (\text{II.36})$$

$$\text{avec :} \quad [X] = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^t ; \quad [U] = [v_{sd} \quad v_{sq} \quad v_{rd} \quad v_{rq}]^t ;$$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & w_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -w_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta(w_s - w_r) & -\delta & w_r \\ \beta(w_s - w_r) & \alpha & -w_r & -\delta \end{bmatrix} ; \quad [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

α , β et δ sont des constantes définies comme suit :

$$\alpha = \frac{M}{\sigma T_s L_s L_r} ; \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r} ; \quad \delta = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_r L_s} \right).$$

Pour faciliter la simulation, on décompose la matrice [A] comme suit :

$$[A] = [A_1] + w_s \cdot [A_2] + w_r \cdot [A_3] \quad (\text{II.37})$$

Telle que :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & -\delta \end{bmatrix}, [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix},$$

II.3.7 RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME

La simulation de la machine asynchrone à double alimentation d’une puissance de 4 KW pour les deux modes de fonctionnement moteur et générateur a été exécutée à l’aide du logiciel MATLAB. Son modèle est basé sur les équations obtenues au moyen de la transformation de Park, (repère biphasé (d, q)) lié au champ tournant). Les résultats de simulation sont représentés sur les figures ci-dessous.

II.3.7.1 FONCTIONNEMENT MOTEUR

Les figures II-17 et II-18 montrent les caractéristiques de la vitesse, du couple et des composantes du flux statorique. Le rotor de la machine est en court-circuit.

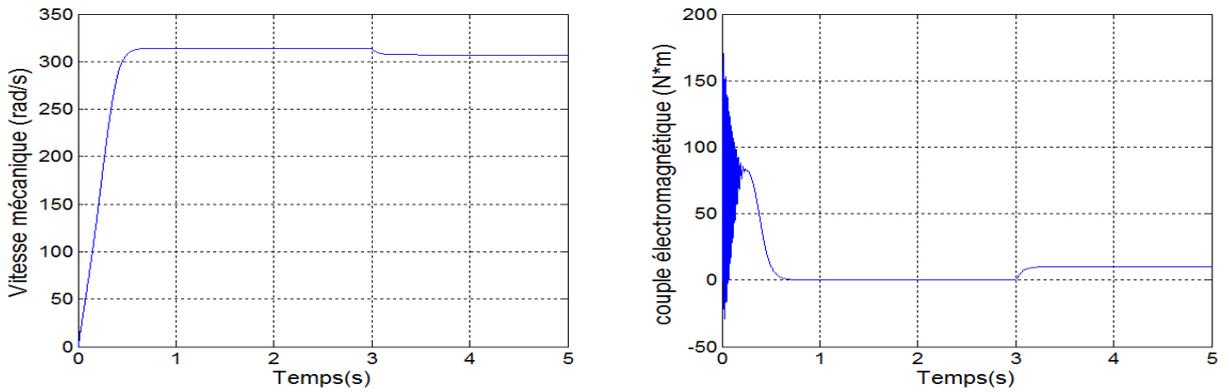


Figure II-17 : Vitesse et le couple électromagnétique.

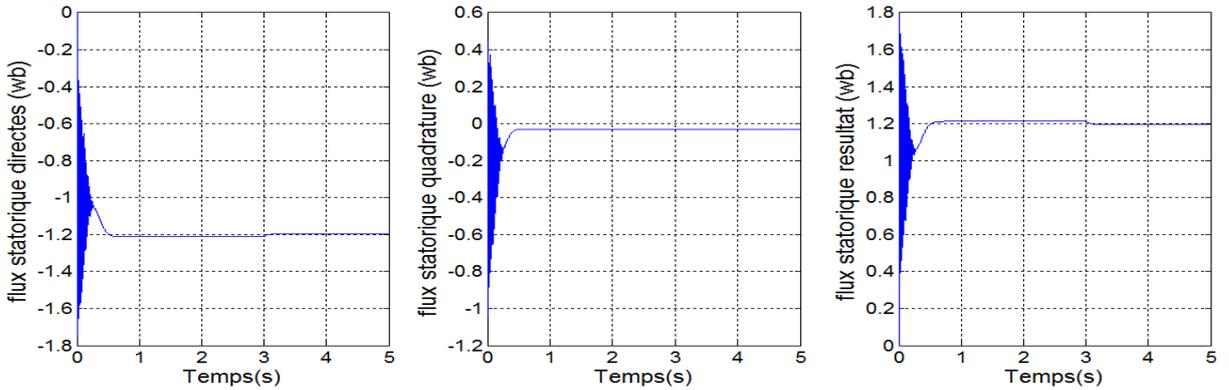


Figure II-18 : Composantes du flux statorique et leur résultante.

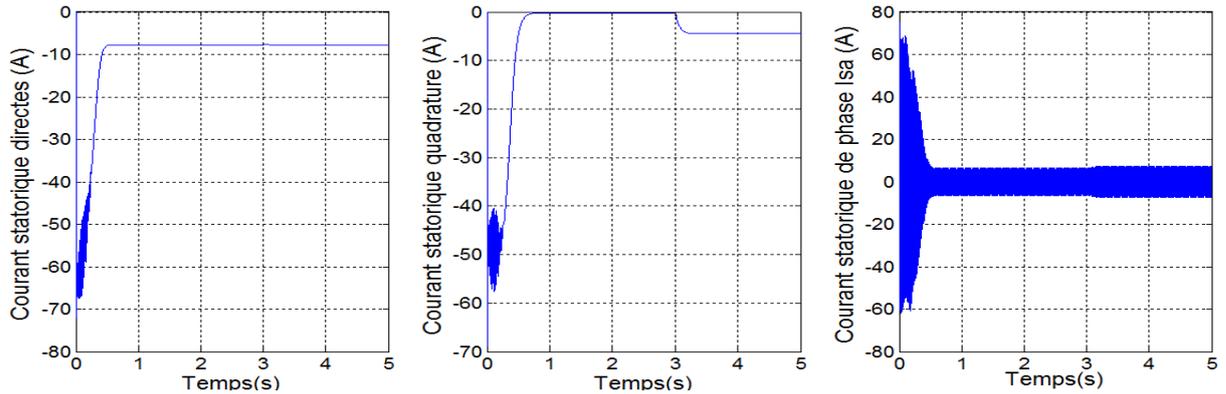


Figure II-19 : Composantes du courant statorique.

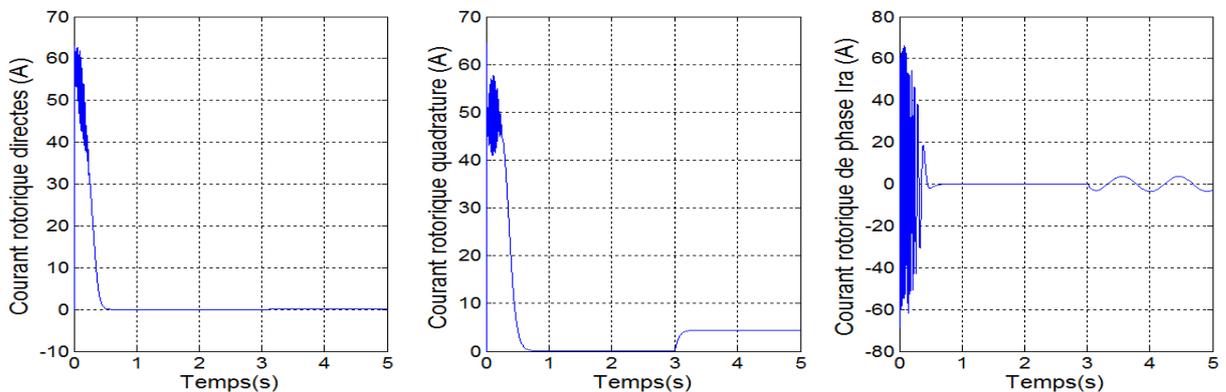


Figure II-20 : Composantes du courant rotorique.

II.3.7.2 INTERPRETATION DES RESULTATS

Initialement, la simulation s'effectue par un démarrage à vide de la machine. On remarque que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine. Dès que la machine atteint son régime permanent, sa vitesse de rotation se rapproche de la vitesse du synchronisme (un très faible glissement), (Figure II.17). Les fréquences des courants rotoriques deviennent presque nulles, (Figure II.20). De plus, le couple électromagnétique et les courants rotoriques se stabilisent à des valeurs proches de zéro (présence de frottements visqueux).

L'application d'un couple résistant se traduit par des augmentations du couple électromagnétique, d'amplitudes des courants statoriques et rotoriques et une diminution de la vitesse de rotation à cause du glissement qui devient plus important. La machine fonctionne alors en moteur hypo synchrone.

II.3.7.2.1 FONCTIONNEMENT GENERATEUR

La machine est entraînée à une vitesse fixe égale à 1425 tr/min.

Le stator est alimenté par une source triphasée de 220V de fréquence 50Hz, alors que le rotor est alimenté par une source triphasée 12V de fréquence égale à la fréquence de rotation.

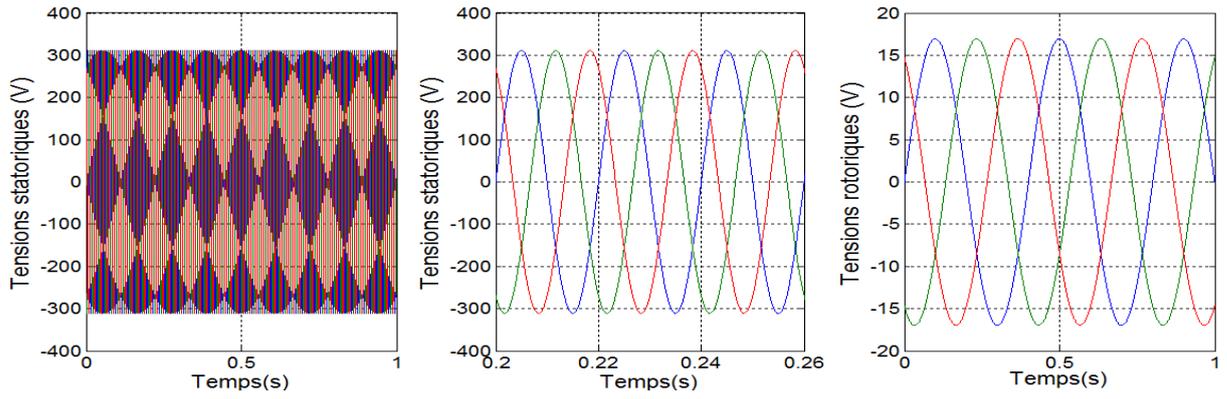


Figure II-21 : Les tensions d'alimentations au stator et au rotor.

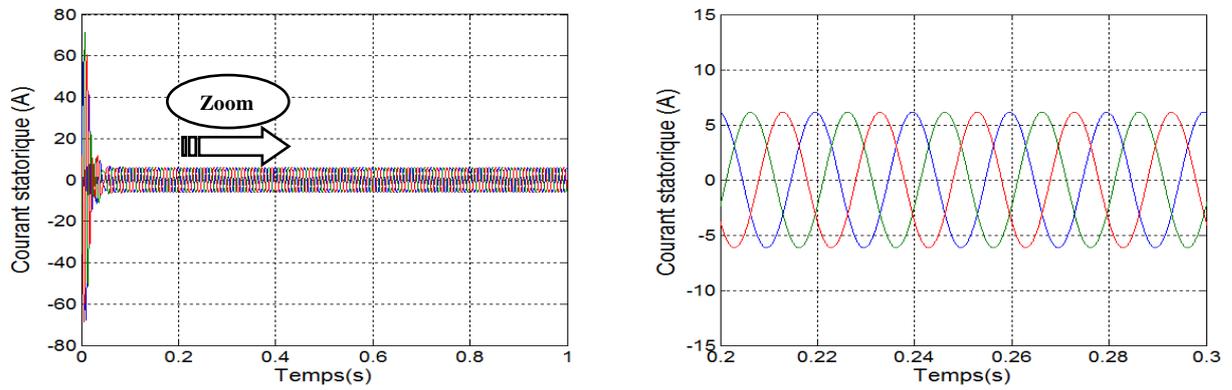


Figure II-22 : Les courants statoriques triphasés avec un zoom.

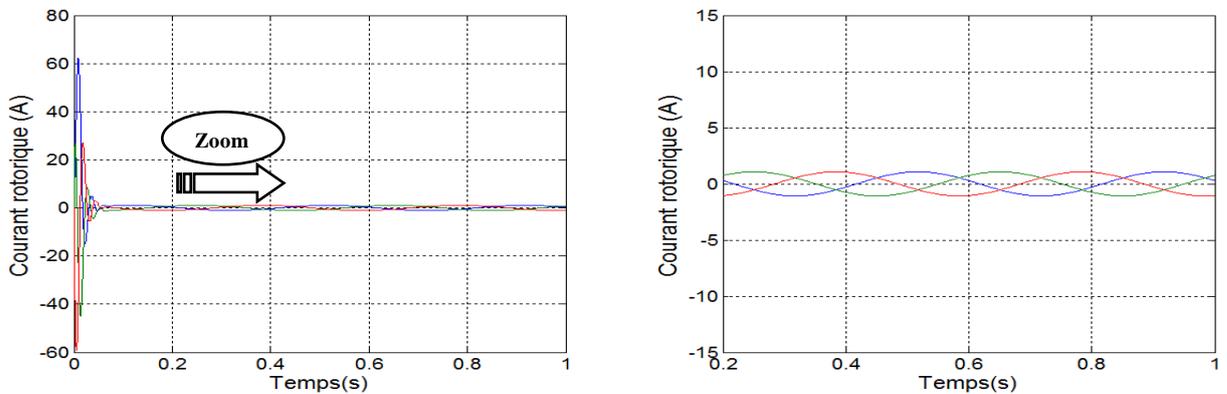


Figure II-23 : Les courants rotoriques triphasés avec un zoom.

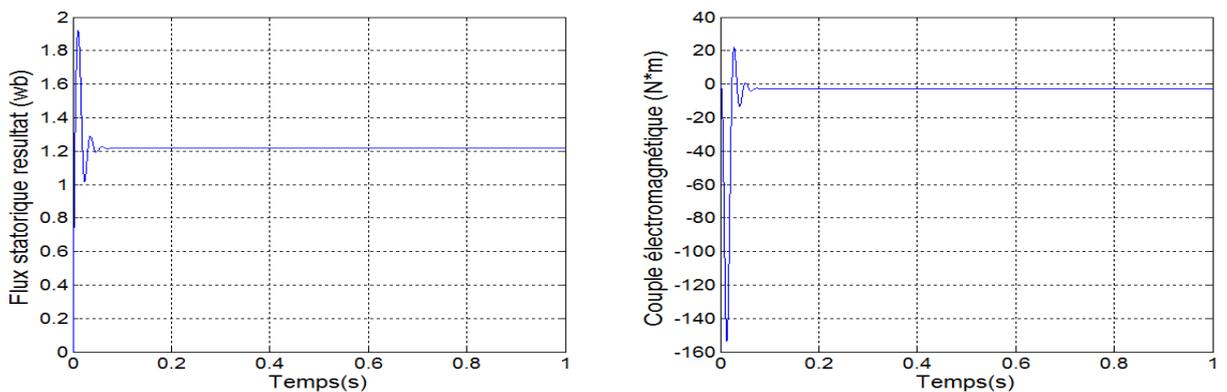


Figure II-24 : Le couple électromagnétique et le flux.

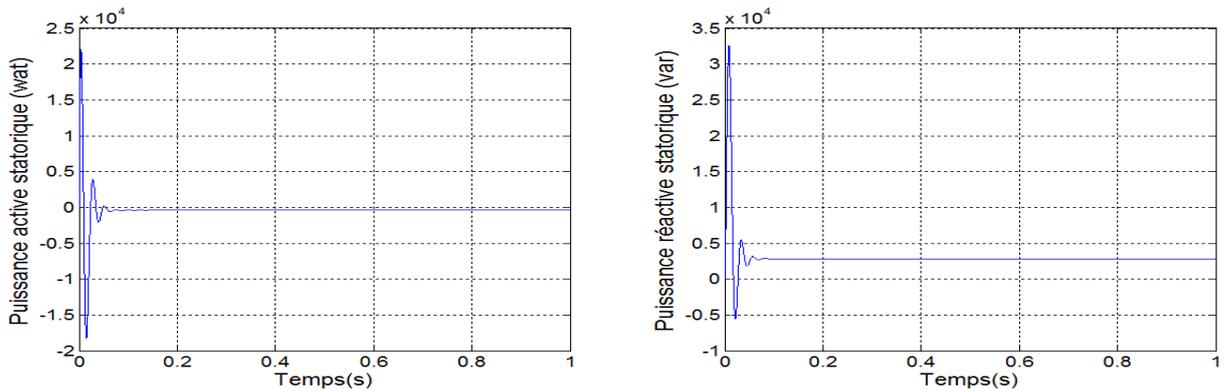


Figure II-25 : Les puissances active et réactive statoriques.

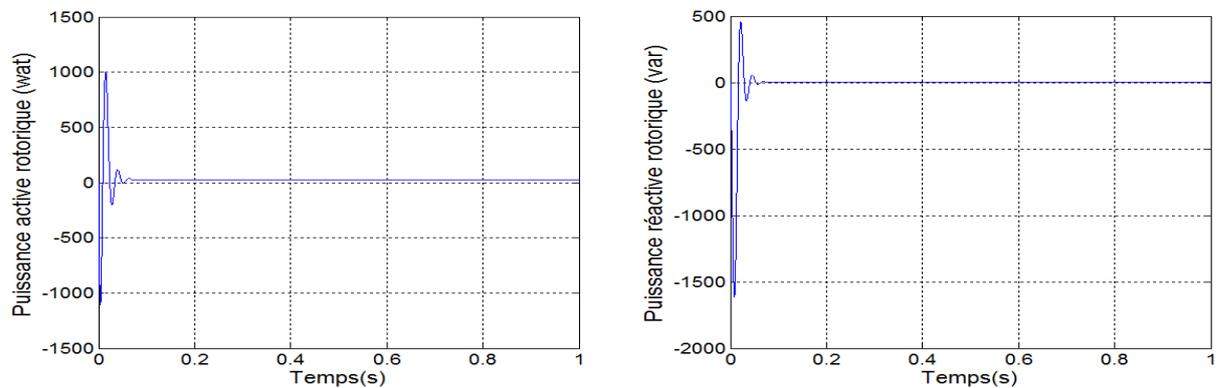


Figure II-26 : Les puissances active et réactive rotoriques.

II.3.7.4 INTERPRETATION DES RESULTATS

Les résultats de simulation montrent que pendant le régime dynamique, le couple électromagnétique est négatif et atteint au démarrage une valeur maximale de: $-120N.m$. On constate ainsi l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage. Après un temps égal aux environs de $0,05s$, ces courants se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales avec une fréquence de $50Hz$.

II.4 MODELISATION ET COMMANDE DU CONVERTISSEUR BIDIRECTIONNEL

Puisque notre étude est basée sur la structure de scherbuis avec convertisseurs MLI présentée auparavant, les deux convertisseurs à deux niveaux bidirectionnels en puissance seront interposés entre le rotor de la machine et le réseau. L'utilisation de ce type de convertisseurs permet d'obtenir des signaux de sortie modulés en largeur d'impulsion qui permettent de limiter les perturbations harmoniques.

Plusieurs études récentes montrent la fiabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique permet le fonctionnement en

hyposynchrone ainsi que le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Le convertisseur est alors dimensionné pour fonctionner au tiers de la puissance nominale de la machine si le glissement reste inférieur à 30% autour du synchronisme.

II.4.1 MODELISATION ET TECHNIQUE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE MACHINE

Les systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable à base d'une MADA nécessitent l'utilisation d'un convertisseur statique (onduleur) qui alimente le rotor de la machine. Les principaux objectifs de ce convertisseur sont : onduler la tension du bus continu pour la fournir au bobinage du rotor, permettre l'application des commandes pour contrôler les puissances générées par le stator de cette machine et les injecter au réseau.

II.4.1.1 MODELISATION DU CONVERTISSEUR COTE MACHINE

Le rotor de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Cet onduleur est équipé de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture qui peuvent être soit des transistors MOSFET ou des IGBT associés à des diodes en tête bêche.

On admet que les six interrupteurs électroniques représentés ci-dessous, figure (II.27.A), sont parfaits, et en remplaçant chaque groupe de transistor-diode de la figure (II.27.A) par des interrupteurs k_j avec ($j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$), on obtient le schéma simplifié comme indiqué sur la figure (II.27.B)[AOU 09, ABD 12, KAI 13].

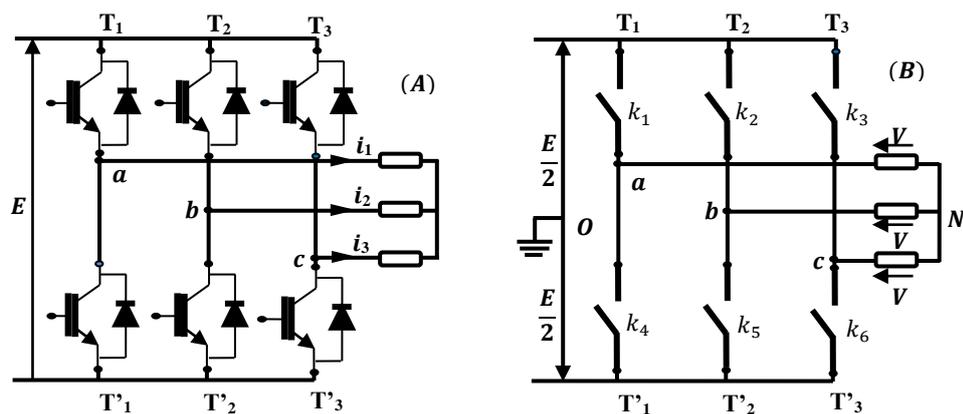


Figure II-27: Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude, nous supposons que :

- ✓ Le couplage est du type étoile sans neutre.
- ✓ Les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées.
- ✓ Le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré.

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (\text{III. 38})$$

Par addition, on a : $V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3.V_{ON}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

donc : $V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3.V_{ON} = 0$ (II. 39)

d'où : $V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO})$ (II. 40)

En remplaçant (II. 39) dans(II. 38), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II. 41})$$

On peut écrire le système (II. 41) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 42})$$

Grâce à l'ouverture et la fermeture successives des interrupteurs, l'onduleur génère une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires.

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2}S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2}S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad (\text{II. 43})$$

tel que : $\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé} & \text{si nom} & S_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé} & \text{si nom} & S_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé} & \text{si nom} & S_3 = -1 \end{cases}$ (II. 44)

En remplaçant (II.43) dans (II.42), on aura le système suivant [REK 13]:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

Le système (II.45) représente le modèle mathématique de l'onduleur MLI triphasé à deux niveaux.

II.4.1.2 COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse.

Les impulsions des commandes (S_1, S_2, S_3) de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse). La comparaison entre les ondes de références et l'onde triangulaire détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture et fermeture), Figure II-28 [AMI 12, LOU].

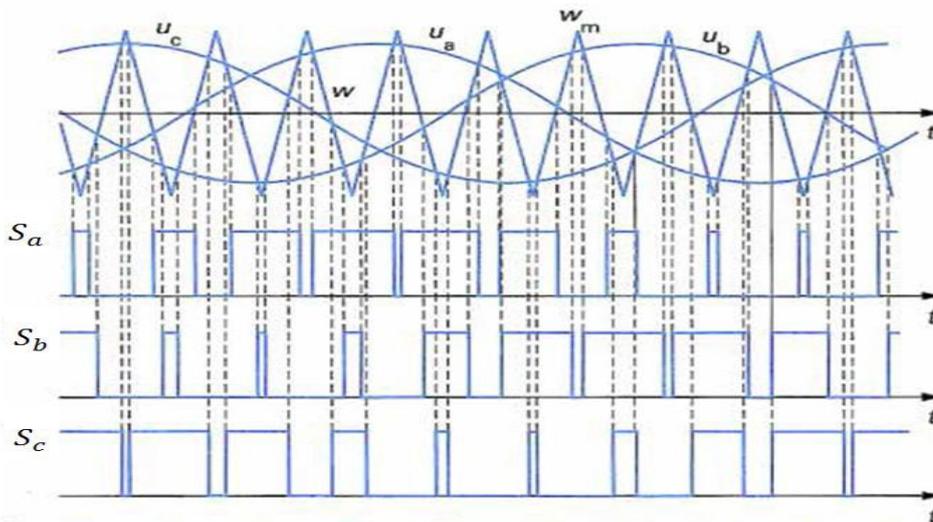


Figure II-28: Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulosinusoidale à une porteuse.

Cette commande est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.46})$$

- Le taux de modulation r qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et celle de la porteuse U_p :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (II.47)$$

Si m est un multiple de trois nous pouvons éliminer les harmoniques d'ordre trois qui causent les majeurs inconvénients de cette technique.

II.4.2 MODELISATION ET TECHNIQUE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU

Plusieurs topologies dans le système de conversion d'énergie éolienne utilisent le redresseur à MLI pour la connexion sur le réseau électrique. Le redresseur a la même conception que celle de l'onduleur précédemment établi. L'avantage de convertisseur côté réseau, en plus de la bidirectionnalité de puissance, permet le contrôle de la puissance active en maintenant la tension du bus continu constante, et fixer la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour ne pas altérer la qualité du réseau (facteur de puissance du réseau unitaire).

II.4.2.1 MODELISATION DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU

Le convertisseur côté réseau a la même conception que le convertisseur côté machine présentée précédemment.

- L'inductance (L) et la résistance (R) représentent l'impédance de ligne.
- V représente la tension de ligne.
- U_c la tension de sortie redressée.

La figure (II.29) représente la structure d'un redresseur à MLI triphasé, qui peut être décomposé en trois parties : La source, le convertisseur et la charge [ŞEH 10].

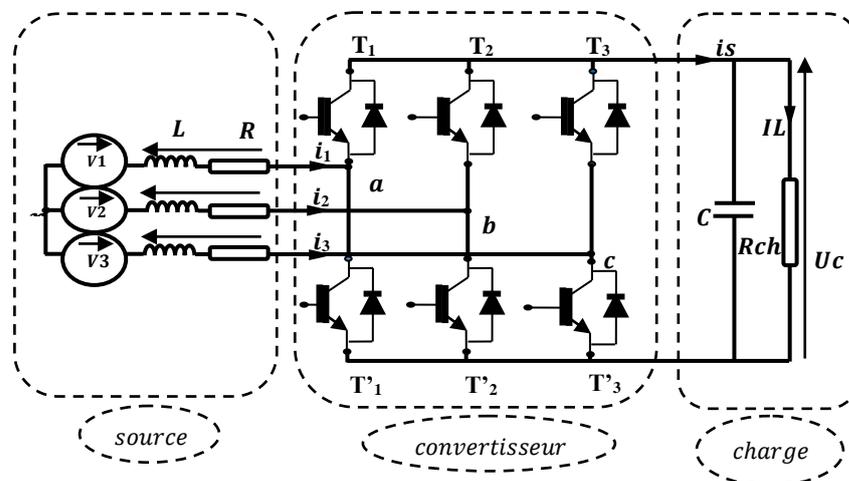


Figure II-29: Structure du redresseur à MLI.

➤ **La source d'alimentation**

C'est une source triphasée supposée parfaitement sinusoïdale et équilibrée en série avec une résistance R et une inductance L représentant respectivement la résistance et l'inductance totales de la ligne [BOU 14, RIO 93].

Les tensions de lignes sont données par :

$$\begin{cases} V_1 = R * i_1 + L \frac{di_1}{dt} + V_{an} \\ V_2 = R * i_2 + L \frac{di_2}{dt} + V_{bn} \\ V_3 = R * i_3 + L \frac{di_3}{dt} + V_{cn} \end{cases} \quad (\text{II. 48})$$

Où V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples par rapport au neutre de la source à l'entrée du convertisseur. Les courants de chaque phase sont donnés par le système d'équations différentielles suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_1 - V_{an} \\ V_2 - V_{bn} \\ V_3 - V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 49})$$

➤ **Partie Convertisseur**

Sachant que la structure du redresseur est identique à celle de l'onduleur déjà modélisé dans la section précédente, la matrice de connexion du pont est similaire à l'équation (II. 42) [REK 13]

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{U_C}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 50})$$

De plus, le courant redressé est donné par :

$$i_s = [S_1 \quad S_2 \quad S_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 51})$$

➤ **Partie charge**

Cette partie est constituée d'une capacité C en parallèle avec une résistance R qui représente une charge continue. Elle est régie par les deux équations électriques suivantes [REK 13, BOU 14]:

$$\begin{cases} \frac{dU_C}{dt} = \frac{1}{C} (i_s - i_{ch}) \\ U_C = R_{Ch} \cdot i_{ch} \end{cases} \quad (II.52)$$

Ce qui permet d'obtenir la fonction de transfert entre tension et courant redressés :

$$\frac{U_C}{i_s} = \frac{R_{Ch}}{1 + R_{Ch} \cdot C \cdot p} \quad (II.53)$$

A partir des relations (II.49), (II.50), (II.51) et (II.53), on peut établir le schéma fonctionnel global d'un redresseur MLI ayant comme entrée la commande des gâchettes des interrupteurs du haut (S_1, S_2, S_3) et comme sortie la tension redressée U_C .

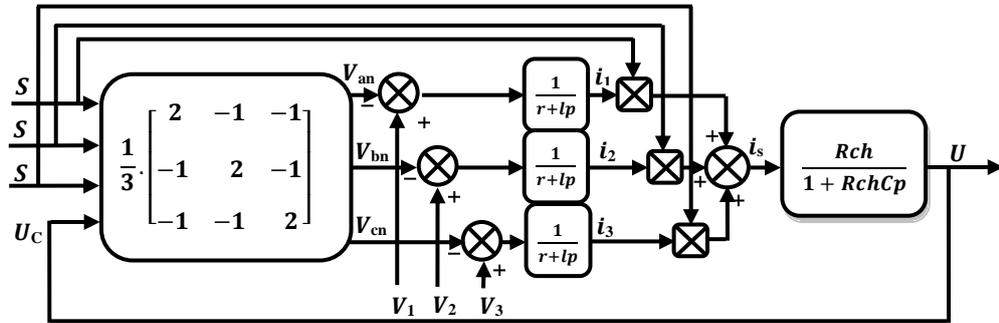


Figure II-30: Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.

II.4.2.2 CONTROLE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU

L'objectif de la commande de convertisseur côté réseau et de contrôler deux grandeurs importantes à savoir :

- ✓ Maintenir la tension du bus continu à une valeur de référence désirée. Pour accomplir cette tâche, on doit mesurer la tension de bus continu et la régler à une valeur de référence.
- ✓ Maintenir la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire.

La régulation du redresseur MLI peut se faire sous la forme d'une régulation cascade. Deux boucles internes régulent les courants des phases. Une boucle externe régule la tension de capacité, (Figure II.30).

➤ **La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère (d, q)**

Le correcteur PI n'est pas bien adapté pour commander des signaux alternatifs, la même chose pour le correcteur à hystérésis qui produit une fréquence de commutation variable. L'utilisation de ces régulateurs en triphasé nécessite plusieurs capteurs de courant et de tension. Afin d'éviter ces inconvénients, on utilise des correcteurs PI dans un repère tournant (repère d, q). La commande en courant dans ce repère est basée sur la séparation des axes l'un de l'autres, ce qui permet de les contrôler indépendamment. Cette technique de commande à l'avantage de réduire le nombre de régulateurs ainsi que les grandeurs régulées qui seront des grandeurs continues [AMI 12, ŞEH 10, ABD 13, RIO 96].

➤ **Application de la commande**

Cette commande appliquée sur les tensions de lignes, est utilisée pour permettre un découplage entre le contrôle des puissances active et réactive. Les équations régissant les tensions de lignes dans le repère (d, q) sont:

$$\begin{cases} V_{pd} = V_d - R i_d - L \frac{di_d}{dt} + L\omega i_q \\ V_{pq} = V_q - R i_q - L \frac{di_q}{dt} - L\omega i_d \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

V_{pd} Et V_{pq} : sont les composantes des tensions à l'entrée du convertisseur.

V_d Et V_q : sont les composantes des tensions du réseau.

i_d Et i_q : sont les composantes des courants du réseau.

ω : est la pulsation du réseau.

les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \cdot [V_d I_d + V_q I_q] \\ Q = \frac{3}{2} \cdot [V_q I_d - V_d I_q] \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

On pose : $P_{ref} = U_{cmes} I_{red_ref}$ et $Q_{ref} = 0$.

➤ La tension de référence désirée du bus continu U_{cref} est comparée à celle mesurée aux bornes du condensateur U_{cmes} .

- Le correcteur Proportionnel Intégral (PI) permet de maintenir la tension de bus continu à une valeur constante désirée, et génér le courant de référence I_{cref} .
- La puissance active nécessaire pour charger ce condensateur P_{ref} est obtenue on multipliant le courant redressé I_{red_ref} par la tension mesurée U_{cmes} .
- La puissance réactive de référence Q_{ref} sera maintenue nulle.
- Les courants de références sont obtenus à partir des tensions mesurées et des puissances de références.
- Les courants de références seront comparés avec les courants mesurés.
- Les erreurs de comparaison des courants sont réglées par des régulateurs PI qui génèrent des tensions de références qui seront comparées à leur tour avec les tensions mesurées.
- Les erreurs de comparaisons des tensions génèrent des tensions qui seront comparées à leur tour avec les tensions du filtre.
- les erreurs de comparaisons des courants génèrent des tensions de commande employées pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. Le schéma bloc de la régulation est alors représenté par la figure ci-dessous [ROUA 15, ROU 15].

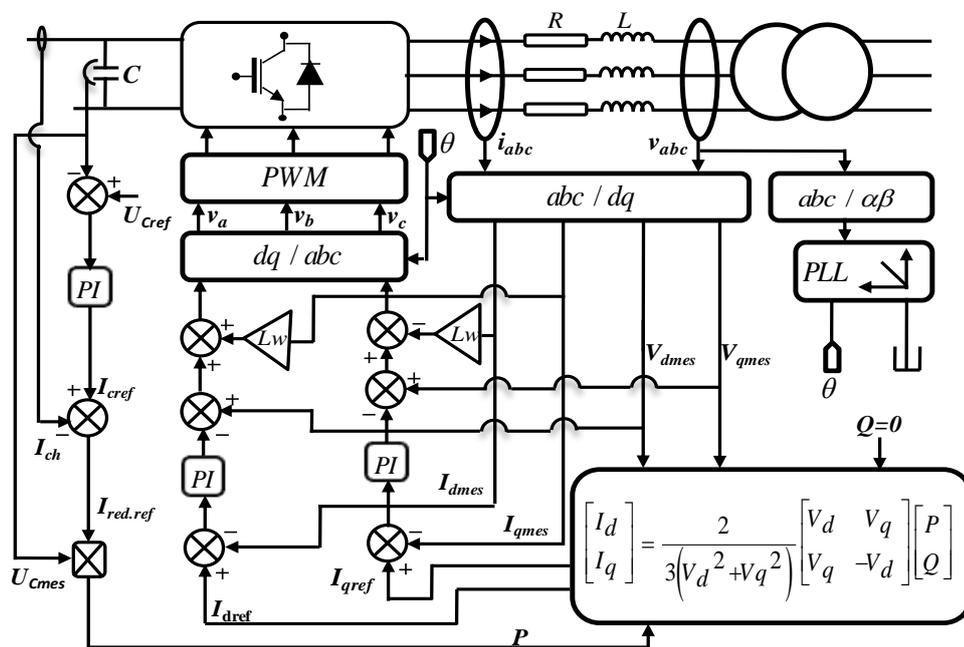


Figure II-31: Schéma bloc de la commande en courant du redresseur à MLI dans le repère (d, q) .

Le calcul des gains des régulateurs se fait avec la méthode classique (voir annexe), pour les deux boucles internes des courants et la boucle externe de tension représentées dans la figure II-32.

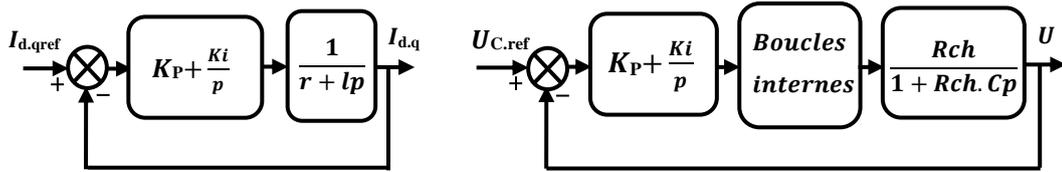


Figure II-32: Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension.

II.4.3 RESULTATS DE SIMULATION DU CONVERTISSEUR BIDIRECTIONNEL

Les paramètres utilisés dans la simulation du redresseur sont (présentés en annexe):

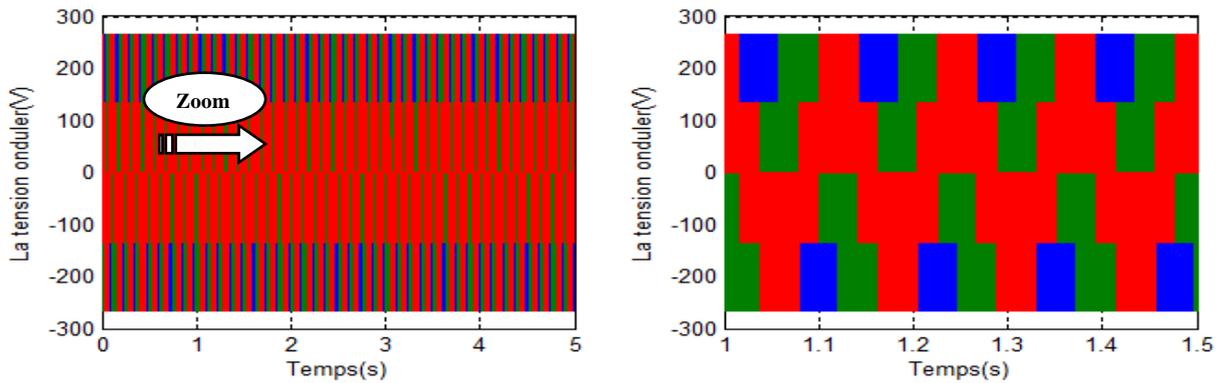


Figure II-33 : Tension ondulée avec un zoom.

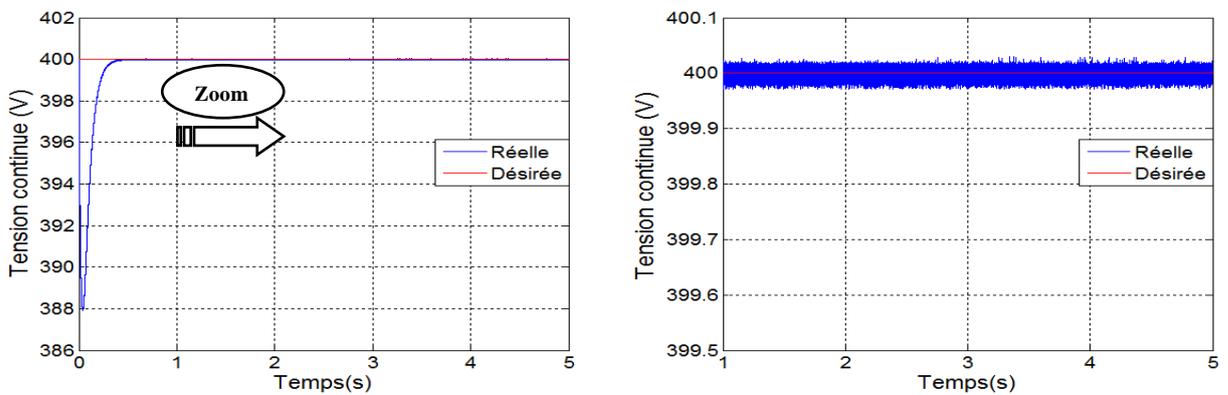


Figure II-34 : Tension du bus continu avec un zoom.

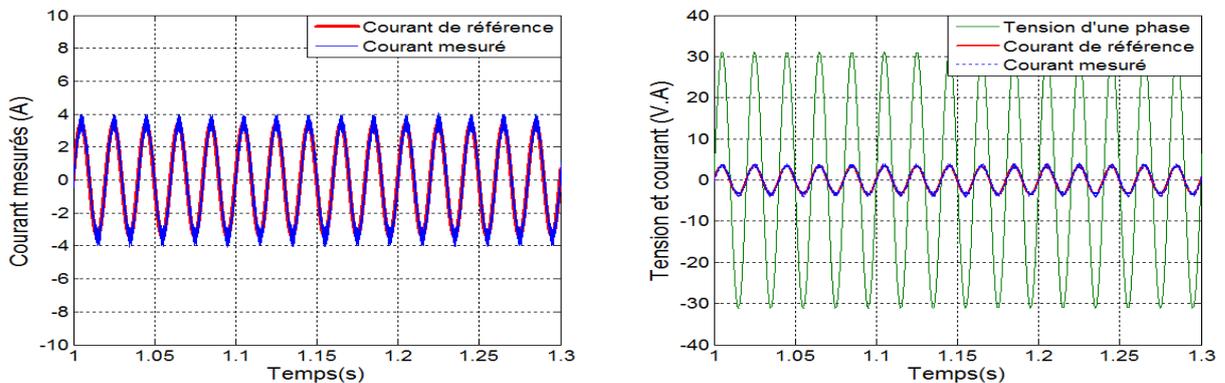


Figure II-35 : Courant et tension de ligne.

III.5.3.3 INTERPRETATION DES RESULTATS

On remarque que la tension de sortie de l'onduleur a une forme d'onde périodique non sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde souhaitée avec une fréquence désirée (Figure II-33). Il est clair que la tension continue suit l'allure de la tension de référence imposée (Figure II-34). De plus, les courants de lignes suivent parfaitement les allures des courants de références qui ont des formes sinusoïdales, et qui sont en position de phase par rapport à la tension de ligne, (Figure II-35).

Les résultats obtenus montrent l'efficacité et la robustesse de la commande en courant dans le repère (d, q) du convertisseur côté réseau pour la réduction des harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance.

II.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable séparément. Cette chaîne qui est constituée d'une machine asynchrone à double alimentation entraînée par une turbine à calage variable et pilotée par le rotor via deux convertisseurs de puissances bidirectionnelles fonctionnant en MLI et reliés au réseau.

Nous avons entamé notre travail par la modélisation de la turbine éolienne et ses deux commandes, la MPPT indirecte pour maximiser le capteur de puissance pendant les faibles vitesses du vent et le "pitch control" pour limiter et nominaliser la puissance convertie pendant les fortes vitesses du vent.

Par la suite, nous avons modélisé, dans une première étape, la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park (Repère biphasé (d, q)) lié au champ tournant qui réduit la complexité du modèle, puis, dans une seconde étape, l'onduleur qui alimente le rotor de la MADA permettant ainsi l'application des commandes pour contrôler les puissances générées par le stator de la machine.

Enfin, on est passé à la modélisation de l'alimentation de l'onduleur qui est un redresseur triphasé, ainsi qu'à sa commande afin de contrôler par la suite le bus continu et le maintenir à une valeur constante dans le but d'améliorer le facteur de puissance du côté réseau.

Les modèles de la chaîne de conversion ont été simulés par le logiciel MATLAB. Les résultats de simulation obtenus sont similaires à ceux déjà publiés.

CHAPITRE III

**COMMANDE VECTORIELLE
ET MODE GLISSANT DES
PUISSANCES ACTIVE ET
REACTIVE.**

III.1 INTRODUCTION

Pour avoir une bonne qualité d'énergie électrique produite par un système éolien basé sur une MADA, il faut appliquer des techniques de commandes adéquates permettant le contrôle des puissances générées par le stator de la machine à savoir : la puissance active qui sera réglée à celle de référence générée par la turbine pour assurer un meilleur rendement du système éolien, et la puissance réactive qui sera maintenue nulle de façon à garder un facteur de puissance unitaire du côté stator. Partant de là, nous proposons deux commandes :

- une commande vectorielle à base de régulateurs PI;
- une commande par mode glissant à base de gains.

Ces deux commandes permettent de contrôler indépendamment les puissances active et réactive de la génératrice asynchrone double alimentation avec orientation du repère ($d-q$) suivant le flux statorique.

III.2 COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE

Cette commande est l'une des méthodes utilisées pour optimiser la qualité d'énergie produite et injectée au réseau. Dans cette technique, nous proposons un algorithme de commande basé sur l'orientation du flux statorique de la machine qui met en évidence les relations entre les grandeurs des puissances statoriques et les tensions rotoriques générées par l'onduleur. Ces relations permettent l'action sur les signaux rotoriques afin de contrôler indépendamment l'échange des puissances active et réactive générées au stator de la machine.

Le principe de cette commande est similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée; à savoir le contrôle indépendamment des puissances active et réactive générées au stator de la machine. La puissance active dépend uniquement du courant rotorique I_{rq} , et la puissance réactive dépend uniquement du courant I_{rd} (figure III.1) [LOU 13, PEN 10, JAD 13].

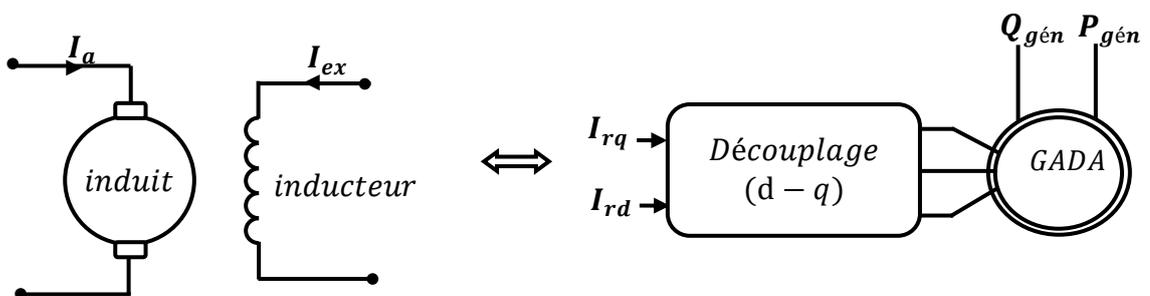


Figure III-1 : Principe de la commande vectorielle.

III.3 MODELE DE LA MADA A FLUX STATORIQUE ORIENTE

Dans cette commande, la machine est conçue de telle façon à ce que le flux statorique dans le repère de Park suivant l'axe q soit nul. Ce choix est justifié par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau de tension et de fréquence constante [KAS 13, HAC 11, OUA 14, TAI 13, ABD 13].

Rappelons le système d'équations différentielles (II.31) décrivant la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

avec : un flux statorique direct constant $\varphi_{sd} = \varphi_s$.

et un flux statorique en quadrature orienté $\varphi_{sq} = 0$.

Ces équations peuvent être simplifiées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

Si on néglige la résistance R_s , qui est une hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance utilisée dans la production d'énergie éolienne, les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante [OUA 14, TAI 13, GHE 08]:

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III. 4})$$

III.3.1 RELATIONS ENTRE LES COURANTS STATORIQUES ET ROTORIQUES

A partir des équations des composantes directe et en quadrature du flux statorique (équation(III. 4)), les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques seront:

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III. 5})$$

III.3.2 RELATIONS ENTRE LES PUISSANCES STATORIQUES ET COURANTS ROTORIQUES

Dans un repère biphasé, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III. 6})$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{sq} \\ Q_s = V_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{III. 7})$$

En remplaçant les courants statoriques directs et en quadratures par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

Il ressort de l'expression (III. 8) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q et

la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d à une constante près $\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$ imposée par le réseau.

III.3.3 RELATIONS ENTRE LES TENSIONS ET COURANTS ROTORIQUES

A partir du système d'équation (III. 5), les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + \frac{V_s \cdot M}{\omega_s \cdot L_s} \\ \varphi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{dI_{rq}}{dt} + g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III. 10})$$

En régime permanent, les dérivées des courants rotoriques biphasés s'annulent, ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations, on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) s \right] I_{rd} - g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) s \right] I_{rq} + g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III. 12})$$

V_{rd} et V_{rq} sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ;

avec :

- $\left(\frac{V_s \cdot M}{L_s}\right)$: le terme de couplage entre les deux axes;
- $g \cdot \left(\frac{M^2}{L_s}\right)$: représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

III.3.4 ETABLISSEMENT DES ANGLES NECESSAIRES AUX TRANSFORMATIONS

Pour déterminer l'angle de transformation de Park pour les grandeurs statoriques, une méthode simple consiste à appliquer la matrice de Concordia aux tensions statoriques pour extraire la phase θ_s que forme le vecteur de tension avec l'axe de la première phase du stator.

Afin d'aligner le flux statorique avec l'axe d , nous retranchons $\frac{\pi}{2}$ de cet angle. Cette méthode est fiable si les tensions statoriques ont des fréquences stables avec peu de fluctuations pour pouvoir effectuer une mesure précise.

Le rotor forme un angle θ_m avec la phase A du stator, l'angle θ_r nécessaire aux transformations des grandeurs rotoriques sera donc : $\theta_r = \theta_{sn} - \theta_m$ [POI 03].

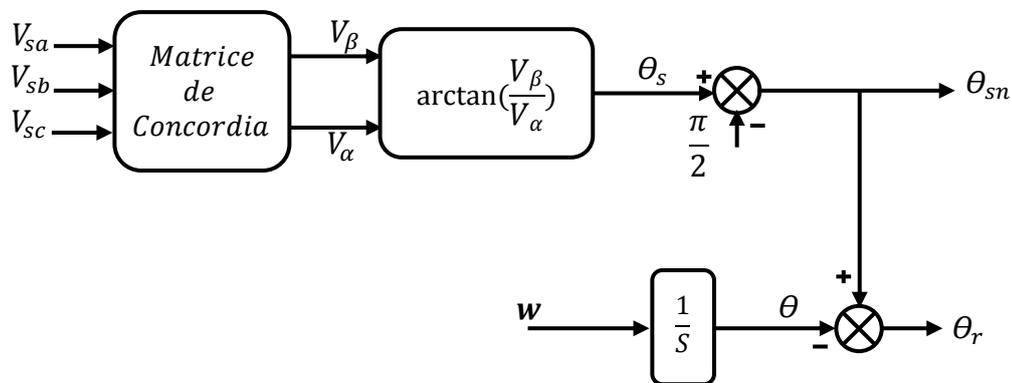


Figure III-2 : Calcul des angles de transformations.

III.3.5 TYPE DE REGULATEURS UTILISES

Pour la réalisation d'une commande vectorielle en puissances active et réactive de la MADA cas génératrice, Il faut utiliser des régulateurs Proportionnels Intégrals (PI), à cause des avantages qu'ils apportent (rapidité, simplicité, autorisant la fréquence du MLI, etc...).

Les régulateurs de chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances active et réactive de références et les puissances active et réactive mesurées.

Le dimensionnement des régulateurs PI seront calculés par la méthode de compensation de façon à obtenir des performances les plus élevées possibles qui seront présentées dans(l'annexe B).

III.3.6 LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE LA COMMANDE VECTORIELLE

III.3.6.1 COMMANDE DIRECTE

Cette technique consiste à réguler directement et indépendamment les puissances statoriques active et réactive produites à celles de références, en utilisant un seul régulateur

sur chaque axe. Les tensions de commande sont la correction des erreurs des puissances par des régulateurs PI. Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la figure suivante [BOY 06, POI 03, BOL 06].

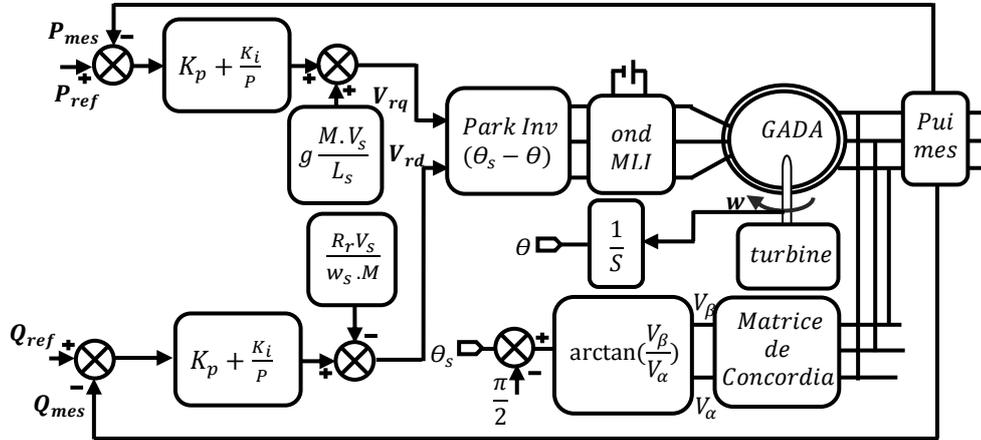


Figure III-3 : Schéma bloc de la structure de commande directe par orientation du flux statorique.

III.3.6.2 COMMANDE INDIRECTE

Cette technique est basée sur deux structures: l'une utilise une boucle régulant le courant, alors que l'autre est basée sur la première en lui ajoutant une boucle régulant les puissances.

III.3.6.2.1 COMMANDE INDIRECTE SANS BOUCLE DE PUISSANCE

Cette commande ne consiste pas à réguler directement les puissances comme la commande précédente, mais elle est basée sur la régulation indirecte des courants rotoriques mesurées qui seront asservis avec les courants de références déjà déterminés par les puissances statoriques de références imposés à la machine [BOY 06, POI 03].

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = \frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (III. 13)$$

Les régulateurs de cette structure sont calculés de la même façon que pour la commande directe, Ils sont identiques pour chaque axe. Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la figure ci-dessous.

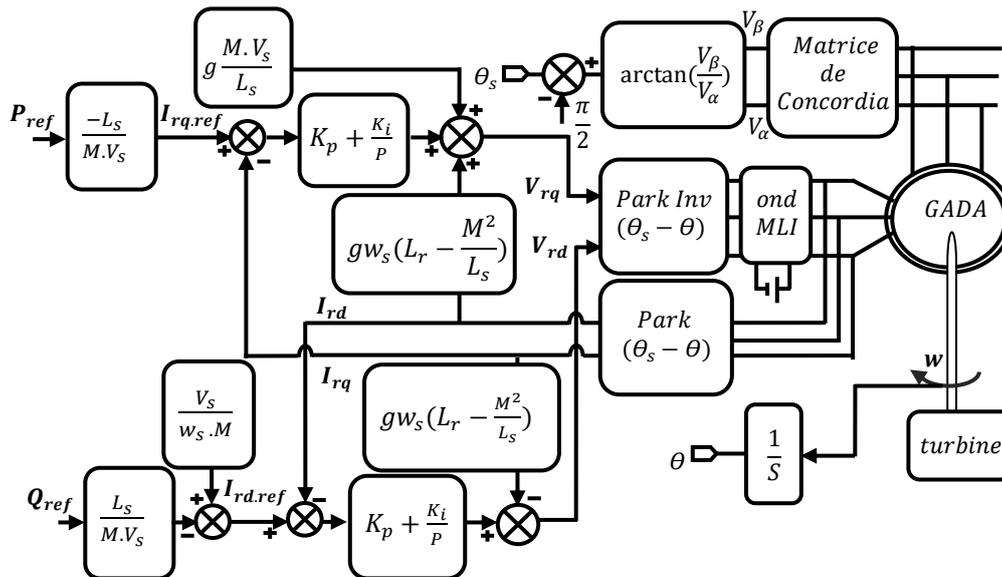


Figure III-4 : Schéma bloc de la structure de commande indirecte sans boucle de puissance.

III.3.6.2.2 COMMANDE INDIRECTE AVEC BOUCLE DE PUISSANCE

Cette commande consiste à réguler les puissances statoriques et les courants rotoriques en cascade, pour cela nous allons mettre en place deux boucles de régulation sur chaque axe avec un régulateur proportionnel intégral pour chacune, l'une réglant la puissance et l'autre le courant. Ce type de régulation donne une bonne dynamique et une erreur statique nulle. Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la figure suivante [BOY 06, POI 03].

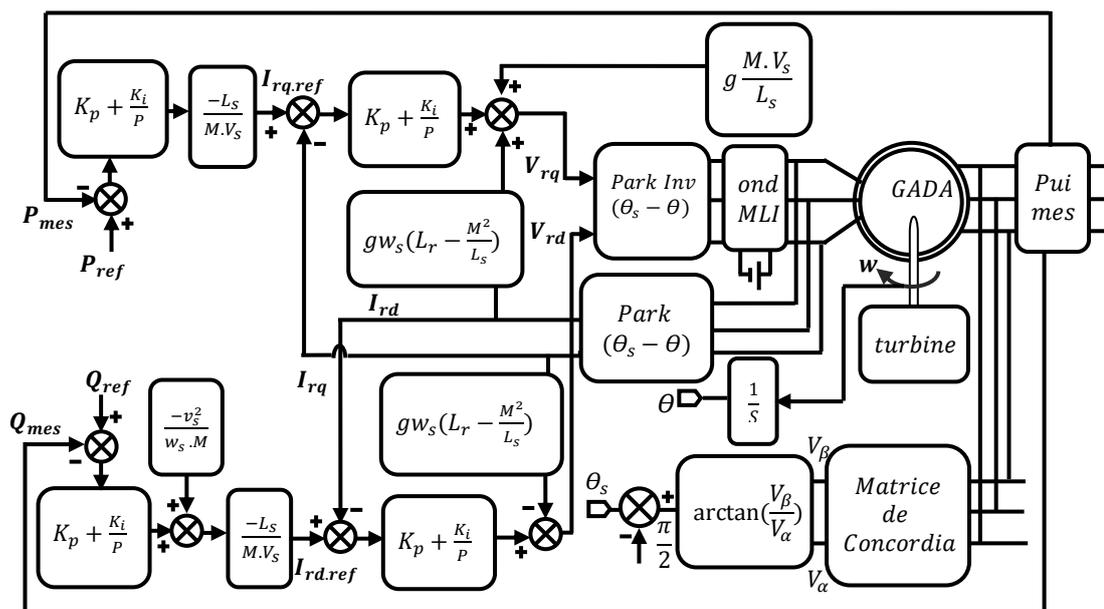


Figure III-5 : Schéma bloc de la structure de commande indirecte avec boucle de puissance.

III.4 COMMANDE PAR MODE GLISSANT DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE

Pour éliminer les deux inconvénients majeurs de la commande précédente qui sont : l'inadaptation avec les systèmes à structures variables, et l'impuissance de ces correcteurs classiques qui donnent souvent des résultats moins performants. Pour cela, on a développé une commande qui résout ces problèmes en nous assurant des résultats avec moins d'erreurs statiques, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste. Cette méthode est appelée "commande par mode glissement" connue pour sa simplicité et sa robustesse.

Dans ce qui suit, nous allons présenter une étude théorique de cette commande pour pouvoir l'adapter à la commande des puissances active et réactive générées par une MADA dans un système de conversion d'énergie éolienne. Par la suite, nous présenteront les résultats de simulations afin de mettre en évidence les performances apportées par cette technique de commande par rapport à celle de la commande précédente.

L'idée de base de cette commande est de forcer et d'attirer la dynamique (l'état) du système vers une région convenablement sélectionnée appelée surface du glissement, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties [DEC 88, UTK 92, SLO 91]:

- une partie pour synthétiser une surface $S(\mathbf{x}, \mathbf{t})$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulation et de stabilité;
- une autre partie qui détermine une loi de commande (commutation) $\mathbf{U}(\mathbf{x}, \mathbf{t})$ qui est capable de maintenir toutes les trajectoires sur cette surface.

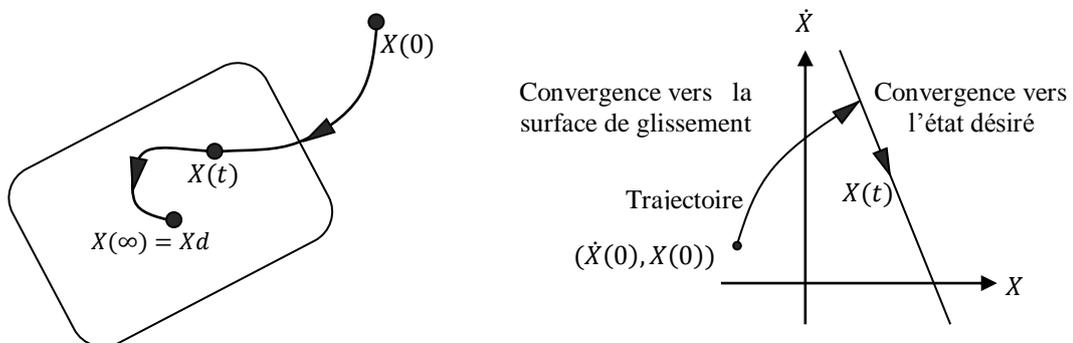


Figure III-6 : Convergence du système glissant.

III.5 CONCEPTION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT

La commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de performances de façon systématique dans son approche qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [HAM 13, BOU 07, FEN 12, AMI 12, ERR 12, KAI 12]:

- le choix des surfaces de glissement;
- la définition des conditions d'existences et de convergences du régime glissant;
- la détermination de la loi de commande.

III.5.1 CHOIX DES SURFACES DE GLISSEMENT

Pour des raisons de stabilisation et de définition d'une dynamique désirée du système dans le mode de glissement, la surface de glissement $s(x)$ peut être choisie en générale comme étant un hyperplan passant par l'origine de l'espace.

On considère le modèle d'état suivant:

$$[\dot{X}] = [A].[X] + [B].[U] \quad (\text{III. 14})$$

où $[X]$: représente le vecteur d'état;

$[U]$: le vecteur de commande.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état X vers sa valeur de référence X^* , il faut choisir une surface de glissement qui est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Dans ce travail, nous nous intéressons à une surface non linéaire suivante:

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} - \lambda \right)^{r-1} . e(x) \quad (\text{III. 15})$$

avec :

λ : le gain positif qui interprétera la bande passante du contrôle désiré;

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

r : le degré relatif; c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

$$\text{Pour } r = 1 \quad s(x) = e(x).$$

$$\text{Pour } r = 2 \quad s(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x).$$

Pour $r = 3$ $s(x) = \lambda_x^2 \cdot e(x) + 2 * \lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$s(x)$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ , ce qui représente l'objectif de la commande.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de la trajectoire dont l'objectif est de garder $s(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart $e(x)$ en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart à pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre r .

En résumé, la commande par régime glissant est divisée en deux types :

III.5.1.1 REGIME GLISSANT IDEAL

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x) = 0$. Le régime glissant idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation S .

III.5.1.2 REGIME GLISSANT REEL

En pratique, l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations. Dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

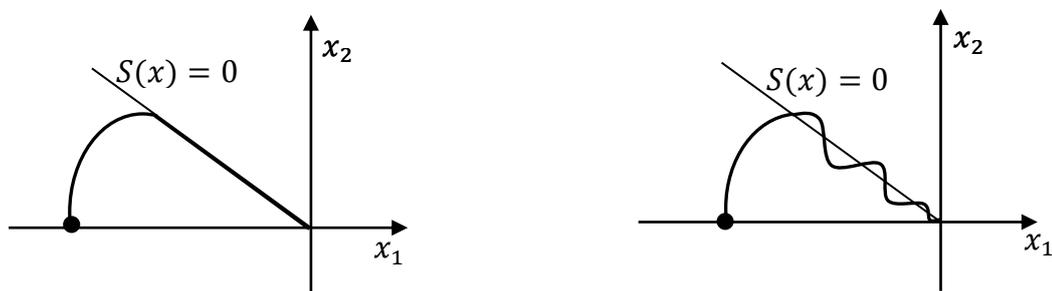


Figure III-7 : Glissement idéal et réel.

III.5.2 CONDITIONS D'EXISTENCE ET DE CONVERGENCE DU REGIME GLISSANT

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

III.5.2.1 APPROCHE DIRECTE

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et *Utkin* dont le principe est de garder le produit de la fonction de surface $s(x)$ et sa dérivée à une valeur inférieure à zéro ; c'est à dire: $\dot{s}(x).s(x) < 0$.

III.5.2.2 APPROCHE DE LYAPUNOV

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

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

$$V(x) = \frac{1}{2}s(x)^2 \quad (\text{III. 16})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x).s(x) \quad (\text{III. 17})$$

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

$$\dot{s}(x).s(x) < 0 \quad (\text{III. 18})$$

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

III.5.3 DETERMINATION DE LA LOI DE COMMANDE

On a déterminé la loi de commande nécessaire pour attirer et maintenir la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre tout en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement.

La structure de la commande $U(t)$ comporte deux commandes, l'une appelée U_{eq} qui concerne la linéarisation exacte du système, l'autre appelée ΔU qui concerne la stabilisation du système, cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = \Delta U + U_{eq} \quad (\text{III. 19})$$

U_{eq} : la commande équivalente ou nominale est déterminée par le modèle du système. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs U_{max} et U_{min} . Elle sert à maintenir la variable à

contrôler sur la surface de glissement $s(x)$. La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nul $\dot{s}(x) = 0$.

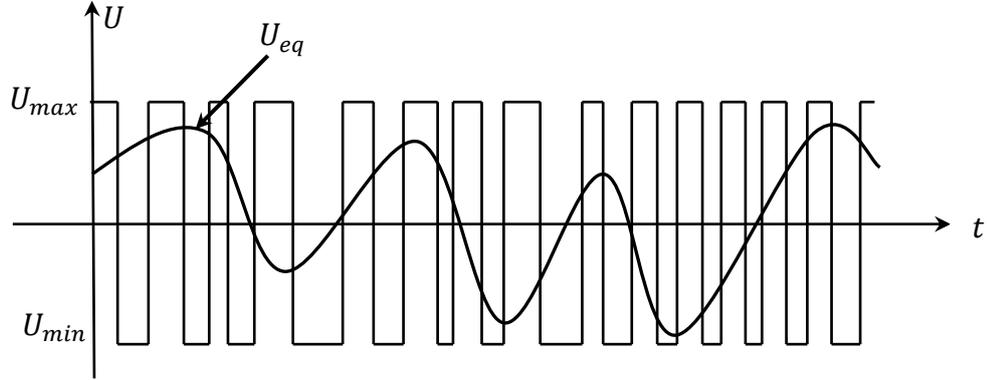


Figure III-8 : La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}

ΔU : la commande de glissement ou attractive est utile pour compenser les incertitudes du modèle. Elle est constituée de la fonction signe « *sign* » de la surface de glissement $s(x)$, multipliée par une constante k_x . La surface de glissement est définie dans l'espace d'état des erreurs afin de garantir la convergence des états. Elle est déterminée pour vérifier la condition de convergence $\dot{s}(x).s(x) < 0$.

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (III. 14). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface $s(x)$ est :

$$\dot{s} = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \tag{III. 20}$$

En remplaçant (III. 14) et (III. 19) dans (III. 20), on trouve :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} ([A][X] + [B]U_{eq}) + \frac{\partial s}{\partial t} [B]\Delta U \tag{III. 21}$$

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

$$U_{eq} = -\left(\frac{\partial s}{\partial x} [B]\right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x} [A][X]\right) \tag{III. 22}$$

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

$$\frac{\partial s}{\partial x} [B] \neq 0 \tag{III. 23}$$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.21), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [B] \Delta U \tag{III. 24}$$

et la condition d'attractivité $s(x) \cdot \dot{s}(x) \leq 0$ devient :

$$s(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B] \Delta U < 0 \tag{III. 25}$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de ΔU doit être opposé à celui de $s(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction **sign**, Figure (III-9).

$$\Delta U = k_x \text{sign } s(x) \tag{III. 26}$$

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

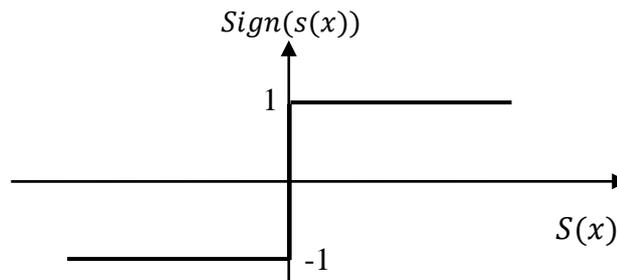


Figure III-9 : Fonction *sign* (non linéarité tout ou rien).

III.6 ELIMINATION DU PHENOMENE DU BROUITEMENT (CHATTERING)

La commande équivalente et les imperfections technologiques (retard et hystérésis des actionneurs et des capteurs) créent des oscillations indésirables appelées phénomène de réticence (Chattering), ce phénomène reste un obstacle pour réaliser une commande qui contrôle la trajectoire du système vers la surface de glissement avec des oscillations idéales et fréquences infinies :

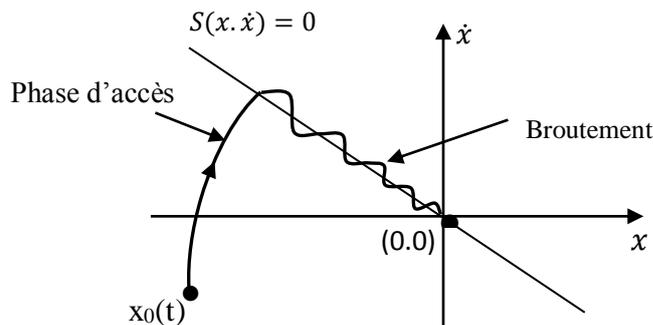


Figure III-10 : Phénomène de brouitement.

Ce phénomène a plusieurs effets indésirables sur le comportement du système à savoir:

- La création de dynamiques non modélisées;
- la diminution de la précision de la commande;
- l'augmentation des pertes d'énergie.
- l'augmentation de la fatigue des parties mécaniques mobiles.

Plusieurs techniques ont alors été proposées pour réduire ou éliminer ce phénomène. Parmi ces techniques on présente deux solutions.

III.6.1 PROPOSITION DE SLOTINE

Remplacer la fonction «*sign*» par une fonction de saturation «*sat*» caractérisée par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations) figure (III-11) [ZEG 14, BOU 15, SLO 91].

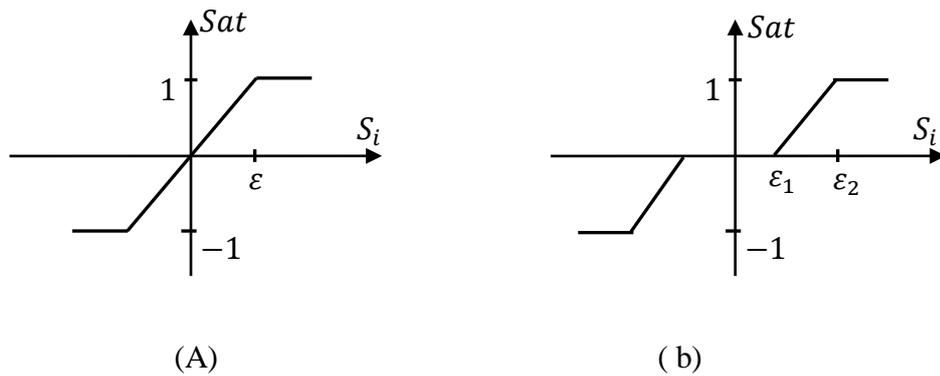


Figure III-11 : Fonction **SAT** : (A) - un seuil ;(b) - deux seuils (zone morte).

Dans ce cas, la commande devient: $\Delta U = -k_x \text{cont } s(x)$.

Les deux seuils de cette fonction sont respectivement définies par :

$$sat(s) = \begin{cases} -1 & si \quad s < -\varepsilon \\ \frac{s}{\varepsilon} & si \quad |s| < \varepsilon \\ \varepsilon & si \quad s > \varepsilon \\ 1 & si \quad s > \varepsilon \end{cases} \quad (III. 27)$$

$$sat(s) = \begin{cases} 0 & si \quad |s| < \varepsilon_1 \\ \frac{s - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & si \quad \varepsilon_1 < |s| < \varepsilon_2 \\ sign(s) & si \quad s > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (III. 28)$$

III.6.2 PROPOSITION DE HARSHIMA

Dans cette proposition, la fonction «*sign*» est remplacée par une fonction de lissage appelée «*cont*», figure (III-12) [ZEG 14, BOU 15, SLO 91].

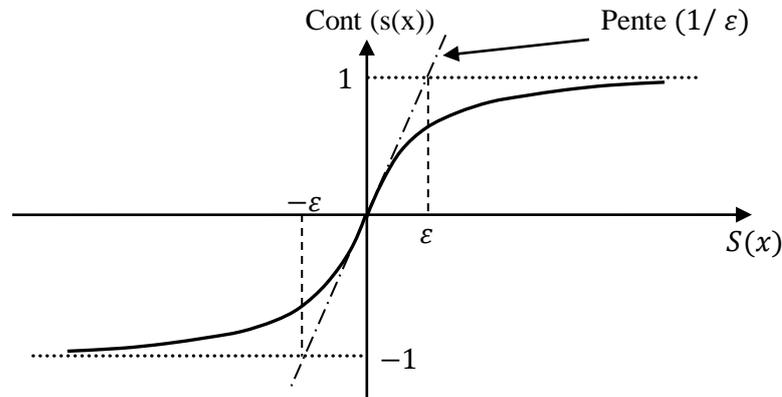


Figure III-12 : Fonction Cont ($\epsilon >$ et petit).

Dans ce cas, la commande devient: $\Delta U = -k_x cont s(x)$.

Cette fonction est définie comme suit :

$$cont(s) = \begin{cases} \frac{s(x)}{|s(x)| + \epsilon} & \text{si } |s| < \epsilon \\ sign(s) & \text{si } |s| \geq \epsilon \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

III.7 DIFFERENTES STRUCTURES DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT

En général, trois configurations de base sont prescrites pour la configuration de la commande de ce mode. L'une simple consiste à faire la commutation sur l'organe de commande lui-même appelée «structure par commutation au niveau de l'organe de commande», la deuxième fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état appelée «structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état», la dernière consiste à ajouter une commande équivalente appelée «Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente». Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude [ZEG 14, BOU 15].

III.7.1 STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU DE L'ORGANE DE COMMANDE

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (III-13).

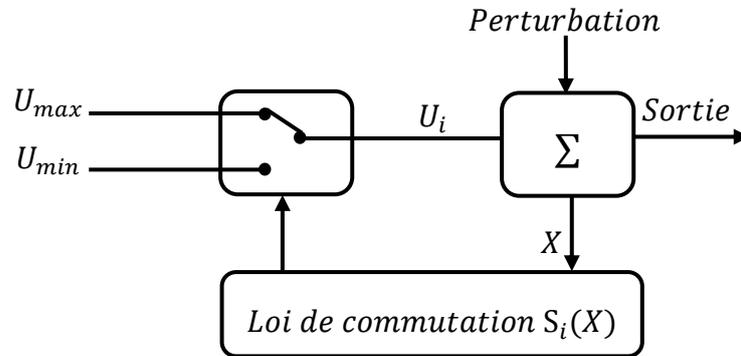


Figure III-13 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien «TOR» 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 [ZEG 14, BOU 15].

III.7.2 STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU D'UNE CONTRE REACTION D'ETAT

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état est donné par la figure (III-14) [ZEG 14, BOU 15].

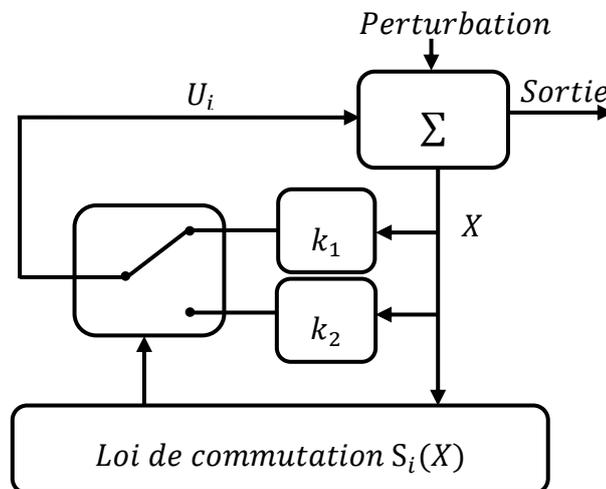


Figure III-14 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

Puisque la non linéarité du système provient de la commutation entre les gains, on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système à régler qui est basée sur le contrôle par contre réaction d'état classique. Cette structure est la moins exigeante au niveau des oscillations de la commande. Elle a été utilisée dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction.

III.7.3 STRUCTURE DE REGULATION AVEC AJOUT DE LA COMMANDE EQUIVALENTE

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure de régulation avec ajout de la commande équivalente est donné par la figure (III-15).

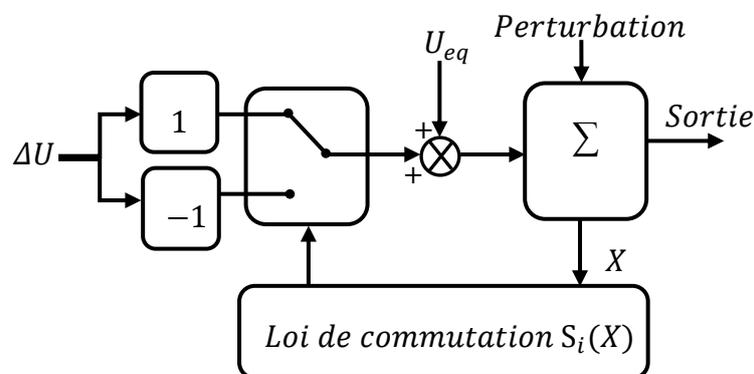


Figure III-15 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Cette commande a l'avantage de donner l'état futur du système grâce à la commande équivalente. Cette dernière n'est autre que la valeur désirée du système en régime permanent [ZEG 14, BOU 15].

III.8 APPLICATIONS DE LA COMMANDE MODE GLISSANT A LA MADA

La commande par mode glissant appliquée au système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation est une commande robuste qui résout beaucoup de problèmes liés aux incertitudes et aux variations du système à régler. L'objectif de notre travail est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment des puissances active et réactive générées par la machine asynchrone à flux orienté. Les résultats de simulations numériques obtenus montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne.

III.8.1 MODELE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTATION GADA

Le modèle utilisé est le modèle à flux statorique orienté présenté précédemment dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator au repère (d, q) . Le modèle d'état est donné comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III. 30})$$

❖ Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{ref} = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rq}^{ref} \\ Q_s^{ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd}^{ref} \end{cases} \quad (\text{III. 31})$$

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (\text{III. 32})$$

❖ Equations des dérivées de courants rotoriques

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = (V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (\text{III. 33})$$

III.8.2 CHOIX DES SURFACES DE GLISSEMENTS

la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q , et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d . Pour contrôler la puissance, on prend $n = 1$.

Les expressions de la surface de contrôle des puissances active et réactive sont:

$$s(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (\text{III. 34})$$

$$s(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (\text{III. 35})$$

III.8.3 CONDITIONS DE CONVERGENCES

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} s(P) = 0 \\ s(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(I_{rq}^{ref} - I_{rq}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{rd}^{ref} - I_{rd}) = 0 \end{cases} \quad (\text{III. 36})$$

Lorsque les conditions de convergences sont satisfaites, les puissances active et réactive tendent exponentiellement vers leurs valeurs de références, et pour suivre ces valeurs, il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

Le mode glissant est réalisé à condition que la relation d'attractivité de Lyapouov soit inférieure à zéro; c'est à dire $s(X) \cdot \dot{s}(X) \leq 0$

III.8.4 LOI DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT

L'algorithme de commande est défini par les relations :

$$V_{rq} = V_{rq-Equi} + V_{rq-attr} \quad (\text{III. 37})$$

$$V_{rd} = V_{rd-Equi} + V_{rd-attr} \quad (\text{III. 38})$$

avec : V_{rq}, V_{rd} : les tensions de commandes;

$V_{rq-Equi}, V_{rd-Equi}$: les tensions de commandes équivalentes;

$V_{rq-attr}, V_{rd-attr}$: les tensions de commandes de commutations.

❖ Contrôle de la puissance active

Pour contrôler la puissance active, on prend $r = 1$. L'expression de la surface de glissement devient :

$$s(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (\text{III. 39})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{s}(P) = (\dot{I}_{rq}^{ref} - \dot{I}_{rq}) \quad (\text{III. 40})$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références \dot{I}_{rq}^{ref} et \dot{I}_{rq} par leurs expressions données par les équations (III. 32) et (III. 33), on obtient :

$$\dot{s}(P) = \left(-\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot \left(V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) \right) \quad (III. 41)$$

$$\dot{s}(P) = \left(-\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) \right) \quad (III. 42)$$

$$\dot{s}(P) = -v_1 \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (III. 43)$$

$$-\frac{L_s}{M \cdot V_s} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) = -v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (III. 44)$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) + L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (III. 45)$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} + L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (III. 46)$$

$$\begin{cases} V_{rq-Equi} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \\ V_{rq-attr} = L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \end{cases} \quad (III. 47)$$

❖ Contrôle de la puissance réactive

De la même manière que précédemment, pour contrôler la puissance réactive on prend $r = 1$.

L'expression de la surface de glissement devient :

$$s(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (III. 48)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{s}(Q) = (\dot{I}_{rd}^{ref} - \dot{I}_{rd}) \quad (III. 49)$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références \dot{I}_{rd}^{ref} & \dot{I}_{rd} par leurs expressions données par les équations (III. 32) et (III. 33), on obtient :

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} \left(V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \right) \right) \quad (III. 50)$$

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \right) \right) \quad (III. 51)$$

$$\dot{s}(Q) = -v_2 \cdot \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (III. 52)$$

$$\left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \right) = -v_2 \cdot \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (III. 53)$$

$$V_{rd} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) + L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \quad (\text{III. 54})$$

$$V_{rd} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} + L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \quad (\text{III. 55})$$

$$\begin{cases} V_{rd-Equi} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \\ V_{rd-attr} = L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \end{cases} \quad (\text{III. 56})$$

Les équations (III. 47), (III. 56) permettent d'établir un schéma bloc de commande par mode glissant appliqué à une génératrice asynchrone double alimentation, figure (III-16).

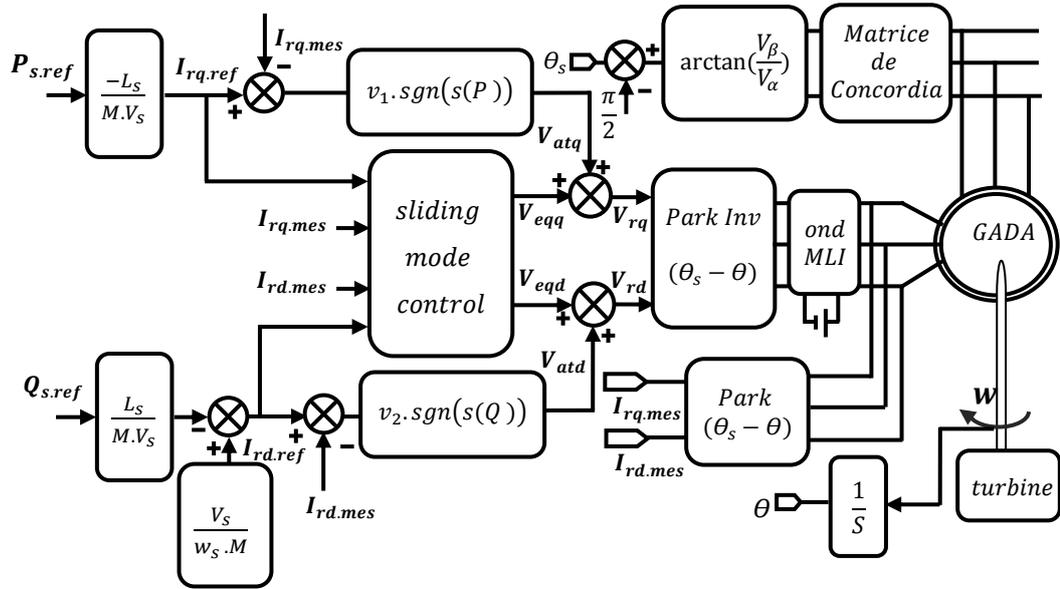


Figure III-16 : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.

III.9 RESULTATS DE SIMULATION POUR LES DEUX COMMANDES VECTORIELLE ET MODE GLISSANT

Dans notre travail, pour contrôler la chaîne de conversion d'énergie éolienne basée sur la MADA, et tester les différents algorithmes pour la commande du reste des éléments de cette chaîne, on a opté pour la commande indirecte sans boucle de puissance comme commande vectorielle et la comparer avec la commande par mode glissant pour des vitesses fixe et variable.

III.9.1 RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME POUR UNE VITESSE FIXE

Les figures ci-dessous montrent les performances des commandes vectorielle (indirecte sans boucle de puissance), et par mode glissant des puissances active et réactive statorique appliquée à la MADA. Cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

- ❖ machine connectée au réseau;
- ❖ machine entraînée à une vitesse fixe $1440 \frac{tr}{min}$;
- ❖ entre les instants $t = 1s$ et $t = 3s$: échelon négatif pour la puissance active (P_{sref} passe de 0 à $-3000W$);
- ❖ entre les instants $t = 2s$ et $t = 4s$: échelon positif pour la puissance réactive (Q_{sref} passe de 0 à $1000 VAR$).

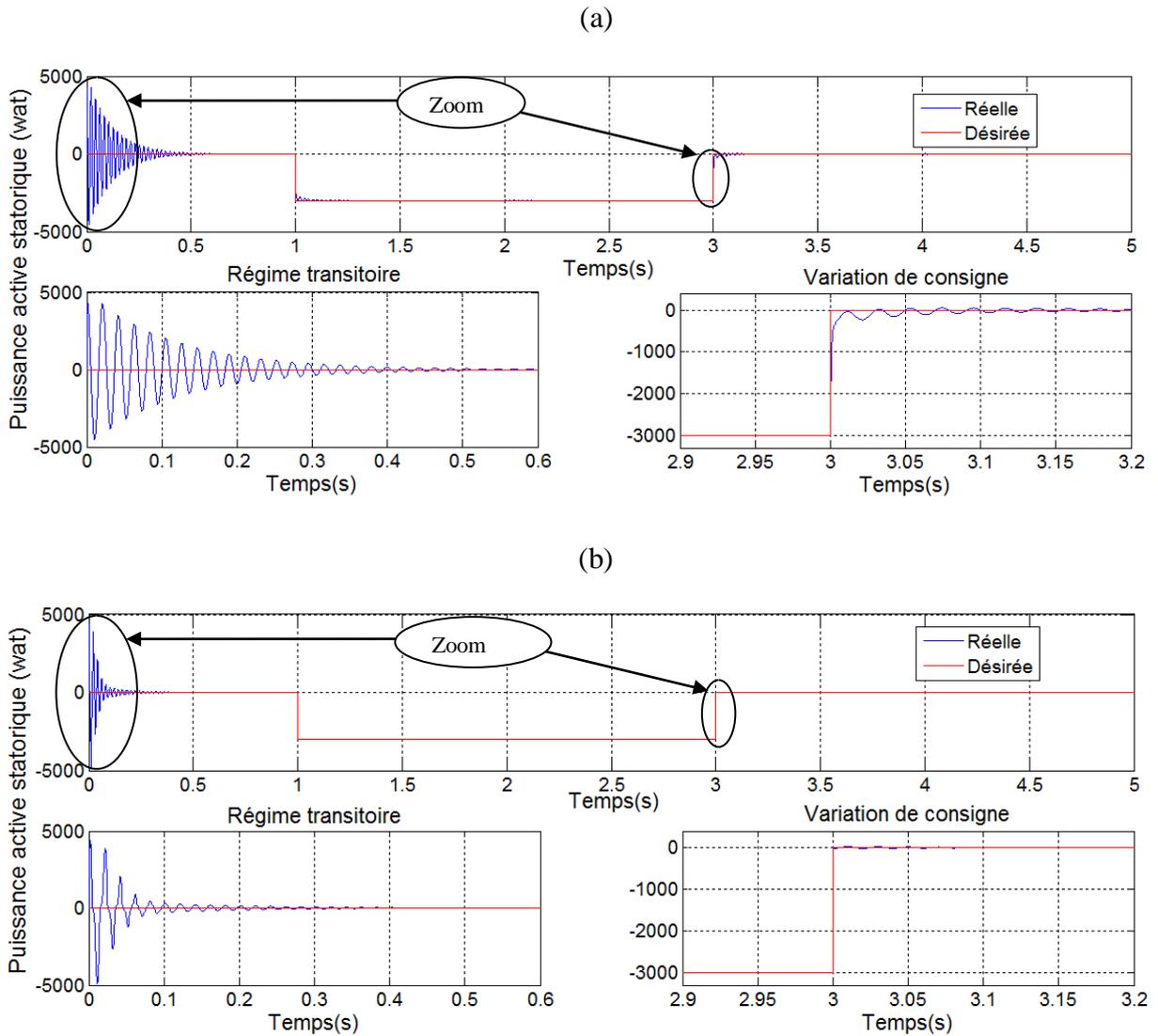


Figure III-17 : Puissance active statorique pour les deux commandes avec un zoom

a) Contrôle vectoriel, b) Contrôle par mode glissant.

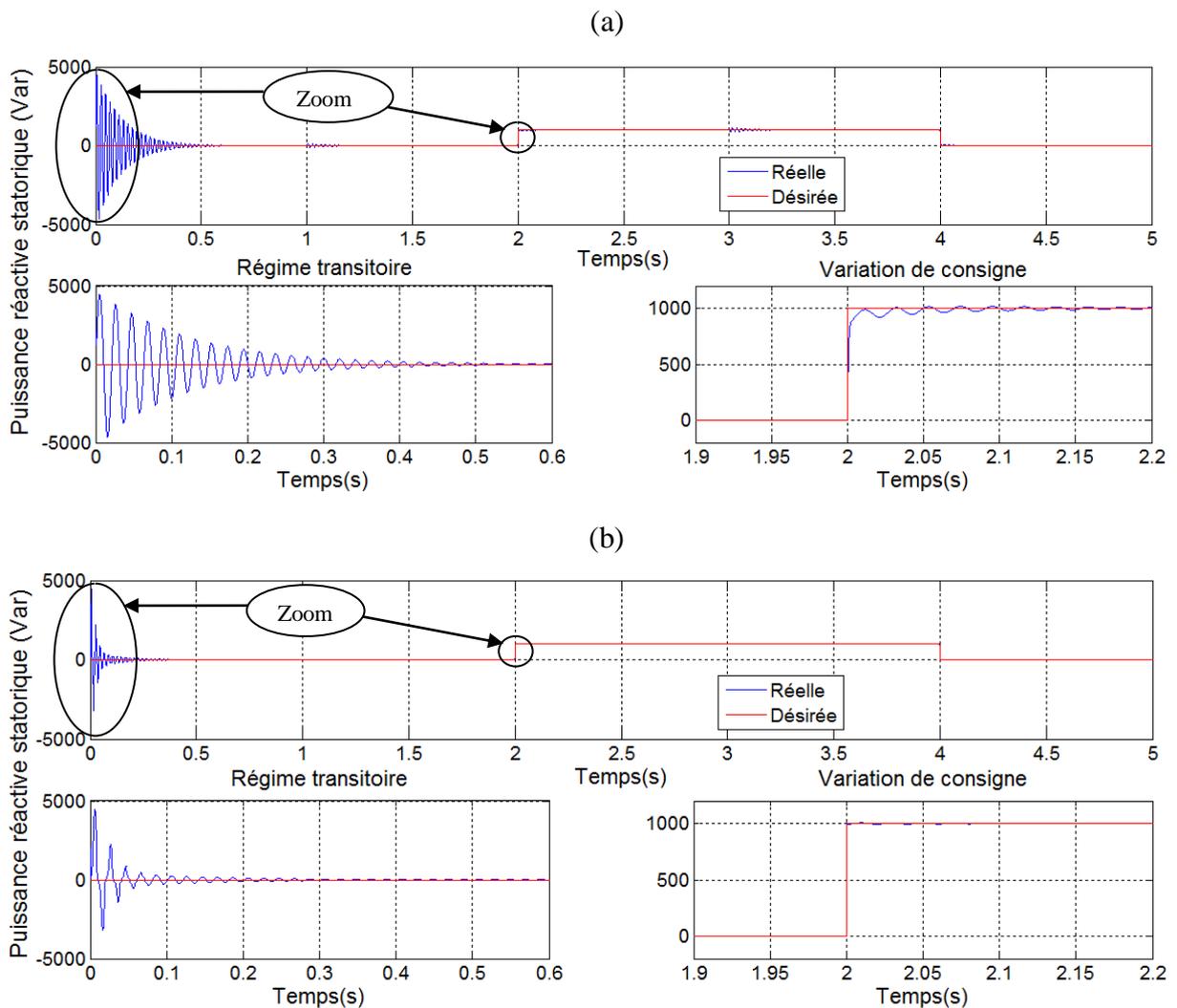


Figure III-18 : Puissance réactive statorique pour les deux commandes avec un zoom

a) Contrôle vectoriel, b) Contrôle par mode glissant.

III.9.2 INTERPRETATION DES RESULTATS

D’après les courbes des figure III-17 et III-18 qui représentent les résultats de simulation, il est bien clair que les deux techniques de commande permettent un découplage parfait entre les deux composantes de la puissance statorique (active et réactive).

Les résultats obtenus par la simulation, montre clairement que l’utilisation des deux commandes arrive à maintenir les puissances active et réactive à leurs valeurs désirées, mais avec une amélioration remarquable des résultats obtenus par mode glissant par rapport à la commande vectorielle à savoir :

- ✓ une réponse rapide pour le régime transitoire et pour le changement des consignes;
- ✓ une minimisation maximale d’erreur entre les valeurs de consignes et celle mesurées (presque nulle);
- ✓ une réduction importante des oscillations des puissances.

III.9.3 RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME GLOBALE

Dans le cas le plus pratique, l'alimentation de l'onduleur connectée au niveau du rotor de la MADA est fournie par un convertisseur triphasé à MLI fonctionnant en redresseur. L'asservissement du redresseur est composé de deux boucles de régulation (une boucle interne pour régler le facteur de puissance côté réseau, et une autre externe pour régler la tension redressée à sa valeur de référence, (400V)).

La MADA qui est entraînée par une turbine éolienne est contrôlée par deux commandes : l'une appelée "*MPPT*", qui est une commande indirecte pour maximiser la puissance captée pendant les faibles vitesses du vent; l'autre, "*pitch control*", pour limiter et nominaliser la puissance convertie pendant les fortes vitesses du vent.

La consigne de la puissance active statorique est déterminée à partir de la puissance de la turbine, et la puissance réactive statorique est maintenue nulle pour garder le facteur de puissance unitaire du côté stator de la MADA.

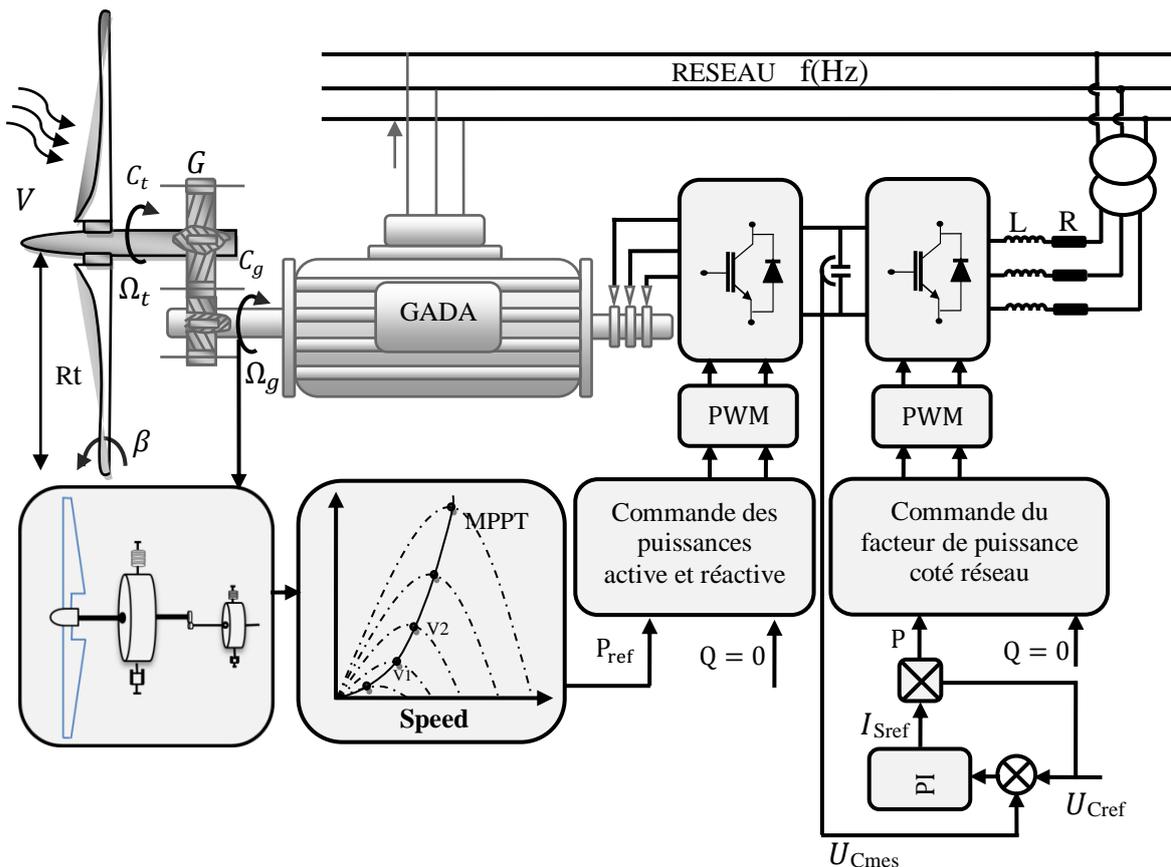


Figure III-19 : Schéma synoptique du système (convertisseur, GADA et turbine).

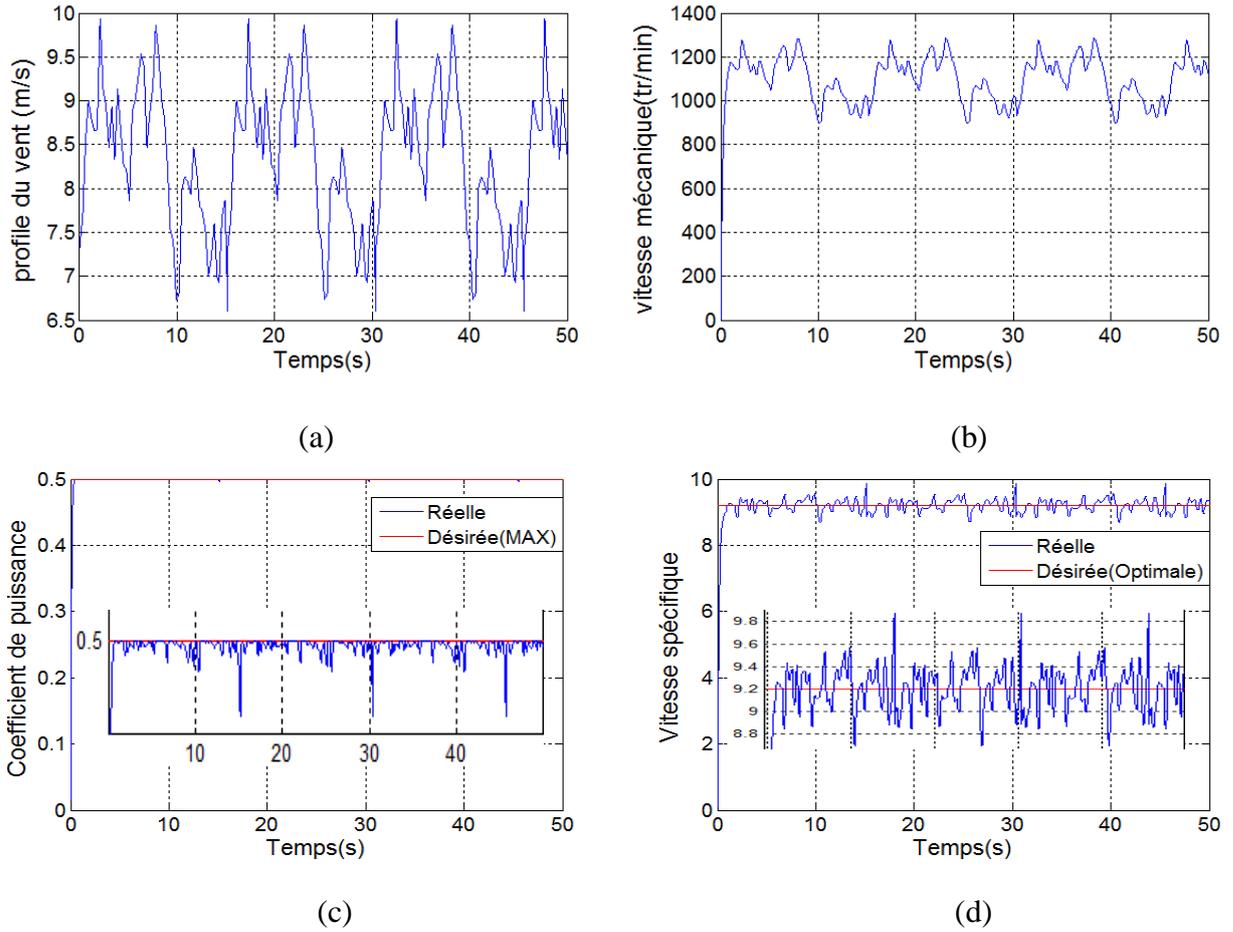
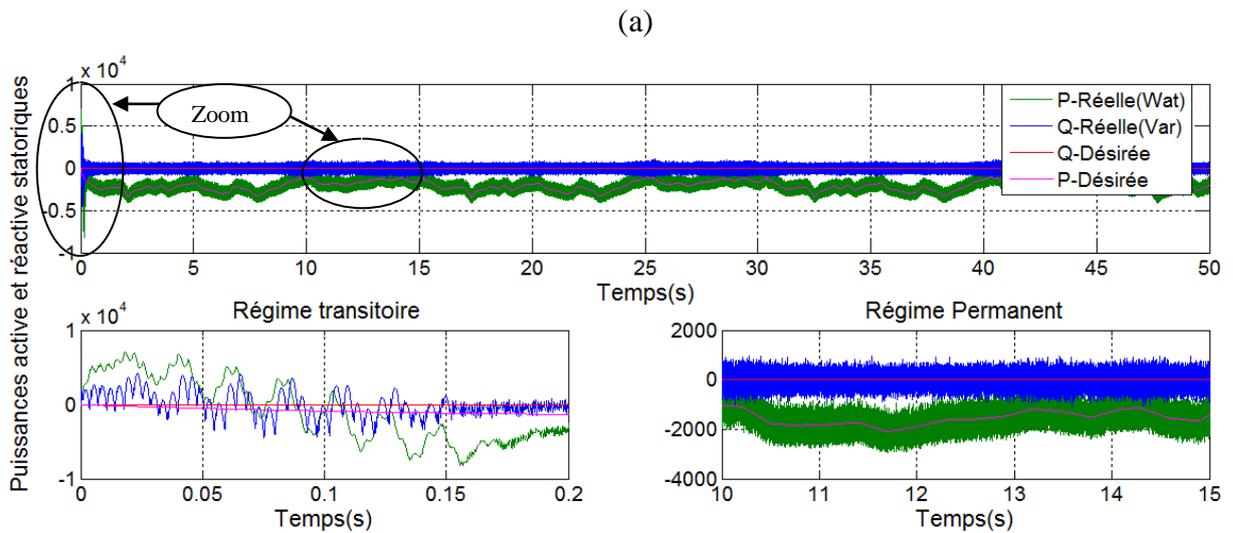


Figure III-20 : (a) - Profil du vent appliqué; (b) - Vitesse mécanique; (c) - Vitesse spécifique; (d) - Coefficient de puissance.



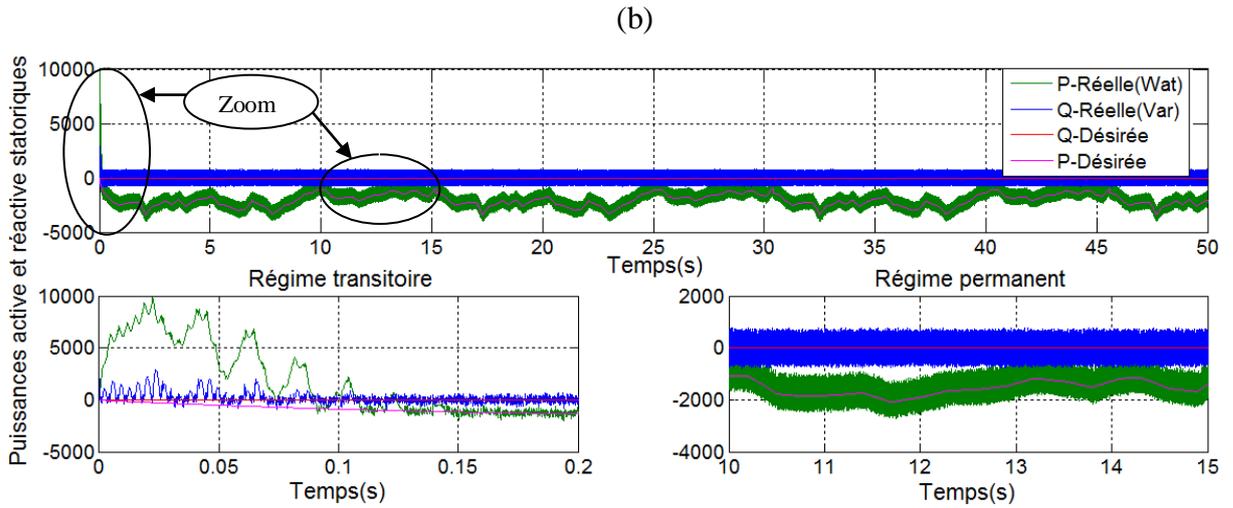


Figure III-21: Puissances statoriques active et réactive pour les deux commandes avec un zoom

a) Contrôle vectoriel, b) Contrôle par mode glissant.

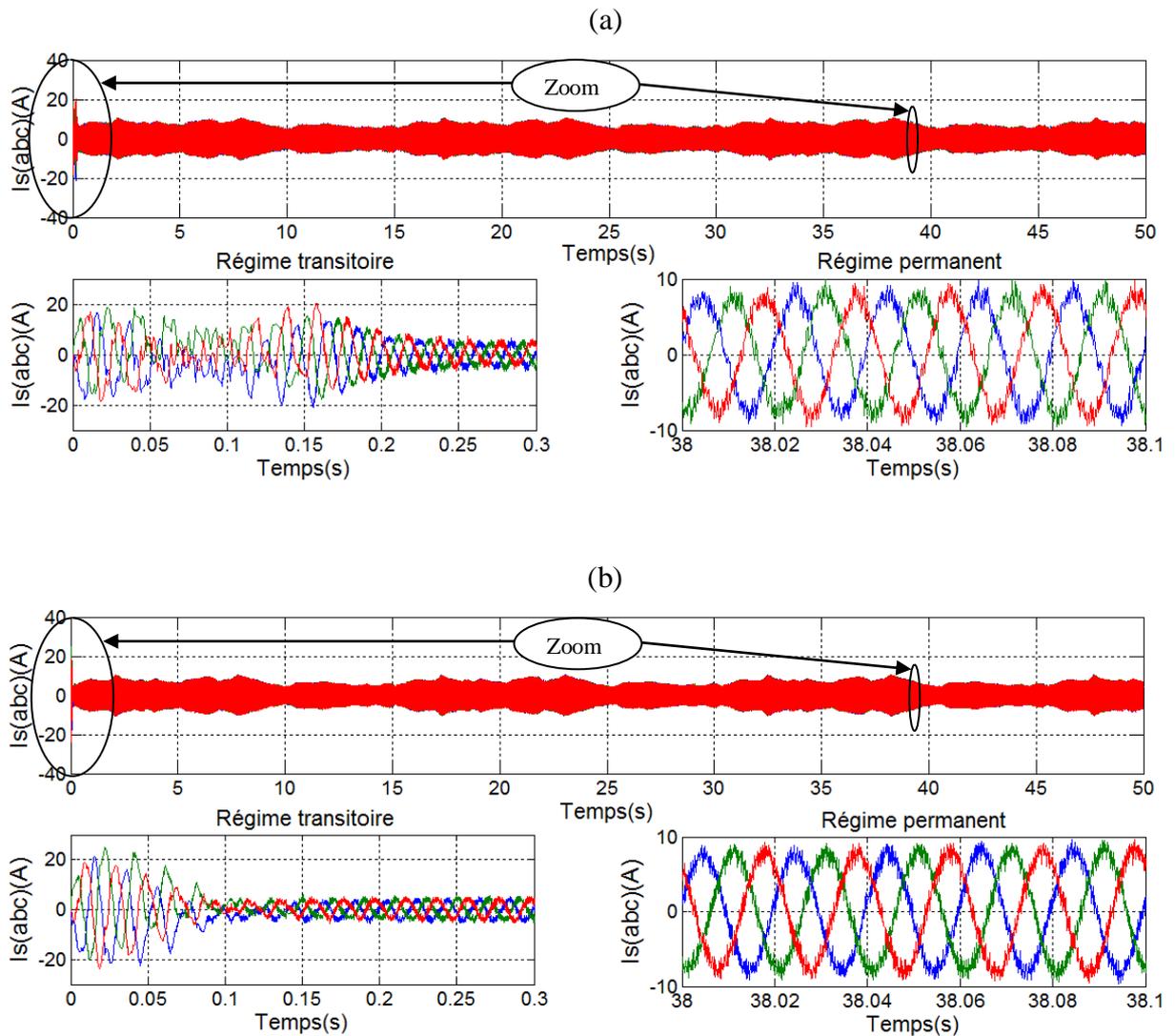


Figure III-22 : Composantes du courant statoriques pour les deux commandes avec un zoom

a) Contrôle vectoriel, b) Contrôle par mode glissant.

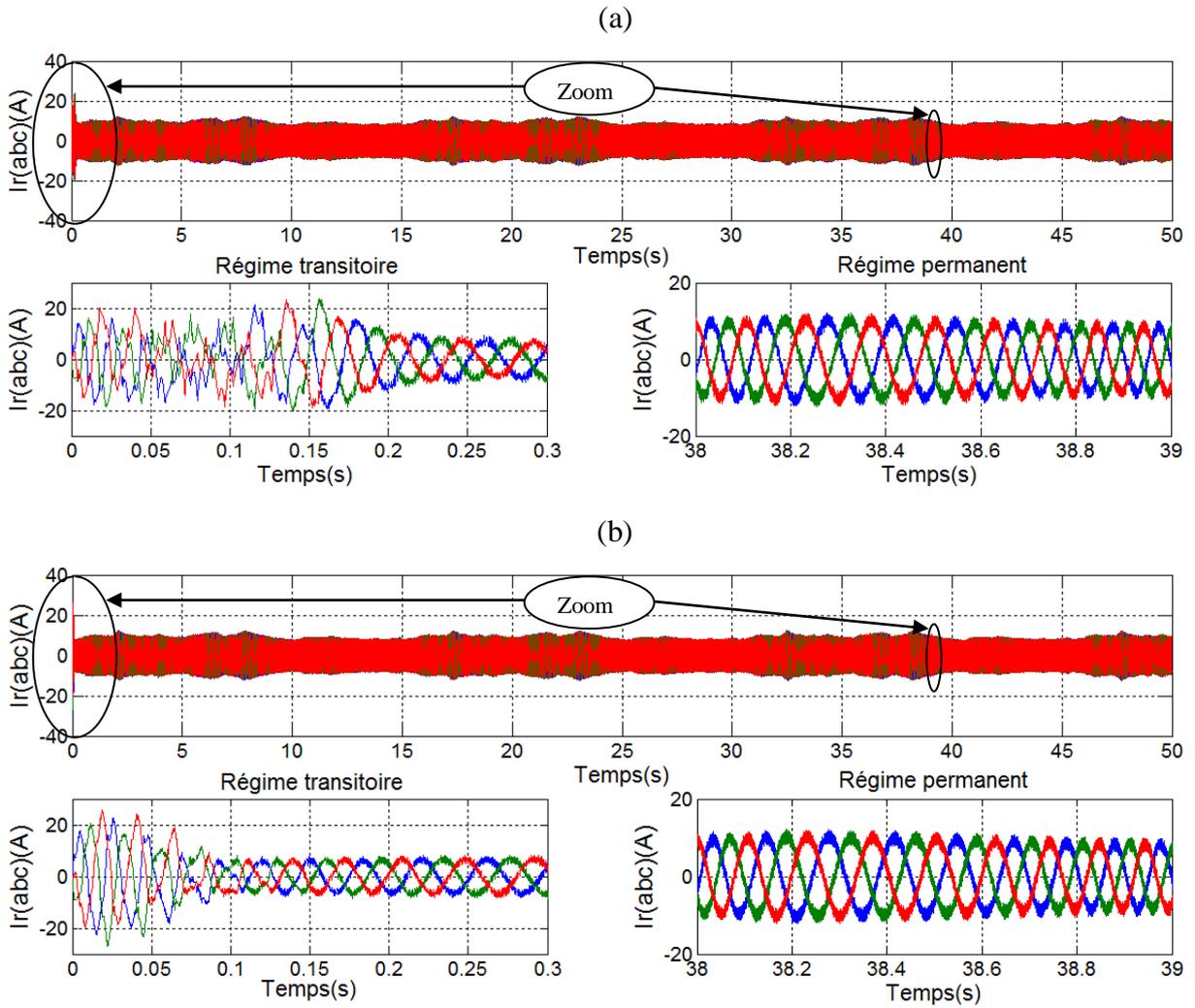


Figure III-23 : Composantes du courant rotoriques pour les deux commandes avec un zoom

a) Contrôle vectoriel, b) Contrôle par mode glissant.

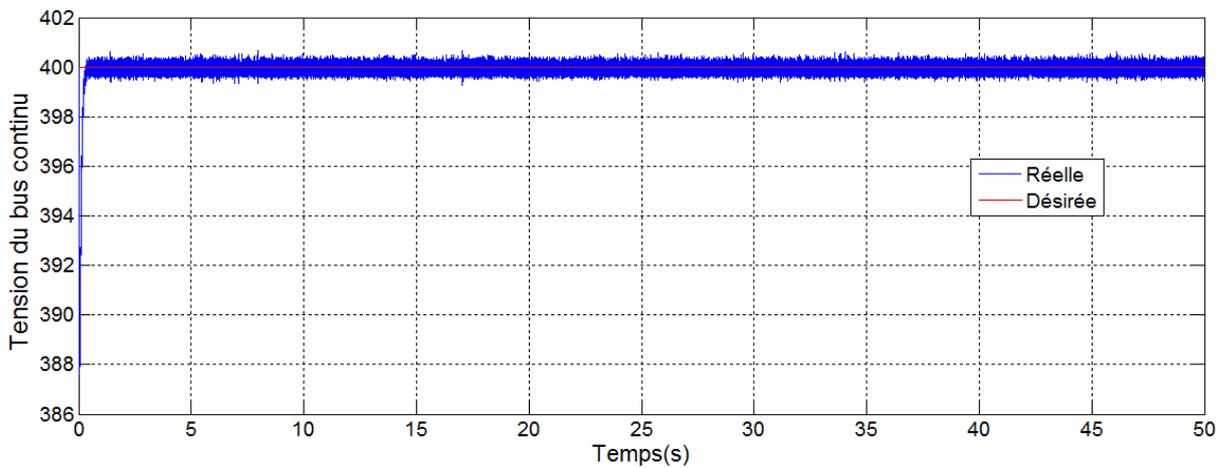


Figure III-24 : Tension du bus continu.

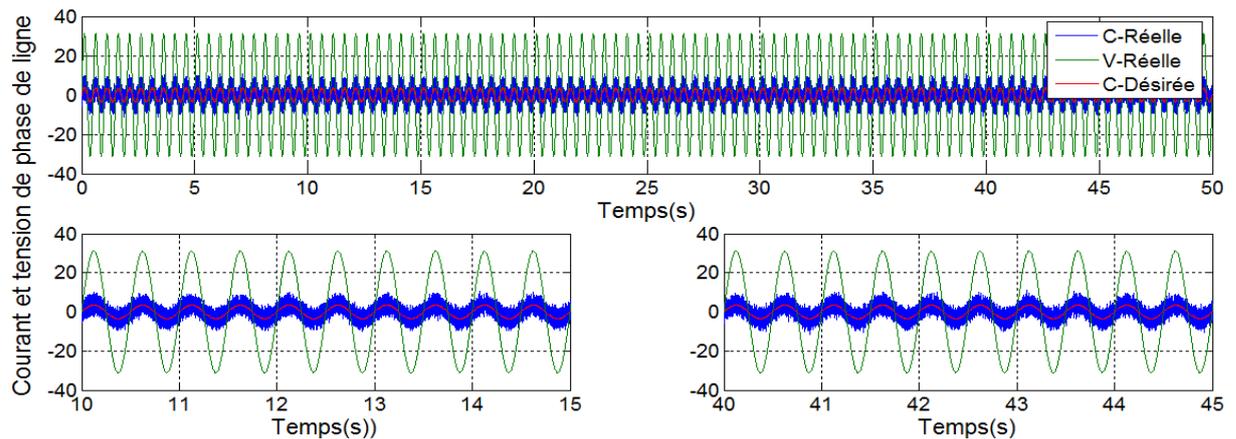


Figure III-25 : Courant et tension de phase de ligne.

III.9.4 INTERPRETATION DES RESULTATS

En premier lieu, les résultats de simulation qui sont illustrés par la figure III.20 montrent que l'allure de la vitesse mécanique générée par la turbine est semblable à celle du profil du vent appliqué à la turbine, comme ils montrent aussi que la vitesse spécifique λ suit la valeur optimale de référence imposée, de même que le coefficient de puissance C_p suit la valeur de coefficient de la puissance maximale souhaitée. Ses résultats montrent l'efficacité des deux commandes appliquées à la turbine.

Sur la figure III.21, on voit que les allures des puissances active et réactive statoriques générées par la machine suivent bien les allures de références dans les deux types de commande; par contre, les résultats obtenus par la commande mode glissant sont mieux caractérisés que ceux obtenus par la commande vectorielle à savoir :

- ✓ un temps de réponse plus faible dans le régime transitoire;
- ✓ un dépassement minimum des allures des puissances;
- ✓ moins d'oscillations et de perturbations des valeurs de puissances active et réactive qui regagnent rapidement leurs allures de références.

Les résultats des figures III.22 et III.23 représentent les courants statoriques et rotoriques respectivement pour les deux modes de commande. Les observations sont similaires à celles faites précédemment pour le cas des puissances active et réactive.

La figure III.24 représente le résultat de simulation de la tension du bus continu. Il est clair que son allure suit bien l'allure de référence avec une réponse transitoire rapide. La figure III.25 représente la tension et le courant du réseau qui sont toujours en phase, donc un facteur de puissance unitaire, ceci permet une amélioration importante de la forme des courants qui deviennent des signaux sinusoïdaux et une tension qui reste continue.

Ces résultats obtenus montrent l'efficacité de la commande appliquée sur le redresseur.

III.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, deux techniques de commande différentes pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la MADA dans un système de production d'énergie éolienne couplé au réseau ont été établies. Ces commandes mettent en évidence le fait d'agir sur les tensions rotoriques afin d'obtenir des puissances générées aux bornes du stator de la MADA désirées.

En premier lieu, nous avons présenté l'étude et l'application de la commande vectorielle sur ce système en utilisant un régulateur proportionnel intégral. Cette commande est basée sur l'orientation du flux statorique pour simplifier le modèle de la machine et découpler la régulation des puissances générées. Par la suite, on a défini les différentes techniques de cette commande qui sont les plus utilisés pour contrôler les puissances active et réactive générées. Parmi ces commandes, on a choisi la commande indirecte sans boucle de puissance d'une part sa simplicité de mise en œuvre, ainsi que la possibilité du contrôle et de limitation des courants afin de protéger le bobinage rotorique de la machine. Les résultats de simulation obtenus sont plus qu'encourageants.

En deuxième lieu, nous avons présenté l'aspect théorique de la commande par mode glissant à savoir: sa définition, son principe de commande, et sa conception (choix de la surface de commutation et la loi de commande). Par la suite, on a présenté l'approche au moyen de laquelle on peut réduire le phénomène de chattering qui résulte de la loi de commande. L'application de cette commande à flux orienté sur le système a permis de régler indépendamment les puissances produites par la MADA.

Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application des deux commandes précédentes sur le système qu'il soit entraîné avec une vitesse fixe ou variable, avec ou sans convertisseur montrent l'efficacité de ces deux commandes implémentées. On remarqué que les résultats obtenus par la technique du mode glissant sont meilleurs et plus performants que ceux obtenus par la technique vectorielle (dépassement, temps de réponse, et précision de poursuite, ...); plus de ces avantages, la commande par mode glissant garantit à l'utilisateur de la MADA une bonne robustesse et une fiabilité élevée, ainsi qu'une insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Dans le chapitre qui suit, deux autres techniques de commandes non linéaires, à savoir les commandes par logique floue et par backstepping seront introduites dont le but de pouvoir éliminer les deux inconvénients majeurs observés lors de l'application des commandes précédentes.

CHAPITRE IV

**COMMANDE PAR LA LOGIQUE
FLOUE ET BACKSTEPPING
DES PUISSANCES ACTIVE ET
REACTIVE.**

IV.1 INTRODUCTION

Pour améliorer les performances du système et éliminer les deux inconvénients principaux des deux commandes précédentes à savoir : la faible robustesse de la commande vectorielle et le phénomène de broutement du mode glissant, on a développé deux nouvelles techniques de commandes basées sur la LOGIQUE FLOUE et le BACKSTEPPING. Ces deux commandes permettent de garder instantanément un contrôle indépendant des puissances active et réactive générées par la MADA dans un système de production d'énergie éolienne couplé au réseau.

Notre objectif, dans ce chapitre, est de développer deux algorithmes de commandes l'un concerne une commande par LOGIQUE FLOUE basée sur les régulateurs flous afin d'améliorer les qualités de poursuite et d'assurer la robustesse de la commande; l'autre concerne une commande par BACKSTEPPING basée sur les erreurs et la théorie de stabilité de *Lyapunov* afin de faire converger ces erreurs vers des valeurs nulles et d'assurer ainsi la stabilité et l'équilibre du système à tout instant.

IV.2 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE

Cette commande est une solution attractive pour obtenir des résultats performants dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable basés sur la machine asynchrone double alimentation. Nous allons appliquer cette commande non linéaire pour contrôler la qualité de l'énergie produite. Pour ce faire, on va utiliser la structure de la commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance tout en remplaçant les régulateurs PI par des régulateurs flous.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les principaux fondements de la logique floue où nous exposerons la notion d'ensembles flous, les fonctions d'appartenance, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique, puis décrire la structure de la commande floue. Nous expliquerons les notions de fuzzification d'inférences floues et de défuzzification pour manipuler une commande adéquate pour le réglage indépendant des puissances.

IV.3 NOTIONS FONDAMENTALES DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans cette section, nous présentons les notions de base de la logique floue. Nous aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou à savoir :

IV.3.1 ENSEMBLES FLOUS

Dans la théorie classique des ensembles, ces derniers sont définis par une fonction caractérisée par un élément appartient (1), et un élément n'appartient pas (0) ; par contre un ensemble flou est défini sur un univers de discours X , et par une fonction d'appartenance (μ) qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance [BOUR 15, BOU 14].

IV.3.2 FONCTIONS D'APPARTENANCES

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques (x), il faut les soumettre à une définition mathématique appelée fonction d'appartenance $\mu_{Ai}(x)$ qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles (Ai). Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure (IV.1). Leurs expressions analytiques sont définies de la manière suivante [BOUL 09, LAB 05, BOUR 15, OUA 09] :

➤ la fonction triangulaire: définie par trois paramètres a , b et c , soit :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{IV.1})$$

➤ la fonction trapézoïdale: définie par quatre paramètres a , b , c et d soit :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{IV.2})$$

- la fonction en cloche: définie par deux paramètres, x_0 qui détermine la position du sommet ($\mu = 1$) et a qui impose la largeur du domaine, soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_0}{a}\right)^2} \quad (IV.3)$$

- la fonction gaussienne: définie par deux paramètres σ, x_0 , soit :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x - x_0)^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \quad (IV.4)$$

- la fonction sigmoïde: définie par deux paramètres a, x_0 , soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a \cdot (x - x_0))} \quad (IV.5)$$

- la fonction singleton :

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (IV.6)$$

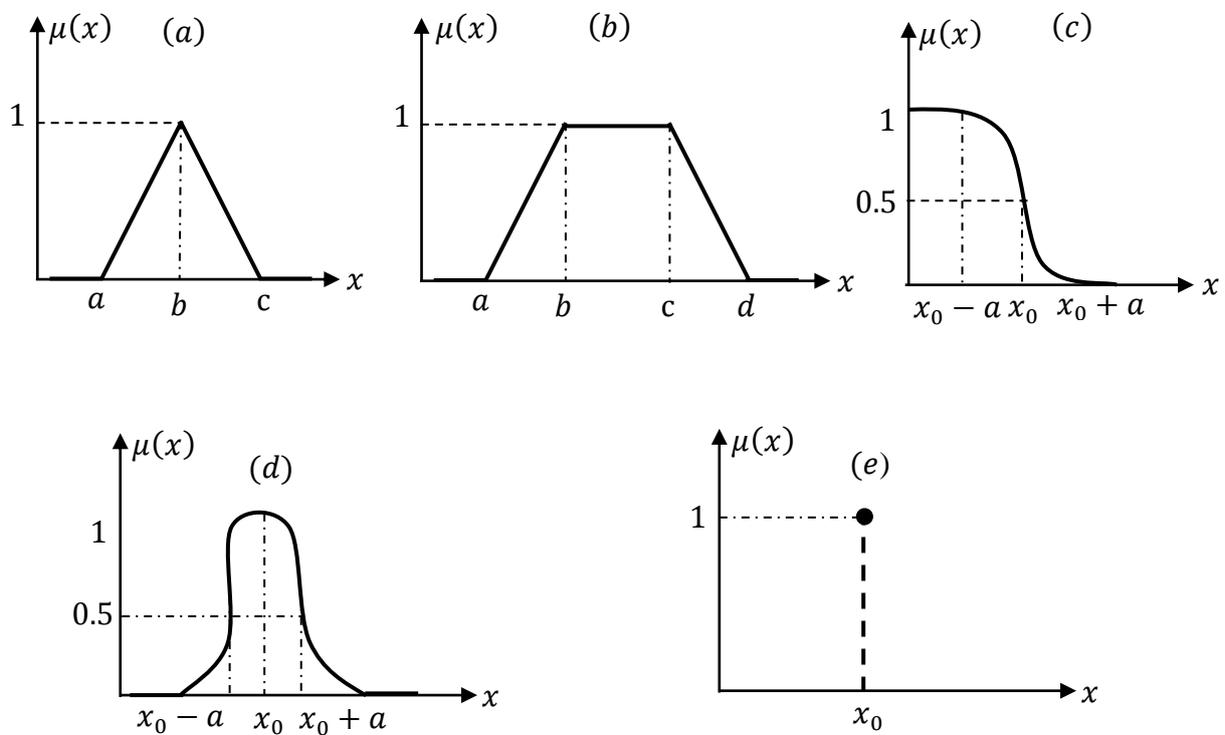


Figure IV-1 : Formes des fonctions d'appartenance usuelles. (a) - Fonction triangulaire, (b) - Fonction trapézoïdale, (c) - Fonction sigmoïdale, (d) - Fonction gaussienne, (e) - Fonction singleton.

IV.3.3 CARACTERISTIQUES D'UN SOUS ENSEMBLE FLOU

Soit A un sous ensemble flou de X . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, (figure IV.2) [TAL 14, MOK 10].

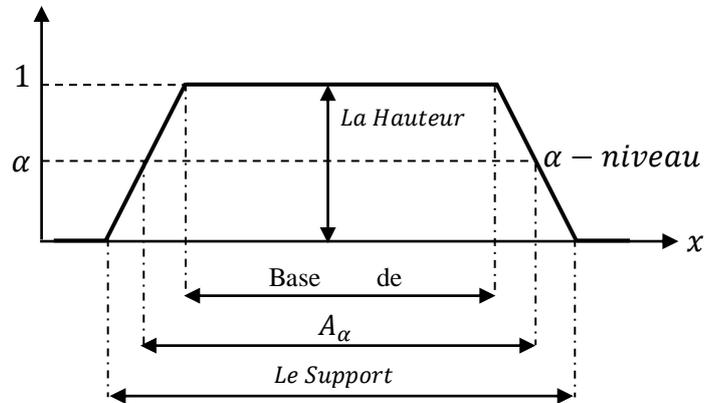


Figure IV-2 : Caractéristiques d'un ensemble flou.

- **Le Noyau** : le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A ; leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1. Quand le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé valeur modale. Il est donné par :

$$N(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (IV.7)$$

- **Le Support** : le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour lesquelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (IV.8)$$

- **La Hauteur** : c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance sur le domaine X qui est égale à 1. Il est donné par :

$$H(A) = \max(\mu_A(x) / x \in X) \quad (IV.9)$$

- **Le cardinal** : est définie par la somme des degrés d'appartenance :

$$|A| = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \quad (IV.10)$$

Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_x \mu_A(x) dx \quad (IV.11)$$

➤ **Couple de niveau α** : On appelle *couple de niveau α* ou α -coupe de l'ensemble flou A les éléments qui possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal α . Le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x/\mu_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [0 \ 1] \quad (IV.12)$$

IV.3.4 VARIABLES LINGUISTIQUES

Ce sont des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres, mais des mots ou des phrases exprimés en langage naturel. La raison pour laquelle on utilise cette représentation, est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), X\}$ où x désigne le nom de la variable (température, taille, vitesse), définie sur un univers de discours X , et $T(x)$ son ensemble de termes ou valeurs linguistiques. Dans notre cas, l'univers de discours X est toujours un sous-ensemble des réels.

Par exemple, si l'erreur est considérée comme variable linguistique définie dans le domaine $X = [-10; 10]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit:

$$T(\text{erreur}) = (\text{Négative Grande (NG)}, \text{Négative Petite (NP)}, \text{EnvironZéro (EZ)}, \\ \text{Positive Petite (PP)}, \text{Positive Grande (PG)})$$

Ces valeurs linguistiques peuvent être considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la Figure IV-3 [OUG 09, OUA 09].

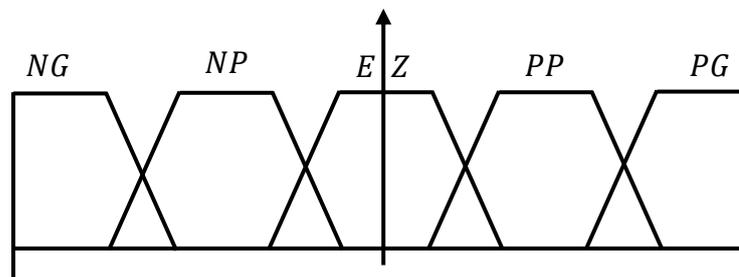


Figure IV-3: Fonctions d'appartenances de $T(\text{erreur}) = \{NG, NP, EZ, PP, PG\}$.

IV.3.5 OPERATEURS LOGIQUES FLOUS

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenances. Soit A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X par les fonctions d'appartenances $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ respectivement [MOK 10, OUA 09].

- **Egalité floue** : deux ensembles flous A et B sont égaux ($A = B$) si et seulement si

$$\forall x \in X: \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{IV. 13})$$

- **Sous-ensemble flou** : A est un sous ensemble de B ($A \subseteq B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X: \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{IV. 14})$$

- **Complémentation floue (non)**: Le complément \bar{A} de l'ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance :

$$\forall x \in X: \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{IV. 15})$$

- **Union floue (ou)**: L'union de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cup B$) de fonction d'appartenance «somme »:

$$\forall x \in X: \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \dot{+} \mu_B(x) \quad (\text{IV. 16})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A ou B » est le maximum des degrés d'appartenances de A et de B:

$$\mu_A(x) \dot{+} \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV. 17})$$

- **Intersection floue (et)**: l'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cap B$) de fonction d'appartenance «produit »:

$$\forall x \in X: \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad (\text{IV. 18})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A et B » est le minimum des degrés d'appartenance de A et de B:

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV. 19})$$

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \mu_A(x) \times \mu_B(x) \quad (\text{IV. 20})$$

IV.3.6 IMPLICATION FLOUE

L'implication floue, ou aussi proposition conditionnelle floue, est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme [LAB 05, BOUL 09].

Si x est A Alors y est B

À partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part, ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenances de x à A et de y à B comme suit:

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.21})$$

Les opérateurs les plus utilisés dans la commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen :

- ✓ Implication de Mamdani : $\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- ✓ Implication de Larsen : $\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(x)$

IV.4 STRUCTURE D'UNE COMMANDE A LOGIQUE FLOUE

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur par retour d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques pour être traitées par des opérateurs de la logique floue. Les variables d'entrées sont dans un premier temps converties en variables floues en définissant pour chacune d'elle une fonction d'appartenance. Par la suite, on convertit la commande floue résultante de l'inférence à commande réel pour les appliquer au procédé.

Un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes: la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification. Il comprend aussi des gains de normalisation et de dénormalisation qui sont ajoutés respectivement à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents, figure (IV-4) [CHE 14, HAM 11, BOUR 15, OUA 09, BOU 15, TAL 14, MOK 10].

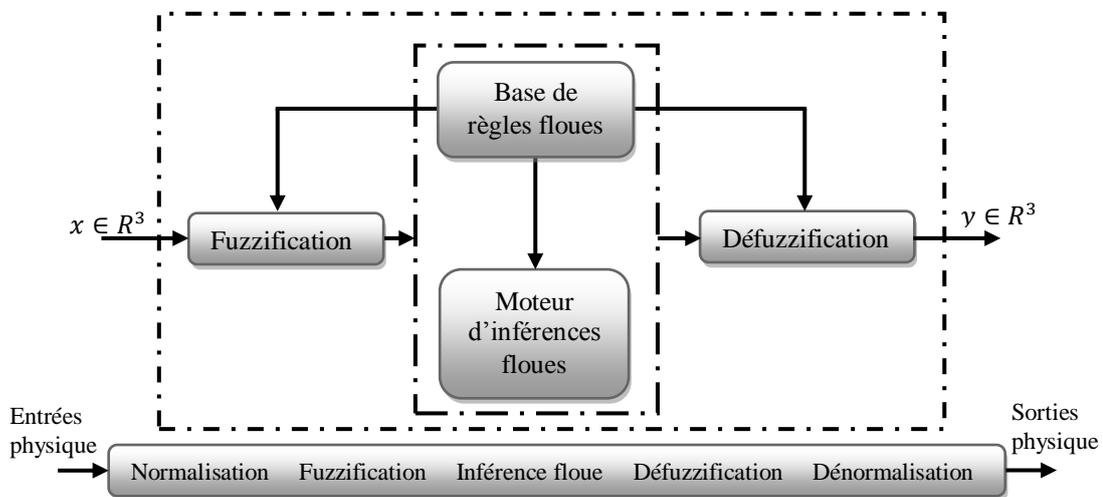


Figure IV-4 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

IV.4.1 FUZZIFICATION

L'objectif de la fuzzification est de transformer les grandeurs physiques (numériques) d'entrée en des grandeurs floues (termes linguistiques ou Symboliques) qui peuvent être traitées par les inférences; c'est-à-dire que les grandeurs physiques d'entrée sont réduites à des grandeurs normalisées dans une plage de variation, souvent $[1,-1]$, appelée univers de discours. Ensuite, les grandeurs normalisées sont converties en des ensembles flous qui sont représentés par des fonctions d'appartenances avec des valeurs linguistiques. Le nombre d'ensembles dépend de la résolution et l'intervention du réglage désiré. Dans la littérature de la commande floue, deux approches de fuzzification sont généralement utilisées, à savoir : la fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton.

IV.4.2 REGLES DE CONTROLE

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent généralement la connaissance humaine sous forme de règles du type (Si *prémisse* Alors *conclusion*). La prémisse de la règle (l'antécédent) est constituée des conditions qu'il faut satisfaire afin de réaliser la conclusion de la règle (la conséquence).

IV.4.3 INFERENCE DES REGLES FLOUES

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de la commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférences de la logique floue. On applique les règles d'inférence sur les variables floues issues de la fuzzification pour créer et déterminer les nouvelles variables floues de sortie (la commande du système), en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenances.

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière. Pour le réglage par la logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes:

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue «*ET, OU, et ALORS*»

Tableau. IV-1: Méthode usuelles de l'inférence floue.

Opérateurs flous Méthodes d'inférence	Et	Ou	Alors
Max - Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max - Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme - Produit	Produit	Moyenne	Produit

IV.4.4 DEFUZZIFICATION

La défuzzification consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques); c'est-à-dire que les ensembles flous résultants de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques; ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. On distingue plusieurs méthodes de défuzzification: méthode de maximum, méthode de la moyenne des maxims, méthode du centre de gravité, méthode des hauteurs pondérées et celle des hauteurs pondérées modifiés. La méthode la plus fréquemment utilisée reste celle des centres de gravité.

IV.5 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE A LA MADA

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance présentée dans le chapitre précédent avec un changement des régulateurs PI par des régulateurs flous de mêmes types (régulateur de type Mamdani à sept classes), qui possèdent les mêmes fonctions d'appartenance. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles). Le mode de fonctionnement est le même que celui des contrôleurs de courants.

L'objectif de notre travail est d'appliquer cette commande pour contrôler en permanence et indépendamment les puissances active et réactive générées par la machine asynchrone à flux orienté. Les hypothèses de simulation ont été effectuées sous les mêmes conditions, et avec les mêmes profils dans le but de voir les nouvelles qualités de poursuite et de régulation ainsi que la robustesse de la commande.

➤ Pour la boucle de courant, les variables d'entrées sont :

L'erreur de courant

$$e_I = I_{rq}^{ref} - I_{rq} \tag{IV.22}$$

La variation de l'erreur de courant

$$\Delta e_I = e_I(k) - e_I(k - 1) \tag{IV.23}$$

Le schéma bloc de la commande avec les régulateurs flous est illustré par la figure ci-dessous :

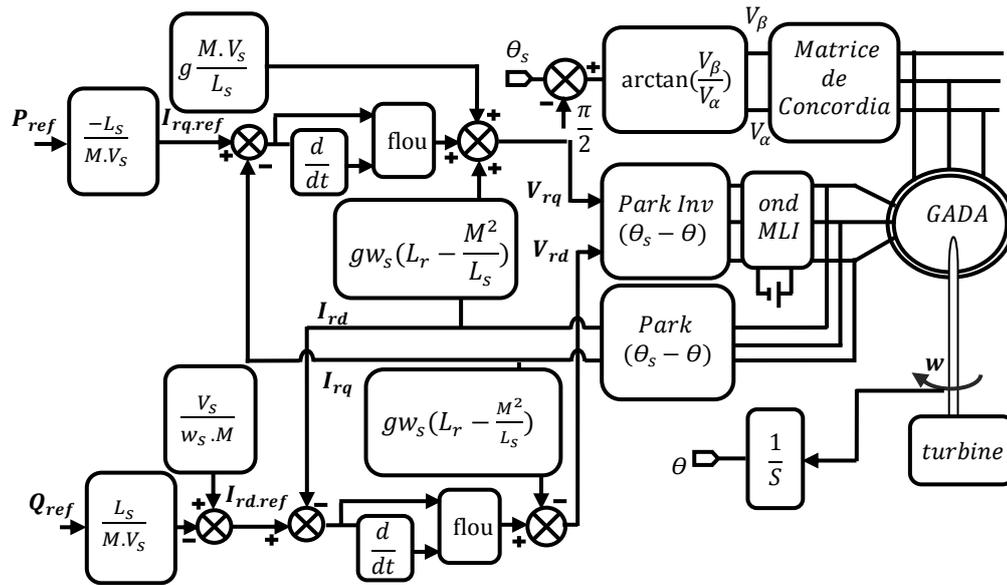


Figure IV-5 : Schéma bloc de la structure de commande floue.

IV.5.1 COMPORTEMENT DU SYSTEME

Considérons la réponse typique d'un système du deuxième ordre ou plus, lors de l'application d'un échelon de puissance, illustrée par la figure (IV.6).

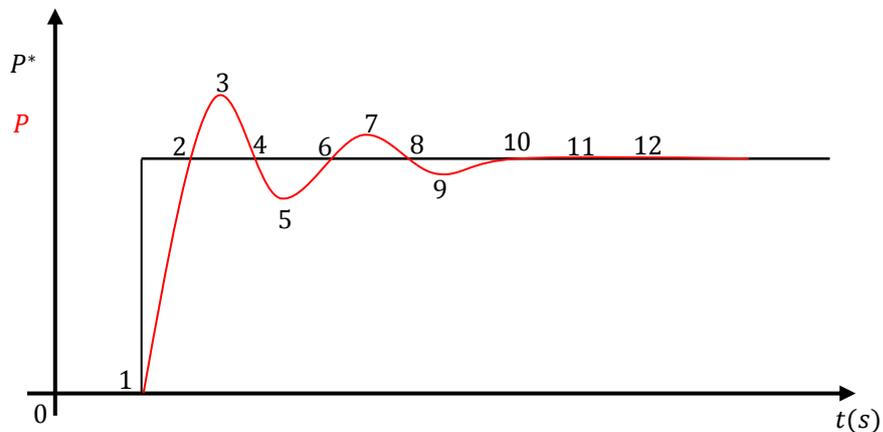


Figure IV-6 : Réponse typique d'un système à un échelon de puissance.

En repérant les points d'intersection entre le signal de consigne et la réponse, ainsi que les points où celle-ci est maximale ou minimale, on peut déduire les actions appropriées que doit imposer le contrôleur pour obtenir le minimum de dépassement et un régime transitoire le plus faible possible.

De manière analogue, en observant l'erreur du courant ainsi que la variation de cette erreur, notées respectivement e et Δe , on peut obtenir des déductions identiques pour les variations de la sortie ΔU que le contrôleur doit faire suivre au système à l'aide de la trajectoire dans le plan de phase ($e, \Delta e$).

IV.5.2 STRUCTURE DE BASE D'UN CONTRÔLEUR FLOU DE COURANT

La majorité des contrôleurs flous pour les systèmes monovariabiles simples se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante :

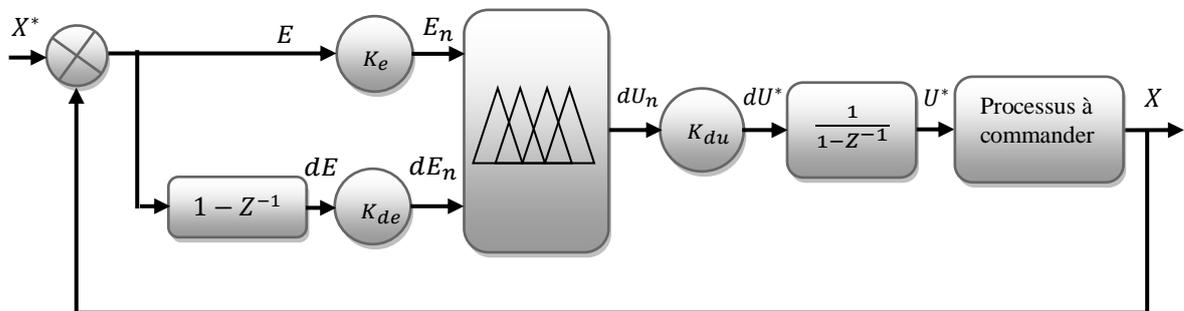


Figure IV-7 : Schéma bloc de la structure du contrôleur du type PI-flou.

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Des facteurs d'échelle ($k_e, k_{de}, et k_{du}$): qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler; de plus, les gains d'entrées (k_e, k_{de}) réduisent les grandeurs physiques d'entrées dans une plage de variation appelée univers de discours.

- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur les figures (IV-8). Le choix des variables linguistiques sont représentées par : Négatif grand noté **NG** ; Moyen Négatif noté **NM** ; Négatif petit noté **NP**; Environ de zéro noté **EZ**; Positif petit noté **PP** ; Positif Moyen noté **PM** ; Positif grand noté **PG**.
- D'un bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

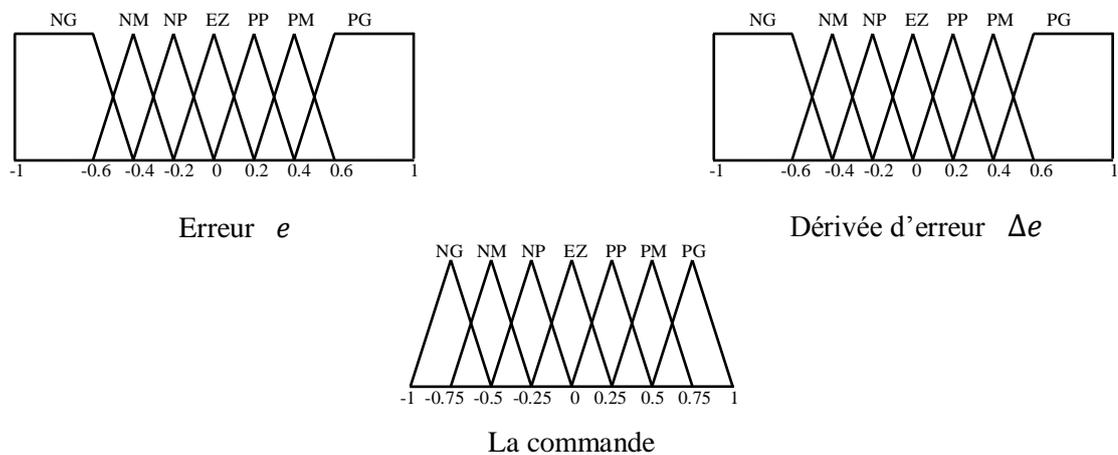


Figure IV-8: Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

- Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans la table ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani :
 - opérateur ET : formation du minimum, - opérateur OU : formation du maximum.
 - implication ALORS : formation du minimum, - agrégation : formation du maximum.

Tableau. IV-2: Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances.

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

- D'un bloc intégrateur utilisé pour intégrer la variation de la commande numérique résultante et de son application au système que nous voulons commander.

IV.6 COMMANDE PAR BACKSTEPPING DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE

La technique du backstepping est une approche très récente pour la commande des systèmes non linéaires. Cette méthode de commande est récursive représentant un outil bien connu pour l'étude de la stabilité des systèmes dynamiques à base de la théorie de Lyapunov. L'idée principale de Backstepping consiste à calculer une loi de commande en plusieurs étapes afin de garantir une certaine fonction (de Lyapunov) qui soit toujours positive et sa dérivée soit toujours négative; ce qui garantit instantanément la stabilité globale du système. Il s'agit de fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue ensuite récursivement en partant de l'intérieur de la boucle [MOH 11, LOU 13, DAO 13, SHA 10, ADH 13].

Dans ce qui suit, nous allons présenter des notions de base sur l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires, et une étude théorique développée de la commande « backstepping ». La structure et la synthèse de cette commande seront détaillées pour pouvoir élaborer par la suite un algorithme adéquat basé sur le principe de l'orientation du flux statorique. Cet algorithme nous permettra d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et le suivi des allures de puissances active et réactive générées par une MADA dans un système de conversion d'énergie éolienne, et d'assurer par la suite la stabilité et l'équilibre du système. Enfin, nous présenterons les résultats de simulations qui montrent l'efficacité de cette commande par rapport aux précédentes.

IV.7 NOTIONS DE BASES SUR LA STABILITE DES SYSTEMES NON LINEAIRES

Cette section illustrera les notions de base sur les systèmes non linéaires et leurs stabilités nécessaires à la compréhension de la commande par backstepping.

IV.7.1 SYSTEMES NON LINEAIRES

Les systèmes non linéaires, par opposition aux systèmes linéaires, sont des systèmes physiques régis par des équations différentielles à coefficients variables, autrement dit le principe de superposition ne s'applique pas. L'application des techniques classiques de commandes des systèmes linéaires sur les systèmes non linéaires nécessite la linéarisation de ces derniers [NIC 00, BEN 00].

IV.7.2 ÉQUILIBRE

Physiquement, un système est en équilibre lorsqu'il conserve son état de stabilité en absence de forces extérieures. Mathématiquement, cela signifie que la dérivée \dot{x} de la fonction x de son état est nulle, autrement dit [NIC 00, BEN 00]:

$$\dot{x} = 0 \quad (\text{IV. 24})$$

IV.7.3 PLAN DE PHASE

Pour comprendre le comportement d'un système non linéaire, on utilise souvent une représentation de ses trajectoires dans l'espace de phase, (figure IV-9). Ces trajectoires sont un ensemble de courbes qui représentent l'évolution de l'état du système dans le temps. L'obtention de ces trajectoires passe toutefois par la résolution de l'équation différentielle qui le régit, ce qui semble une tâche difficile. C'est pourquoi, les outils permettant l'analyse du comportement du système sans résoudre les équations qui le décrivent, ont connu un grand succès. Les techniques basées sur la deuxième méthode de Lyapunov font partie de cette classe [NIC 00, BEN 00].

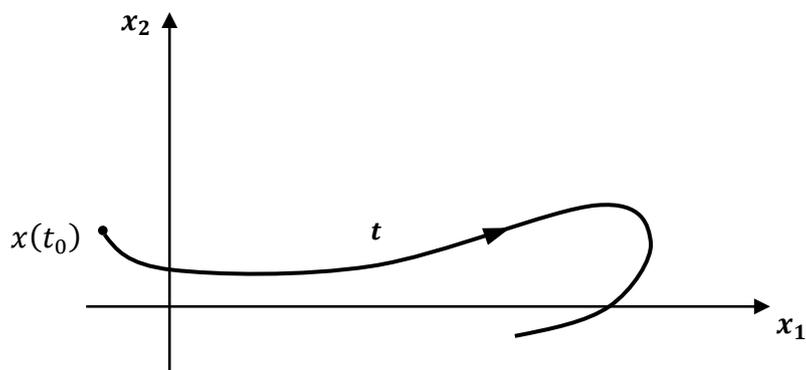


Figure IV-9: Trajectoires d'un système dans le plan de phase

IV.7.4 STABILITE (DEFINITION INTUITIVE)

On dit qu'un système est stable lorsqu'il revient à son état d'équilibre (se déplace vers sa position d'équilibre); par contre, si on l'excite par une impulsion et qu'il s'éloigne de sa position d'équilibre, on dit qu'il est instable [NIC 00, BEN 00].

IV.7.5 STABILITE (SELON LYAPUNOV)

Soit un système dont l'état est défini par le vecteur x qui possède la position d'équilibre x_e , écarté de cette position et abandonné à lui-même au temps $t = t_0$ avec les

conditions initiales $x(t_0)$, le système aura comme état $x(t)$. On dit que la position d'équilibre du système est stable, si pour tout $\varepsilon > 0$, il existe $\delta(\varepsilon) > 0$ tel que [NIC 00, BEN 00] :

$$\|x(t_0) - x_e\|^2 < \delta \quad (IV.25)$$

après un certain temps t et pour toutes les valeurs $t > t_0$

$$\|x(t) - x_e\|^2 < \varepsilon \quad (IV.26)$$

pour que le système soit stable : l'état doit tendre effectivement vers x_e , on dit que le système est stable asymptotiquement; dans le cas où les états n'atteignent pas x_e mais restent à l'intérieur d'un certain cercle de rayon ε , on dit que le système a une stabilité simple, figure (VI-10).

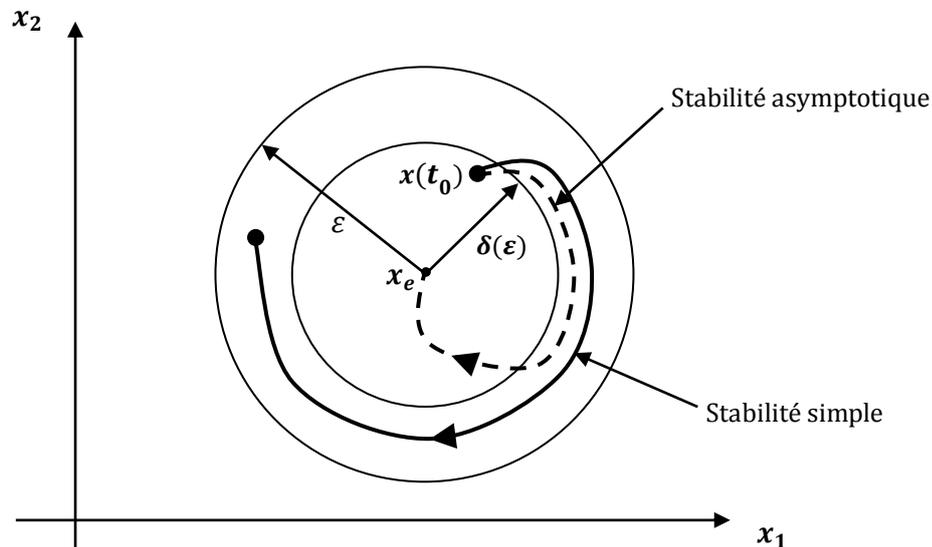


Figure IV-10: Types de stabilité selon Lyapunov

IV.8 METHODES D'ANALYSE DE LA STABILITE DES SYSTEMES

Les systèmes non linéaires sont des systèmes très complexes et pour étudier leur stabilité, on a besoin d'approches. L'approche de Lyapunov est la plus utilisée pour étudier leur stabilité. Pour cela, on distingue deux méthodes d'analyse de Lyapunov à savoir [BEN 00, KHA 96] :

- ❖ La méthode de linéarisation.
- ❖ La méthode directe.

La première concerne la stabilité locale autour d'un point d'équilibre. Par contre, la deuxième détermine la stabilité des systèmes en construisant une fonction scalaire des états du

système dont on examinera la variation temporelle. On s'intéresse à la méthode directe de Lyapunov car la commande par backstepping est basée sur cette méthode.

Celle-ci consiste à analyser la stabilité d'un système linéaire sans connaître explicitement les solutions des équations différentielles qui les décrivent. Le principe de cette méthode n'est que l'extension mathématique d'un phénomène physique observé, car les systèmes mécaniques et électriques perdent de l'énergie pour se stabiliser au point d'équilibre.

La méthode directe de Lyapunov est basée sur le critère énergétique de stabilité. En appliquant ce critère indépendamment du concept d'énergie, on remplace alors l'énergie du système par une « fonction de Lyapunov » qui est définie positive (comme l'énergie).

Soit le système autonome :

$$\dot{x} = f(x), \quad x_e = 0 \quad (IV.27)$$

Ce système aura un point d'équilibre $x_e = 0$ globalement asymptotiquement stable, s'il existe une fonction scalaire réelle $V(x)$ continue avec une dérivée partielle par rapport au temps $\dot{V}(x)$ continue ayant les propriétés suivantes :

$$V(0) = 0$$

$$V(x) > 0, \forall x \neq 0$$

$$\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) = \infty$$

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \forall x \neq 0$$

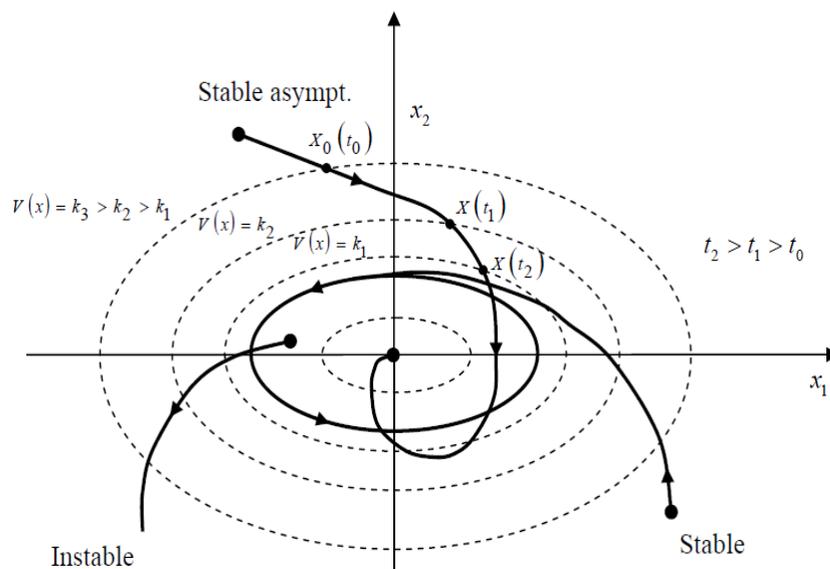


Figure IV-11: Interprétation géométrique du théorème de Lyapunov.

IV.9 SYNTHÈSE DE LA COMMANDE PAR LA MÉTHODE DIRECTE DE LYAPUNOV

Notre but est de vérifier la stabilité du système avec la loi de commande supposée implicitement choisie dans les paragraphes précédents. Cependant, le problème qui se pose dans cette synthèse est comment trouver cette commande qui stabilisera le système.

Nous allons présenter une méthode qui peut satisfaire la recherche de la fonction de Lyapunov et la loi de stabilité. En général, il existe deux concepts pour l'application de la méthode directe de Lyapunov pour la synthèse d'une commande stable :

1^{er} concept : on suppose que la loi de commande existe et on cherche la fonction de Lyapunov.

2^{ème} concept : on fait un choix sur la fonction de Lyapunov $V(x)$, et on cherche la loi de commande qui rend cette fonction de Lyapunov réelle.

Remarque: dans la plupart des cas, la recherche de la fonction de Lyapunov pour la détermination de la stabilité des systèmes est très difficile. Dans ce qui suit, on va présenter la notion de « Backstepping » qui nous offre une solution à ce problème [KHA 96].

IV.10 TECHNIQUE DE COMMANDE PAR LE BACKSTEPPING

IV.10.1 ALGORITHME DE BASE

Afin d'illustrer le principe de la méthode backstepping, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme [BEN 00, ZEG 14] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, x_3) + g_3(x_1, x_2, x_3).u \end{cases} \quad (\text{IV. 28})$$

où, g_i et f_i ($i = 1, 2, 3$) sont des fonctions non linéaires connues telles que $f_i(0) = 0$ et $g_i(x) \neq 0, \forall (x_1, x_2, x_3) \in R^3$. On désire faire suivre à la sortie $y = x_1$ le signal de référence y_r , où $y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r$ et y_r^3 sont supposées connues et uniformément bornées. Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes.

Etape 1 :

On considère d'abord le premier sous-système :

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \quad (\text{IV. 29})$$

La variable d'état x_2 est traitée comme une commande et on définit la première valeur désirée :

$$(x_1)_d \triangleq \alpha_0 = y_r \quad (\text{IV. 30})$$

La première variable d'erreur se définit par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (IV.31)$$

Sa dérivée est donnée comme suit :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = f_1 + g_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (IV.32)$$

Pour un tel système, la fonction quadratique est :

$$V_1(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (IV.33)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1 + g_1 x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (IV.34)$$

Un choix judicieux de x_2 rendra \dot{V}_1 négative et assure la stabilité de l'origine du sous système décrit par (IV.29). Ce choix est donné comme suit :

$$(x_2)_d \triangleq \alpha_1 = \frac{1}{g_1} [-k_1 e_1 - f_1 + \dot{\alpha}_0] \quad (IV.35)$$

où $k_1 > 0$ est un paramètre de design.

Par conséquence, l'équation (IV.34) devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (IV.36)$$

Etape 2 :

On considère, dans ce cas, les deux premiers sous-systèmes :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \end{cases} \quad (IV.37)$$

Et on définit la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (IV.38)$$

La dynamique des erreurs (e_1, e_2) s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 - \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{cases} \quad (IV.39)$$

On choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (IV.40)$$

Cette fonction de Lyapunov a pour dérivée :

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2(e_1, e_2) &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\
&= e_1 [f_1 + g_1(e_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0] + [f_2 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \quad (\text{IV. 41}) \\
&= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2 + g_1 e_1 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1]
\end{aligned}$$

On prend x_3 comme une deuxième commande virtuelle, et sa valeur est donnée par :

$$(x_3)_d \triangleq \alpha_2 = \frac{1}{g_2} [\dot{\alpha}_1 - g_1 e_1 - f_2 - k_2 e_2] \quad (\text{IV. 42})$$

Où $k_2 > 0$, avec $\dot{\alpha}_1$ calculée analytiquement

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r \quad (\text{IV. 43})$$

Un tel choix permet de réduire la dérivée à :

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{IV. 44})$$

Etape 3 :

Le système (IV.28) est maintenant considéré dans son intégralité. La nouvelle variable d'erreur est :

$$e_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (\text{IV. 45})$$

Ce qui permet d'écrire la dynamique des erreurs (e_1, e_2, e_3) :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 - \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2(e_3 - \alpha_2) - \dot{\alpha}_1 \\ \dot{e}_3 = f_3 + g_3 u - \dot{\alpha}_2 \end{cases} \quad (\text{IV. 46})$$

On prend comme fonction de Lyapunov :

$$V_3(e_1, e_2, e_3) = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (\text{IV. 47})$$

Sa dérivée s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned}
\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) &= \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\
&= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 [g_3 u + g_2 e_2 + f_3 - \dot{\alpha}_1] \quad (\text{IV. 48})
\end{aligned}$$

Le choix approprié de la vraie commande u est donné par :

$$u = \frac{1}{g_3} [\dot{\alpha}_2 - g_2 e_2 - f_3 - k_3 e_3] \quad (\text{IV. 49})$$

Où $k_3 > 0$, et $\dot{\alpha}_2$ est également calculée analytiquement

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \ddot{y}_r} \ddot{\ddot{y}}_r \quad (\text{IV. 50})$$

IV.11 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR BACKSTEERING A LA MADA

Ce dernier chapitre est consacré à l'application de la commande « backsteering » à notre système. Dans cette commande, il s'agit de combiner deux principes de commandes différentes pour avoir une commande hybride via le Backsteering et le contrôle vectoriel. Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions de commande d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. La commande hybride ainsi obtenue permet d'assurer le suivi et le contrôle indépendamment de puissances active et réactive générées, en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre les grandeurs de références et celles réelles des puissances.

IV.11.1 MODELE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTATION

L'approche du backsteering que nous allons appliquer pour la commande de la machine asynchrone double alimentation, est basée sur le principe du contrôle vectoriel. Dans ce cas, la commande sera appliquée dans le repère (d, q) en considérant l'orientation du flux statorique suivant :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (IV.56)$$

Dans cette partie, on considère le nouveau modèle de la MADA dans le repère (d, q) donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (IV.57)$$

❖ Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{ref} = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rq}^{ref} \\ Q_s^{ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd}^{ref} \end{cases} \quad (IV.58)$$

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (IV.59)$$

❖ Equations des dérivées de courants rotoriques de références

$$\begin{cases} I_{rq}^{\dot{r}ef} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{\dot{r}ef} \\ I_{rd}^{\dot{r}ef} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{\dot{r}ef} \end{cases} \quad (IV.60)$$

❖ Equations des dérivées de courants rotoriques

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = (V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot \frac{M \cdot V_s}{w_s \cdot L_s}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (IV.61)$$

IV.11.2 SYNTHÈSE DE LA LOI DE COMMANDE

La combinaison du contrôle vectoriel et du backstepping nous permet d'éliminer les régulateurs PI dans le contrôle vectoriel par un algorithme de contrôle. Le calcul des grandeurs de références des courants et des tensions de commande se fait sur la base des fonctions de Lyapunov. Cette commande est basée sur deux étapes qui sont données comme suit.

➤ *Etape 1*

Cette étape consiste à identifier les erreurs " E_1 " et " E_2 ", qui représentent respectivement l'erreur entre la puissance active statorique réelle " P_s " et la puissance de référence " P_s^{ref} " qui sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q , ainsi que la puissance réactive statorique " Q_s " et celui de référence " Q_s^{ref} " qui sera proportionnelle au courant rotorique d'axe d .

$$\begin{cases} E_1 = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \\ E_2 = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \end{cases} \quad (IV.62)$$

La dérivée de cette erreur est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = (I_{rq}^{\dot{r}ef} - \dot{I}_{rq}) \\ \dot{E}_2 = (I_{rd}^{\dot{r}ef} - \dot{I}_{rd}) \end{cases} \quad (IV.63)$$

La première fonction de Lyapunov est définie par :

$$v = \frac{1}{2}(E_1^2 - E_2^2) \quad (IV.64)$$

Pour avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov nulle, il faut choisir les erreurs comme suit :

$$\dot{E}_1 = -K_1 E_1 \quad \text{et} \quad \dot{E}_2 = -K_2 E_2$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient :

$$v = -K_1 E_1^2 - K_2 E_2^2 \quad , \quad K_1 > 0 \quad \text{ET} \quad K_2 > 0 \quad (IV.65)$$

A partir des équations (IV.4) et (IV.9), la dérivée des erreurs " E_1 ", " E_2 " devient:

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = \left(\left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{\dot{r}ef} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot \left(V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) \right) \\ \dot{E}_2 = \left(\left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{\dot{r}ef} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot \left(V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \right) \right) \end{cases} \quad (IV.66)$$

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = \left(\left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{\dot{r}ef} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) \right) \\ \dot{E}_2 = \left(\left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{\dot{r}ef} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \right) \right) \end{cases} \quad (IV.67)$$

➤ **Etape 2**

$$\begin{cases} -K_1 E_1 = \left(\left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{\dot{r}ef} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) \right) \\ -K_2 E_2 = \left(\left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{\dot{r}ef} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \right) \right) \end{cases} \quad (IV.68)$$

$$\begin{cases} V_{rq} = \left(L_r \sigma \left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{\dot{r}ef} + K_1 E_1 \right) + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) \\ V_{rd} = \left(L_r \sigma \left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{\dot{r}ef} + K_2 E_2 \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \right) \end{cases} \quad (IV.69)$$

Le schéma bloc de la commande par backstepping est illustré par la figure ci-dessous.

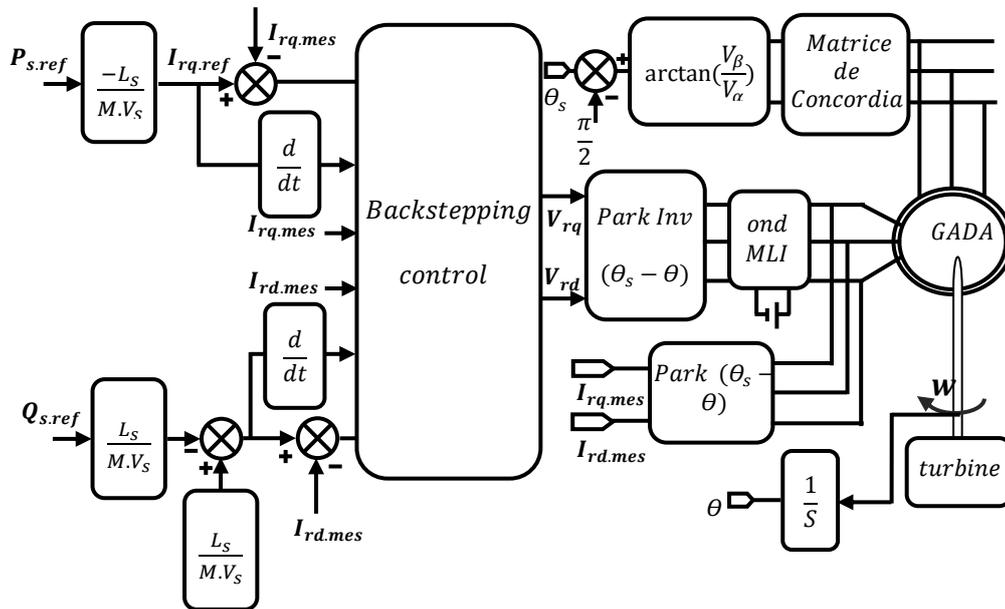


Figure IV-12 : Schéma bloc de la structure de commande par Backstepping.

IV.12 RESULTATS DE SIMULATION POUR LES DEUX COMMANDES LOGIQUE FLOUE ET BACKSTEPPING

Pour le cas du système de conversion d'énergie éolienne basée sur la MADA à flux orienté, nous avons appliqué, en premier lieu, la commande indirecte sans boucle de puissance basée sur les régulateurs flous comme commande par logique floue, et en deuxième lieu, une commande hybride basée sur les deux principes de récursivité et du modèle de flux orienté comme une commande par backstepping, pour des vitesses fixe et variable.

IV.12.1 RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME POUR UNE VITESSE FIXE

Afin de mieux apprécier les différences entre les commandes proposées dans la configuration du système éolien, la première série de simulations est effectuée sans convertisseurs. Les consignes des puissances actives et réactives sont données sous formes d'échelons, alors que la machine est entraînée à vitesse fixe. Cet essai est réalisé avec les conditions suivantes:

- ❖ Machine connectée au réseau.
- ❖ Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 *tr/min*.
- ❖ Entre les instants $t = 1s$ et $t = 3s$: échelon négatif pour la puissance active (P_{sref} passe de 0 à $-3000W$)

- ❖ Entre les instant $t = 2s$ et $t = 4s$: échelon positif pour la puissance réactive (Q_{sref} passe de 0 à 1000 VAR)

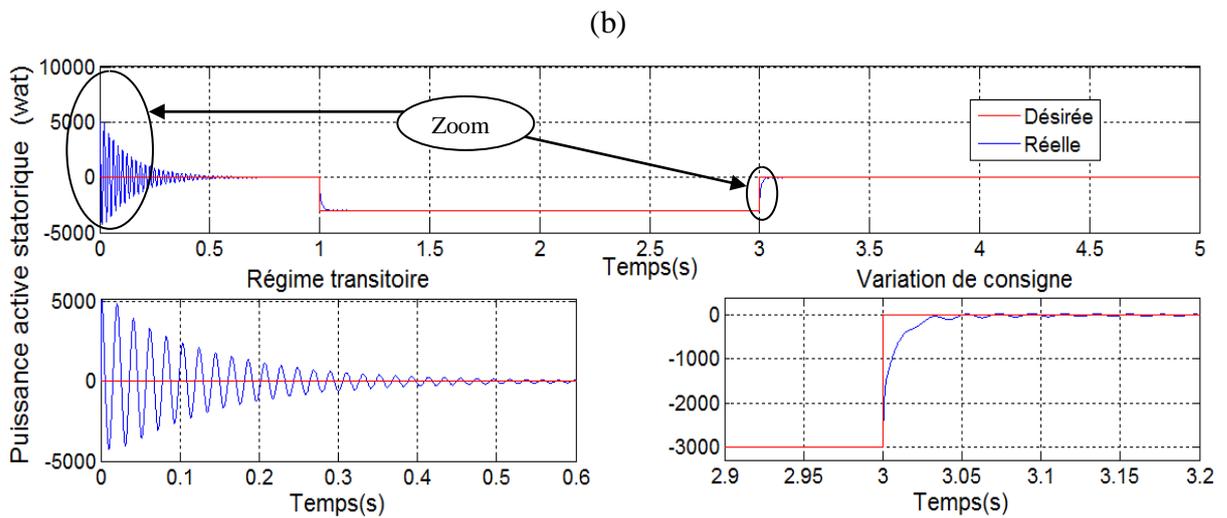
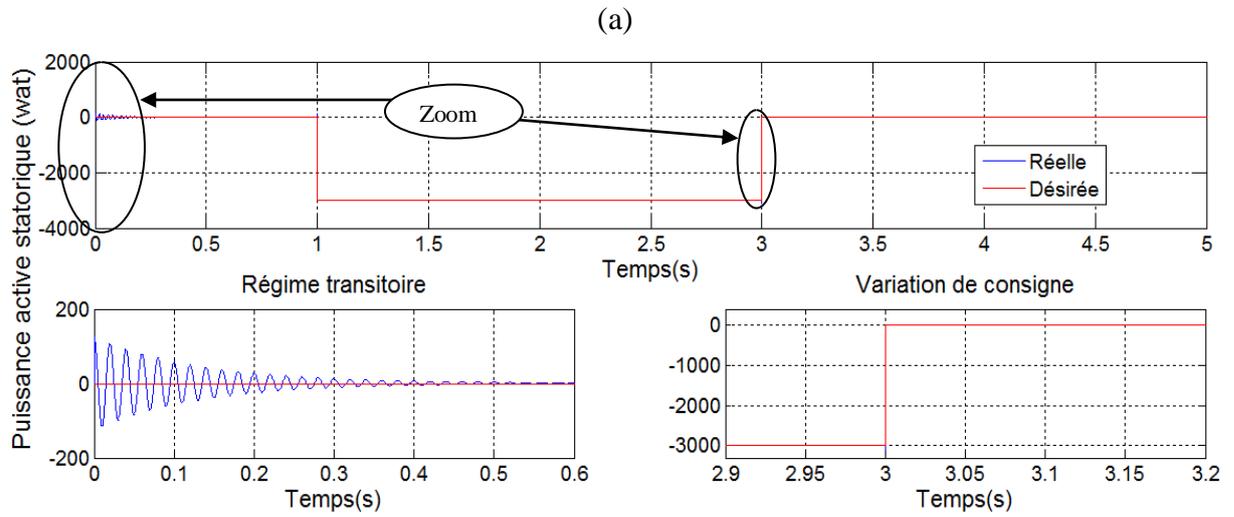
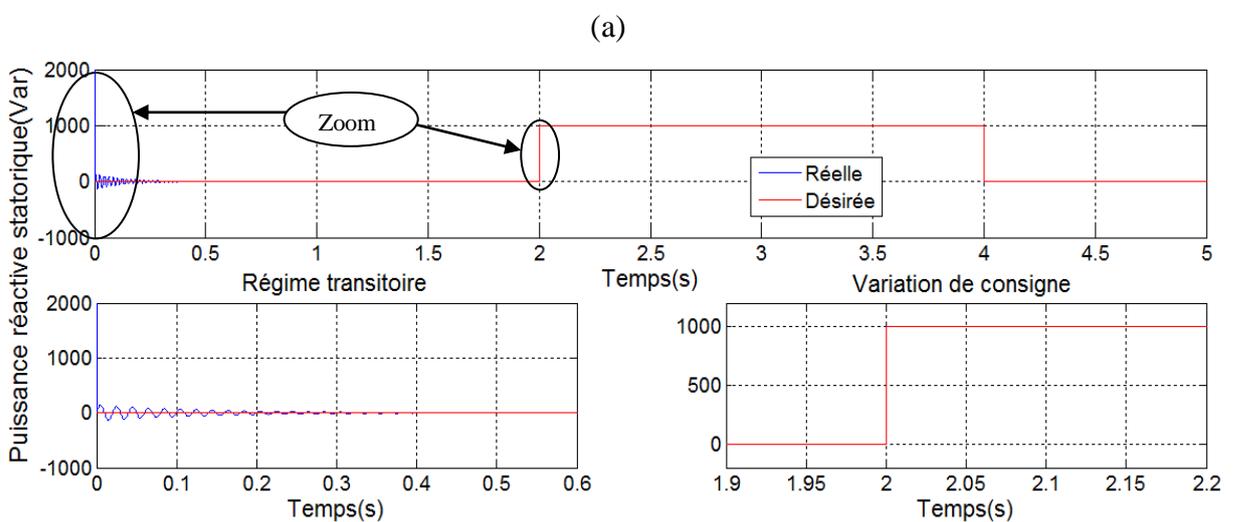


Figure IV-13 : Puissance active statorique pour les deux commandes avec zoom

a): Contrôle par Backstepping, b): Contrôle par logique floue.



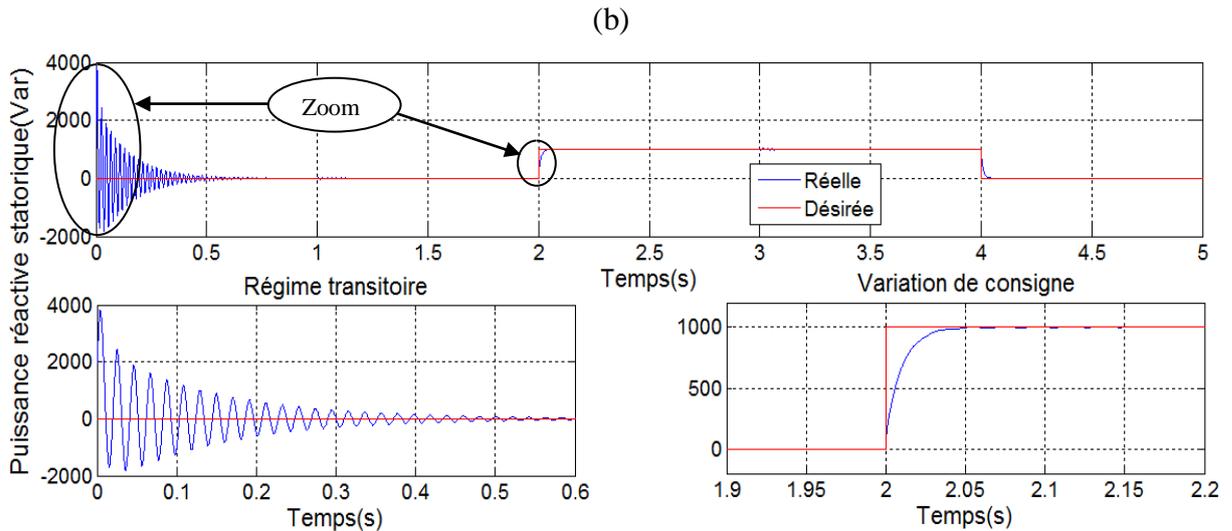


Figure IV-14 : Puissance réactive statorique pour les deux commandes avec zoom

a): Contrôle par Backstepping, b): Contrôle par logique floue.

IV.12.2 INTERPRETATION DES RESULTATS

Nous pouvons observer que les deux techniques de commande permettent un découplage parfait entre les deux composantes de la puissance statorique active et réactive. D'après les résultats de simulation montrés sur les figures (IV.13), (IV.14), il apparaît clairement que les deux nouvelles commandes présentent des performances positives par rapport aux commandes précédentes (vectorielle et mode glissant) à savoir : les erreurs de poursuite sont faibles avec des dépassements acceptables, les temps de réponses qui caractérisent le régime transitoire sont faibles. Aussi, une amélioration remarquable des résultats obtenus par backstepping par rapport à la commande par la logique floue est observée, à savoir :

- ✓ un dépassement plus faible pour le régime transitoire.
- ✓ un temps de réponse plus rapide pour le régime transitoire (0,2 pour le backstepping contre 0,5 pour la logique floue); la même chose pour le temps de changement des consignes.
- ✓ une convergence exponentielle des erreurs vers zéro entre les valeurs de consignes et celles mesurées.
- ✓ une minimisation remarquable d'oscillations des grandeurs régulées et une regagne rapide.

IV.12.3 RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME GLOBAL

La dernière étape consiste à placer la MADA dans des conditions de fonctionnement les plus proches possibles d'un système éolien réel. La MADA connectée par une interface est constituée de deux convertisseurs à interrupteurs commandés à l'ouverture et à la

fermeture avec une fréquence de commutation importante qui permet de diminuer les harmoniques et faciliter le filtrage. L'un côté rotor permet l'application des deux commandes pour contrôler les puissances générées au stator et injectées au réseau, l'autre convertisseur côté réseau permet le contrôle de bus continu afin de le maintenir constant et de rendre le facteur de puissance côté réseau unitaire.

La MADA, entraînée, par une turbine éolienne est contrôlée par deux commandes afin de respecter la caractéristique de production d'énergie mécanique optimale: l'une appelée "*MPPT*" qui est une commande indirecte pour maximiser la puissance captée pendant les faibles vitesses du vent, l'autre appelée "*pitch control*" pour limiter et nominaliser la puissance convertie pendant les fortes vitesses du vent.

La consigne de puissance active est obtenue à partir de la puissance mécanique générée par la turbine; c'est à dire en fonction de la vitesse du vent, et la consigne de puissance réactive est maintenue nulle de manière à garder le facteur de puissance unitaire côté stator. Le schéma synoptique global de la simulation réalisée est présenté précédemment sur la figure (IV-12).

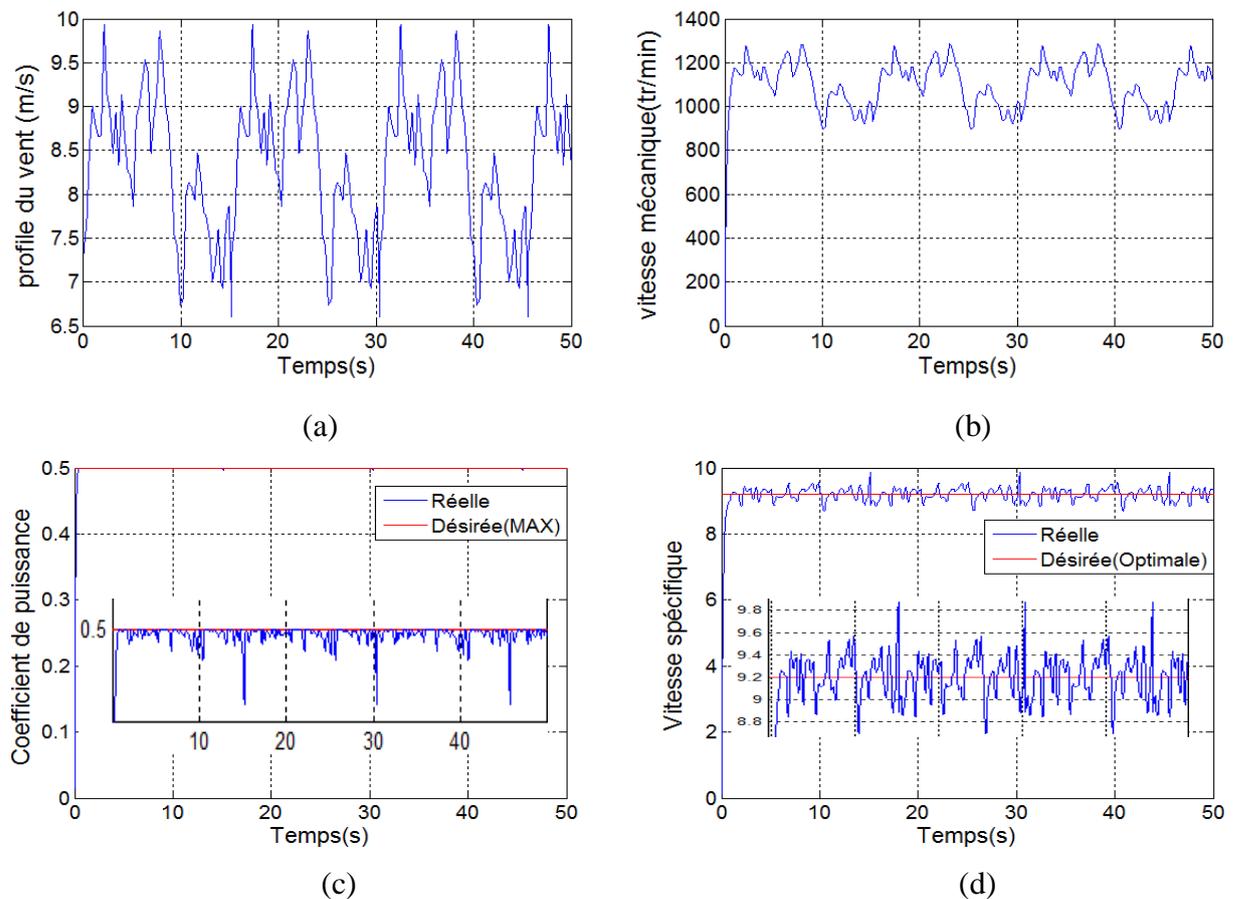


Figure IV-15 : (a) - Profil du vent appliqué; (b) - Vitesse mécanique; (c) - Coefficient de puissance.
(d) - Vitesse spécifique;

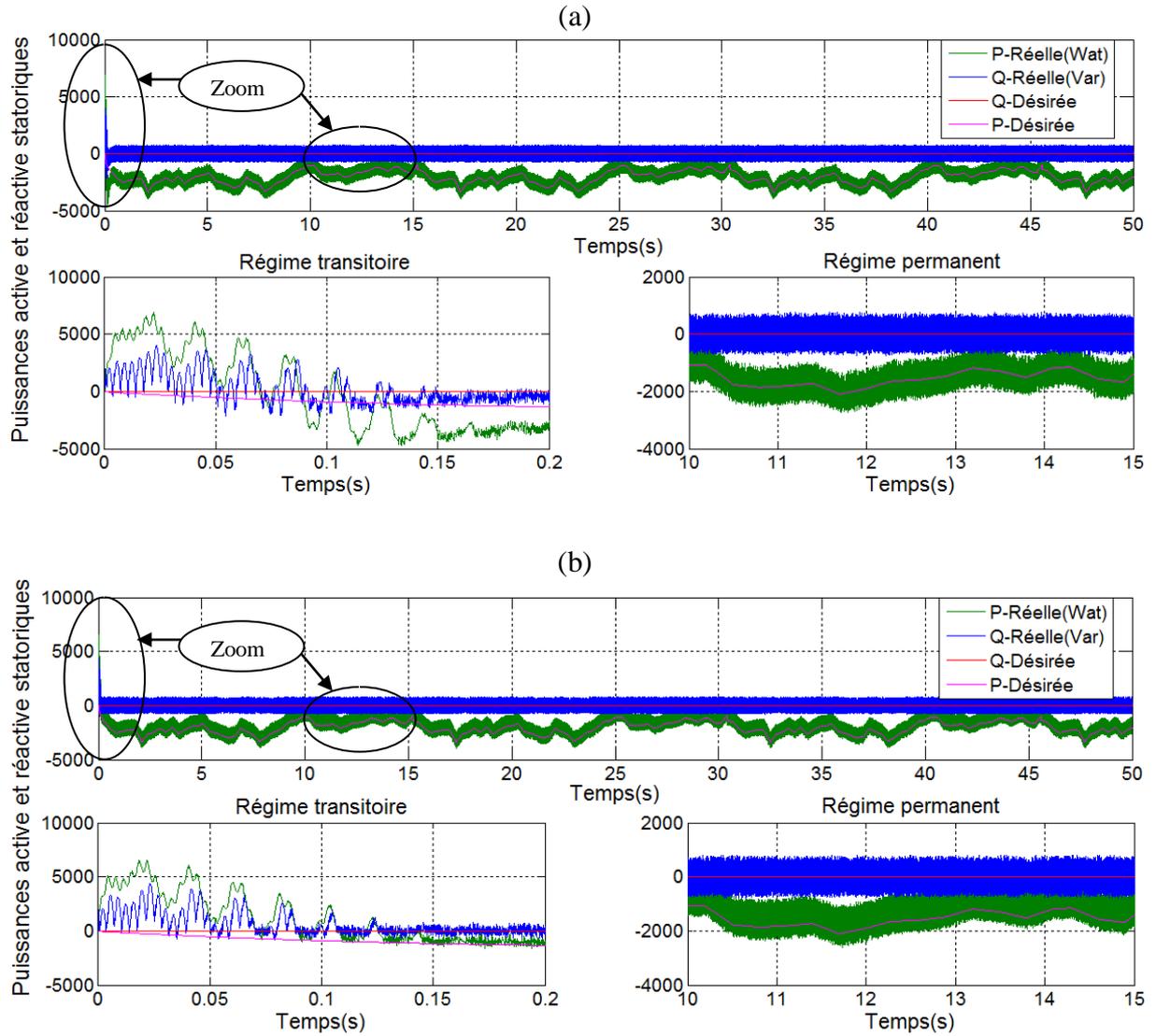
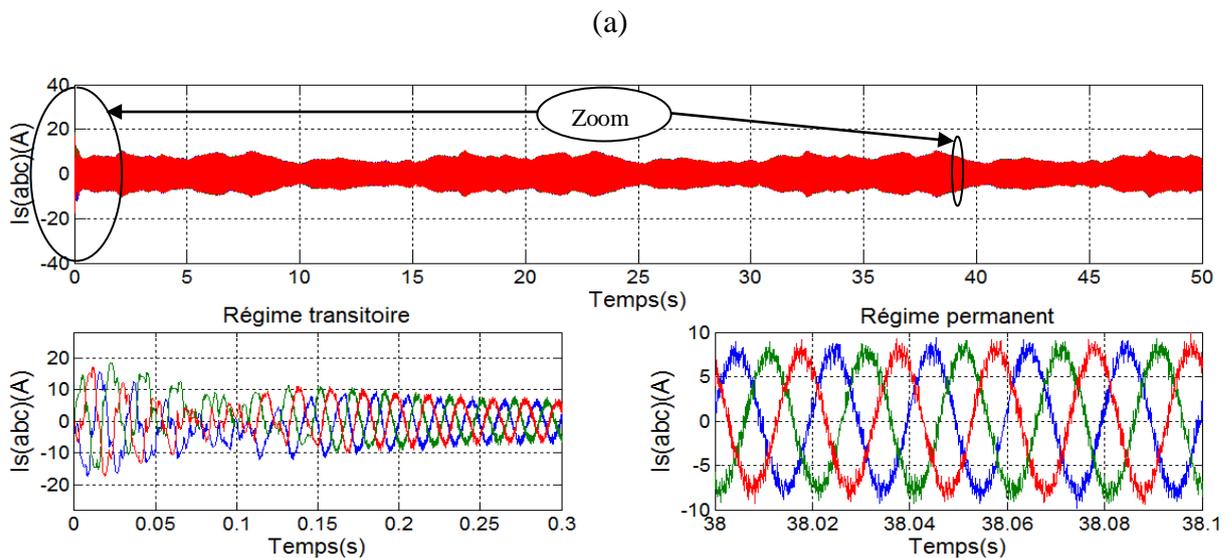


Figure IV-16: Puissances statoriques active et réactive pour les deux commandes avec zoom

a): Contrôle par logique floue, b): Contrôle par Backstepping.



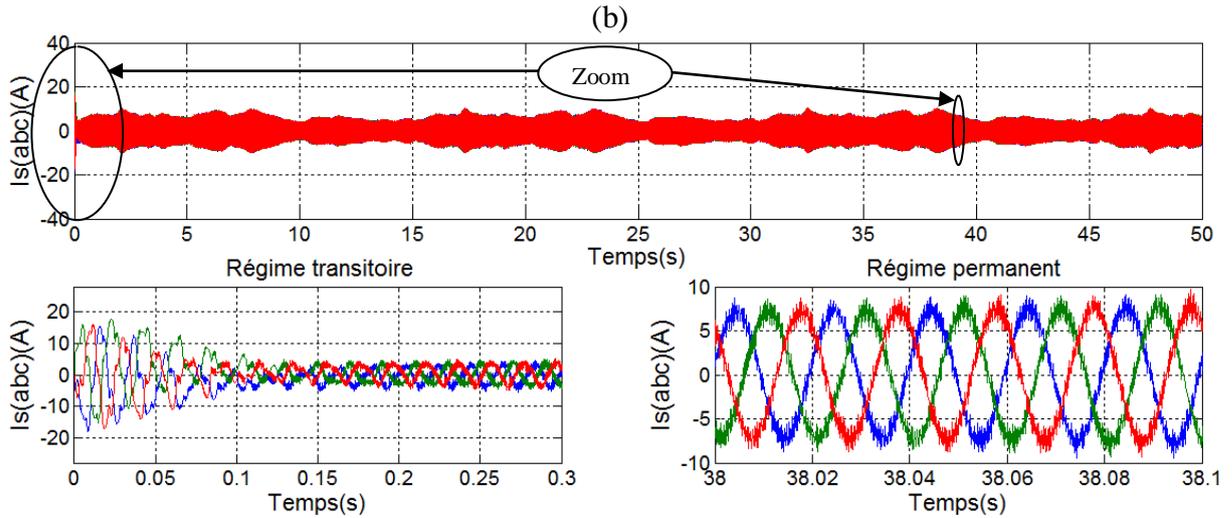


Figure IV-17 : Composantes du courant statorique pour les deux commandes avec zoom

a): Contrôle par logique floue, b): Contrôle par Backstepping.

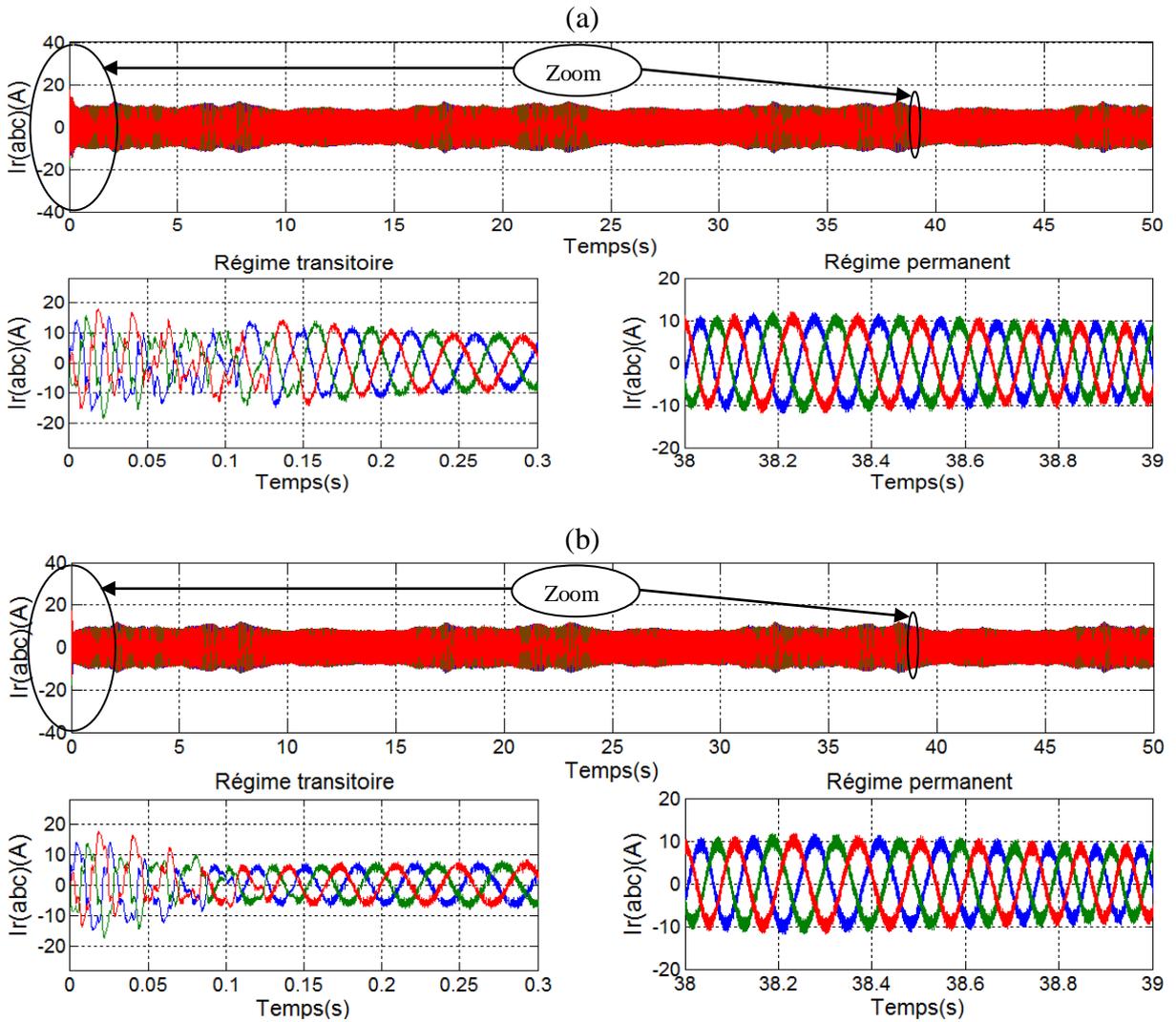


Figure IV-18 : Composantes du courant rotorique pour les deux commandes avec zoom

a): Contrôle par logique floue, b): Contrôle par Backstepping.

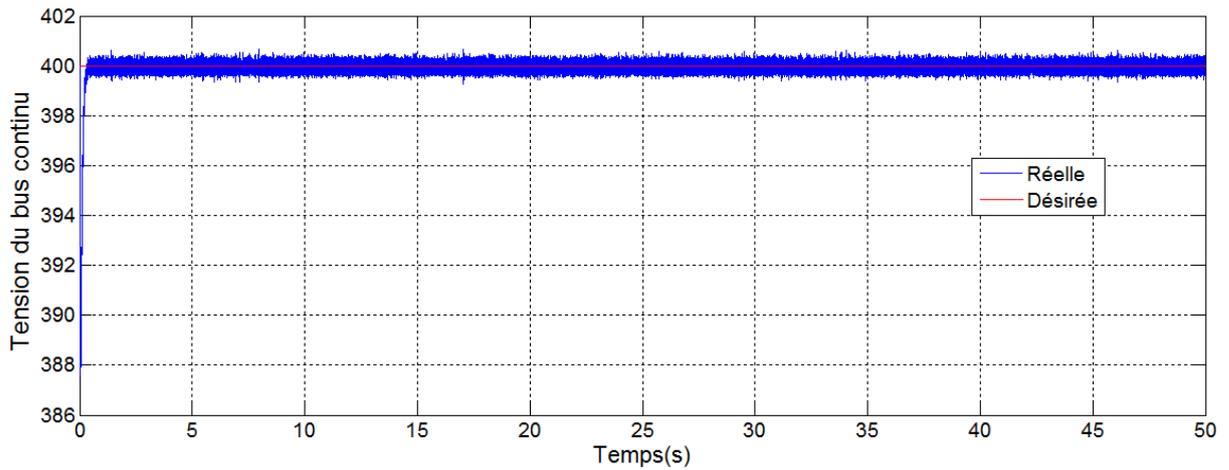


Figure IV-19 : Tension du bus continu.

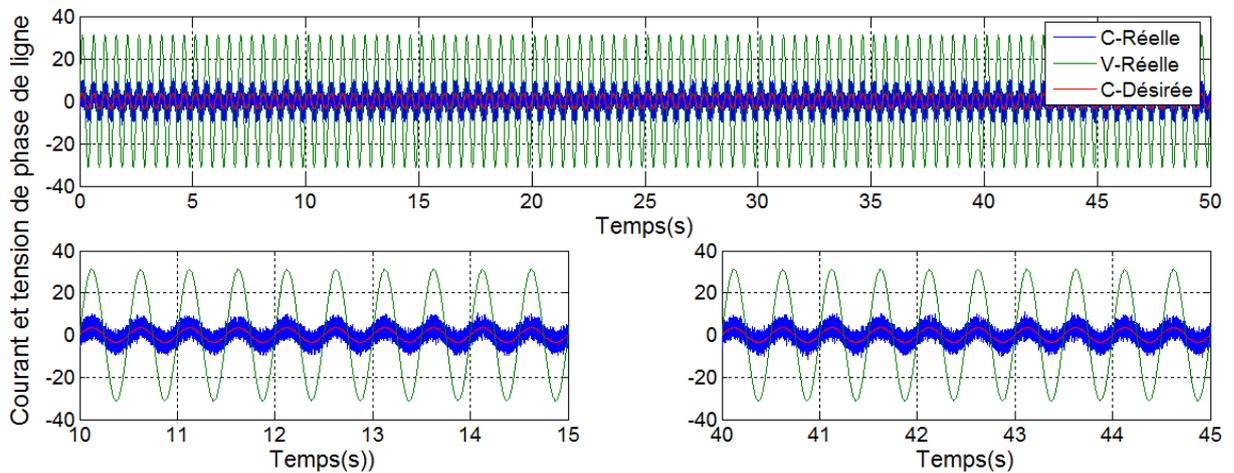


Figure IV-20 : Courant et tension de phase de ligne.

IV.12.4 INTERPRETATION DES RESULTATS

Les hypothèses de simulation ont été effectuées sous les mêmes conditions, et avec les mêmes profils dans le but de voir les nouvelles qualités de poursuite et de régulation ainsi que la robustesse des deux nouvelles commandes. Pour cela, nous avons fixé la partie mécanique et sa commande à savoir : la valeur de la vitesse spécifique λ correspond à sa valeur optimale (9.2), ce qui indique que le coefficient de puissance est maintenu à sa valeur maximale souhaitée du modèle d'aérogénérateur utilisé (0.5). L'allure de la vitesse spécifique λ ainsi que le coefficient de puissance C_p sont également représentés sur la figure (IV-15).

Les résultats de simulations sont montrés sur les figures (IV-16, IV-17, IV-18), qui représentent clairement les allures des puissances active et réactive générées par la MADA, ainsi que les courants statoriques et rotoriques respectivement.

A partir de ces résultats, nous pouvons conclure que la technique de backstepping présente de meilleures performances que celles de la commande par logique floue. Particulièrement l'erreur de poursuite et le temps de réponse sont plus faibles dans le régime transitoire, et moins d'oscillations de perturbations dans leurs allures qui regagnent rapidement leurs valeurs de références. La robustesse de cette approche reste aussi bonne pour le système.

Il est aussi clair que l'allure de la tension du bus continu suit celle de référence avec une bonne précision et un temps de réponse transitoire relativement faible, figure (IV-19).

Sur la figure (IV-20), on voit que la tension et le courant du réseau sont toujours en phase, ce qui assure un facteur de puissance unitaire.

IV.13 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux techniques de commande de philosophies différentes pour contrôler indépendamment l'échange de puissances active et réactive entre le stator de la machine et le réseau dans un système éolien: l'une concerne la commande par la logique floue basée sur les régulateurs flous, cette méthode assure la robustesse en boucle fermée en tout instant; l'autre, concerne la commande par backstepping basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Cette méthode assure la stabilité du système en boucle fermée en tout instant.

Dans ce travail, en premier lieu, nous nous sommes intéressé à la commande par la logique floue, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue, exposé l'ensemble flou, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique; par la suite, nous avons présenté la structure de la commande floue composée des notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification pour synthétiser une commande floue à sept fonctions d'appartenance pour le réglage indépendant des puissances générées.

En deuxième lieu, nous nous sommes intéressé à la commande par backstepping, où nous avons présenté les principales définitions relatives à cette technique; à savoir : la stabilité et l'équilibre des systèmes non linéaires, la méthode d'analyse de Lyapunov qui est l'élément essentiel de la technique du backstepping; aussi, nous avons présenté la synthèse et la technique de cette commande par la méthode directe de Lyapunov. Enfin, nous avons calculé une loi de commande backstepping pour commander indépendamment les puissances produites par la MADA à flux orienté.

De façon générale, les résultats de simulation obtenus lors de l'application des deux commandes sur le système qu'il soit entraîné à vitesse fixe ou variable, avec ou sans convertisseurs, montrent une bonne poursuite des puissances générées aux valeurs de références correspondantes. Aussi, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles et le découplage entre les puissances active et réactive est toujours maintenu. Une insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques est à signaler. De plus, une garantie d'utilisation de la MADA est assurée au vu des performances obtenues et affichées aux niveaux de la robustesse, de la fiabilité et de la stabilité.

CHAPITRE V

**ETUDE COMPARATIVE DES
TECHNIQUES DE COMMANDE
DEVELOPPEES.**

V.1 INTRODUCTION

Pour examiner les différentes lois de commandes développées et synthétisées sur le système de production d'énergie éoliennes considéré dans ce document, nous allons présenter une étude comparative entre ces différentes techniques. Cette étude a été reprise dans les mêmes conditions.

V.2 ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES DE COMMANDE PROPOSEES

Le but dans cette partie est de réaliser une comparaison entre les différentes commandes que nous avons présentées dans les chapitres précédentes. Cette comparaison est réalisée à partir d'une série de tests que nous avons effectués durant les fonctionnements transitoire et permanent du système :

- Le premier test que nous avons réalisé est basé sur les variations de consignes des puissances active et réactive, soit aléatoire avec la variation de vitesse du vent, soit comme des échelons alors que la machine est entraînée à vitesse fixe, cette comparaison est dite : comparaison qualitative pour les variations extérieures.
- Le second test que nous avons défini comprend deux critères; l'un en fonction de la commande appliquée, qu'on peut considérer comme un critère énergétique, l'autre en fonction de l'erreur statique des puissances. Cette comparaison est dite : comparaison quantitative.
- Le dernier test que nous avons effectué consiste à faire varier les paramètres de la machine utilisée, car, en réalité, ces derniers sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques tels que (la saturation des inductances, l'échauffement des résistances, etc.). Cette comparaison est dite : comparaison de robustesse.

V.2.1 COMPARAISON QUALITATIVE

V.2.1.1 POUR UNE VITESSE FIXE

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur le système. Les consignes des puissances active et réactive proposées sont données sous formes d'échelons alors que la machine est entraînée à vitesse fixe. Cet essai est réalisé dans les mêmes conditions à savoir:

- Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 tr/min .
- Introduction d'un échelon de puissance active de $P_{sref} = -3000W$ entre les instants: $t = 1s$ et $t = 3s$.
- Introduction d'un échelon positif de puissance réactive $Q_{sref} = 1000 \text{ VAR}$ entre les instants: $t = 2s$ et $t = 4s$.
- la période d'échantillonnage et le temps de simulation sont fixes.

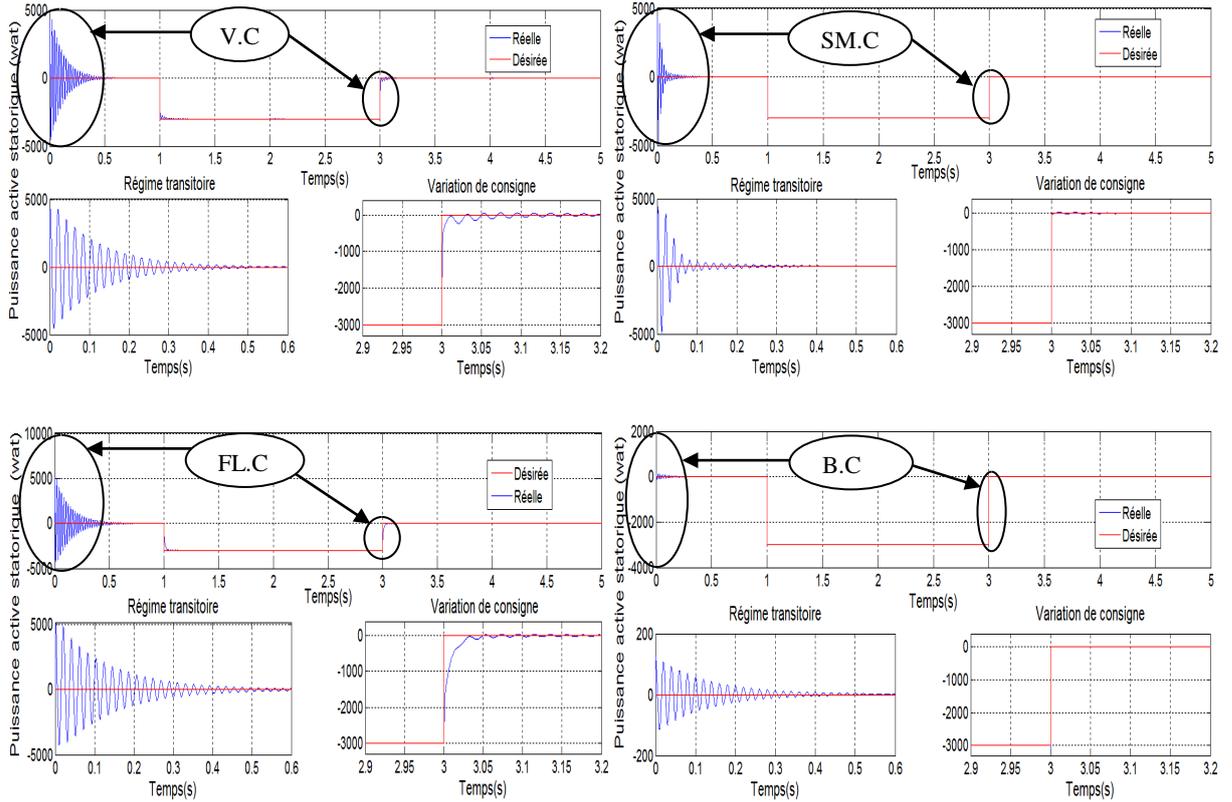


Figure V-1 : Puissance active statorique pour les quatre commandes avec un zoom.

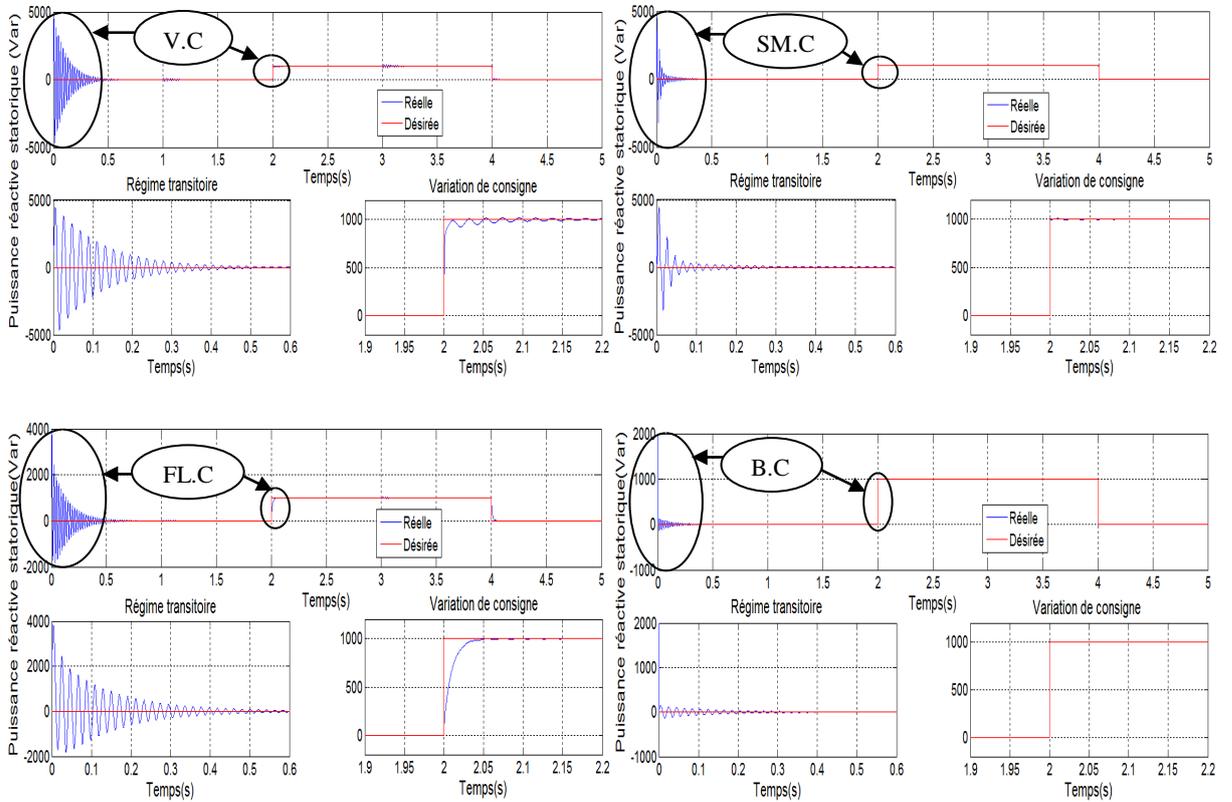


Figure V-2 : Puissance réactive statorique pour les quatre commandes avec un zoom.

Dans les figures précédentes, nous avons présenté une comparaison qualitative des résultats de simulation entre les différentes commandes proposés dans ce travail. On voit clairement l'évolution temporelle des résultats de simulation obtenus pour la variation des puissances générées avec une vitesse constante. Cela nous permet alors d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes : vectorielle (C.V), mode de glissement (C.M.G), par la logique floue (C.L.F), et par backstepping (C.B).

L'observation des résultats de simulation montre que les puissances active et réactive suivent leurs nouvelles références dans les quatre types de commandes; cependant, le temps de réponse, le dépassement et les oscillations des grandeurs réglées, ainsi que la convergence exponentielle des erreurs pour le régime transitoire et le changement des consignes sont différents. On remarque que les meilleures valeurs de ces derniers sont les valeurs obtenues lors de l'application de la commande par backstepping, qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes.

V.1.1.2 POUR UNE VITESSE VARIABLE

Dans le cas le plus pratique, la machine est couplée directement au réseau par le stator et pilotée par les grandeurs rotoriques à travers deux convertisseurs bidirectionnels MLI, et entraînée par une turbine à calage variable des pales. La consigne de la puissance active statorique est déterminée à partir de la puissance de la turbine, alors que la puissance réactive statorique est maintenue nulle pour garder le facteur de puissance unitaire du côté stator de la MADA. Le temps durant lequel les mesures ont été effectuées est de 50s.

Les perturbations induites par l'onduleur ne permettent pas de distinguer la différence entre les commandes développées dans le régime permanent; Cependant cette distinction est observable en régime transitoire, et où les résultats de simulation montrent que les grandeurs réglées convergent vers leurs valeurs de références dans les quatre types de commandes avec un temps de réponse et un dépassement différents. On constate une absence de dépassements importants et une convergence rapide vers sa valeur de référence (temps de réponse plus faible) dans le cas de la commande par backstepping.

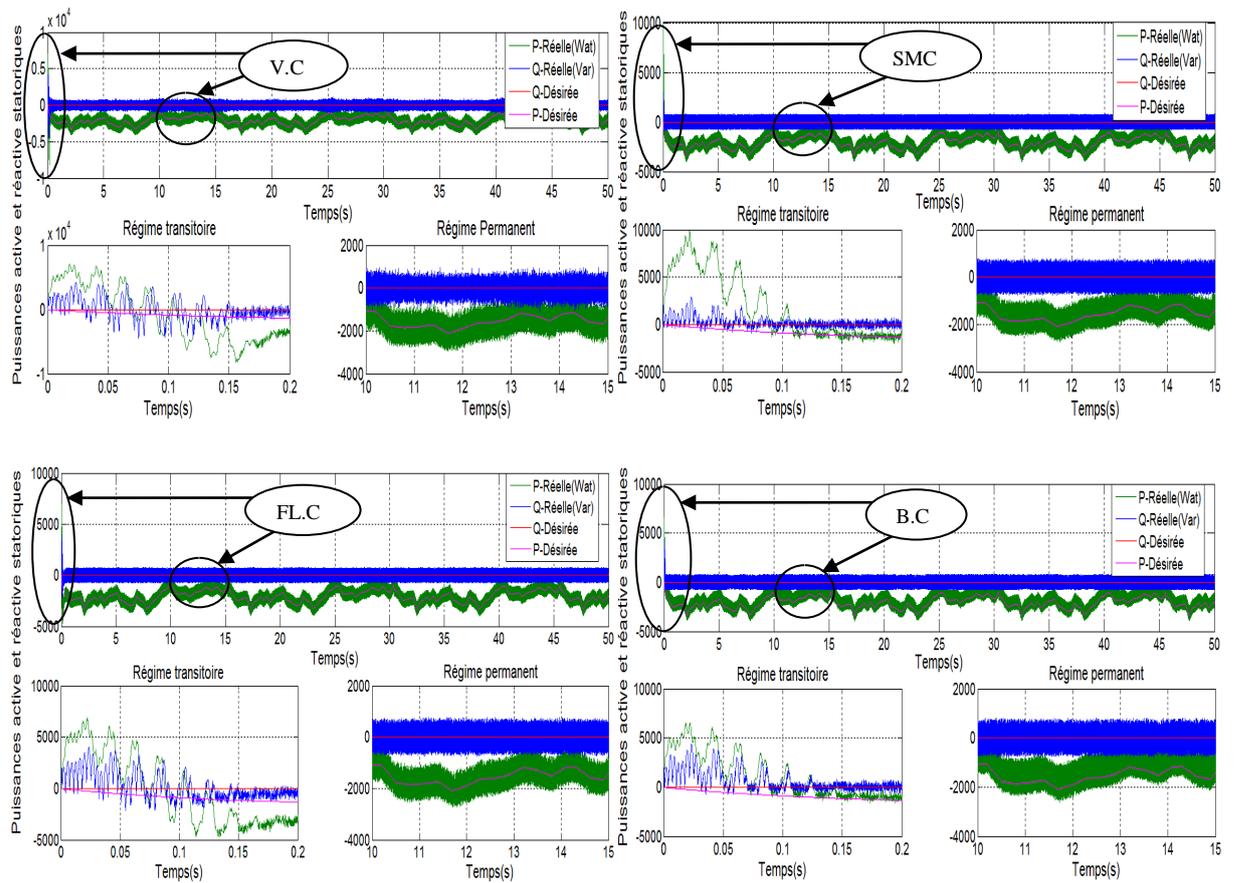


Figure V-3: Puissances active et réactive statoriques pour les quatre commandes avec un zoom.

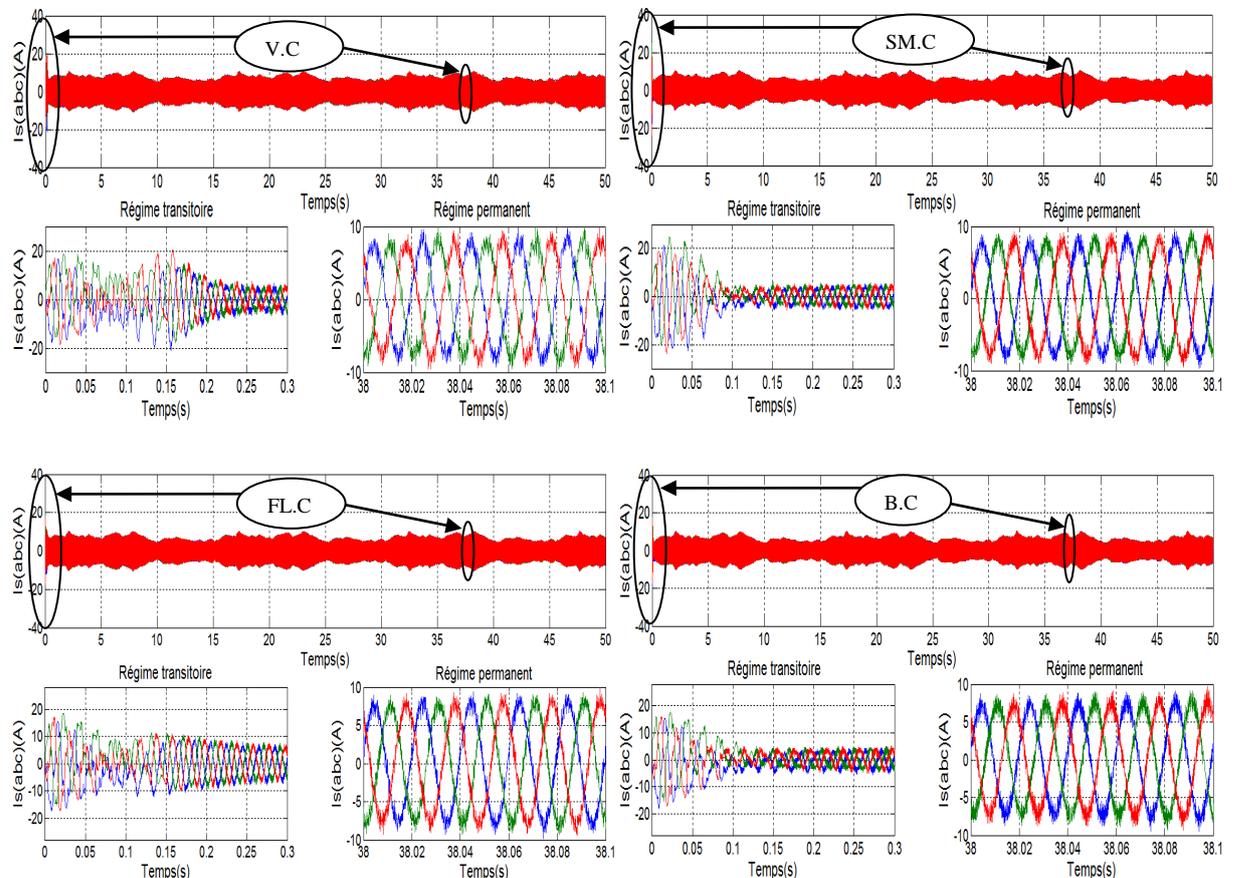


Figure V-4 : Composantes du courant statorique pour les quatre commandes avec un zoom.

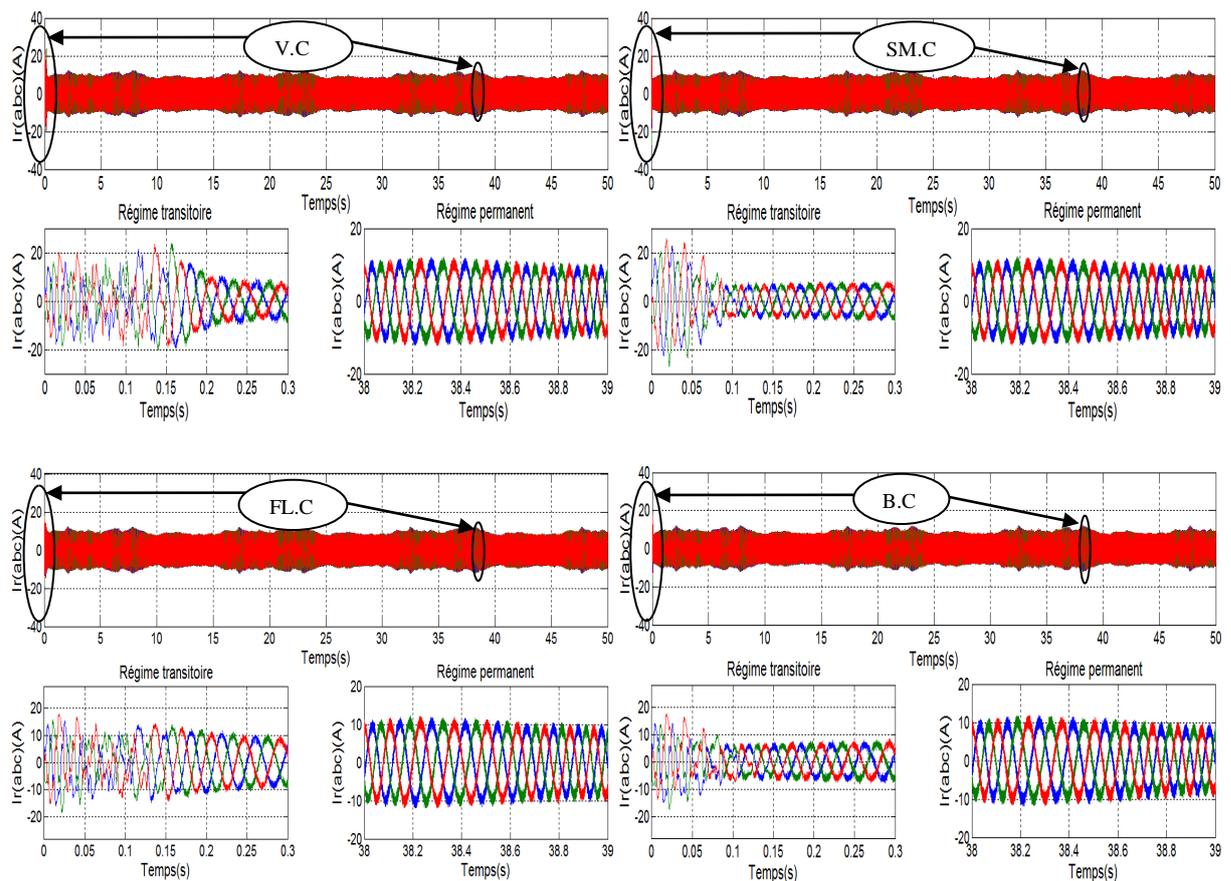


Figure V-5 : Composantes du courant rotorique pour les quatre commandes avec un zoom.

V.2.2 COMPARAISON QUANTITATIVE

Le deuxième test basé sur deux critères : énergétique J_1 et statique J_2 . Le premier est fonction de la commande appliquée, alors que le second est fonction de l'erreur résultante. Les résultats ont été obtenus dans les mêmes conditions. Les critères énergétique J_1 et celui de précision J_2 sont définis par :

$$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u) \quad (V. 1)$$

$$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e) \quad (V. 2)$$

Pour calculer les deux critères, les commandes et les erreurs des grandeurs commandées ont été utilisées. Les deux critères sont calculés pour un temps de simulation de 5s et des consignes des puissances égales à celles données dans les conditions de simulation.

Tableau. V-1: Étude comparative des commandes développées pour le système considéré.

G-C	Critère	Commandes développées pour le système considéré			
		Commande PI	Commande mode glissante	Commande floue	Commande backstepping
Puissance active	$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u)$	2.8944e+008	3.1350e+008	3.3360e+007	3.6406e+008
	$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e)$	4.0734e+005	1.2993e+004	5.0687e+004	569.4142
Puissance réactive	$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u)$	1.6288e+008	1.8100e+008	2.2705e+007	2.4210e+008
	$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e)$	7.6095e+006	7.3063e+004	7.6097e+005	420.2853

L'objectif visé dans cette partie est la comparaison des différentes lois de commandes quantitativement (en chiffres); pour mettre en évidence les performances de chacune d'elles. Les valeurs de l'erreur statique J_1 et celle de la commande nécessaire J_2 sont calculées dans l'intervalle de temps [0s 5s] pour toutes les commandes.

Les résultats de simulation présentés dans le tableau ci-dessus montrent clairement que la commande par la logique floue est la plus performante du point de vue minimisation du critère énergétique qui nous donne les valeurs les plus faibles de J_1 ($J_1 = 3.3360e+007$ pour la puissance active, et $J_1 = 2.2705e+007$ pour la puissance réactive), ensuite viennent respectivement les commandes vectorielle, le mode glissant et le backstepping.

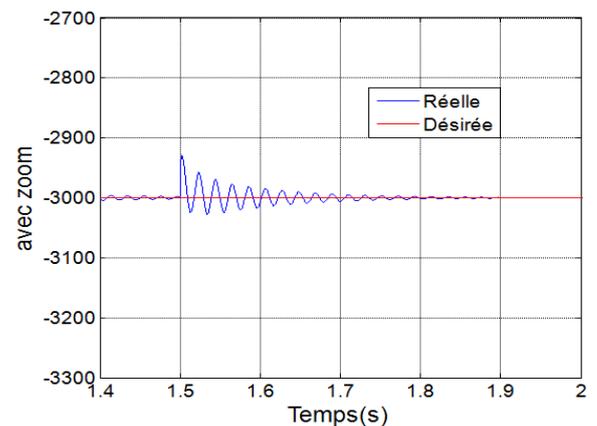
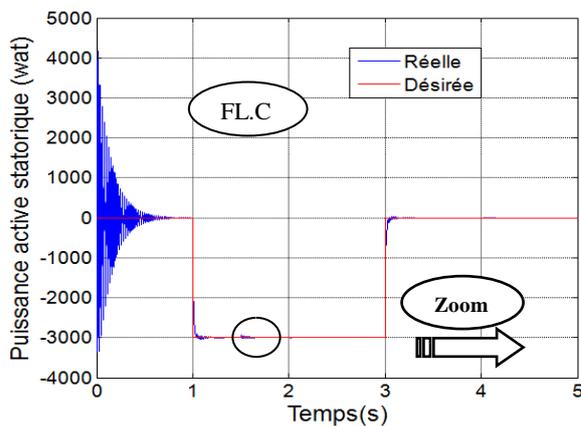
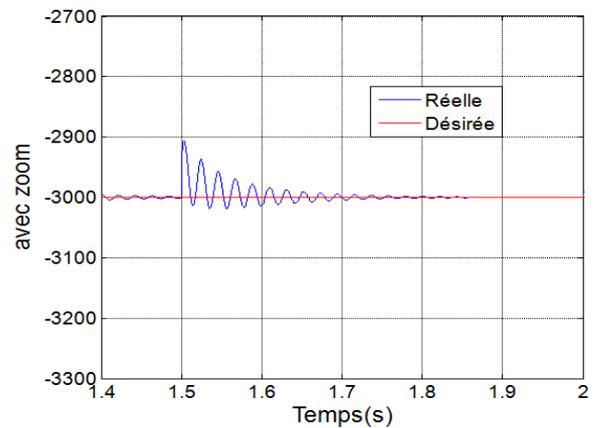
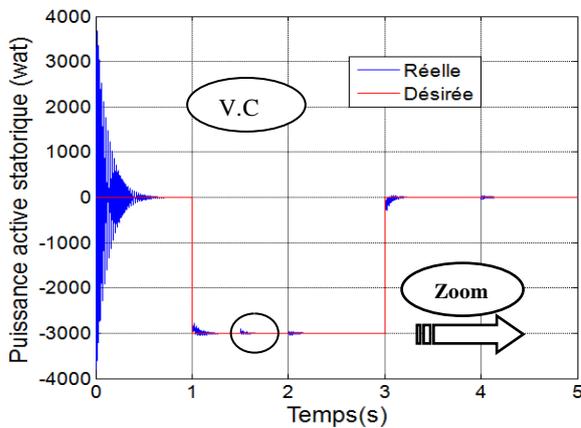
Cependant, concernant le second critère de précision, on remarque que c'est la commande par backstepping qui donne les valeurs les plus faibles de J_2 ($J_2 = 569.4142$ pour la puissance active, et $J_2 = 420.2853$ pour la puissance réactive); ensuite viennent respectivement les commandes par mode glissant, logique floue, et vectorielle.

A partir de ce qu'il a été observé précédemment, on peut dire que la commande par backstepping et la commande par la logique floue sont les plus performantes du point de vue minimisation des deux critères énergétique et statique de notre système.

V.2.3 COMPARAISON DE LA ROBUSTESSE

Le dernier test est basé sur l'essai de robustesse des commandes proposées où une étude de l'influence des variations paramétriques de la MADA sur les performances de celles-ci est menée. Sachant que dans un système réel, ces paramètres sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques (saturation des inductances, échauffement des résistances, etc ...). Dans cet essai, on a fait varier les paramètres suivants:

- Résistances R_s et R_r multipliées par 2.
- Inductances L_s , L_r , et M_{sr} , divisées par 2.
- machine entraînée à 1440 tr/min .
- On introduit un échelon de puissance active de $P_{sref} = -3000W$ entre les instants $t = 1s$ et $t = 3s$.
- On introduit un échelon positif de puissance réactive $Q_{sref} = 1000 VAR$ entre les instants $t = 2s$ et $t = 4s$.
- La variation des paramètres sera appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 3.5s$.



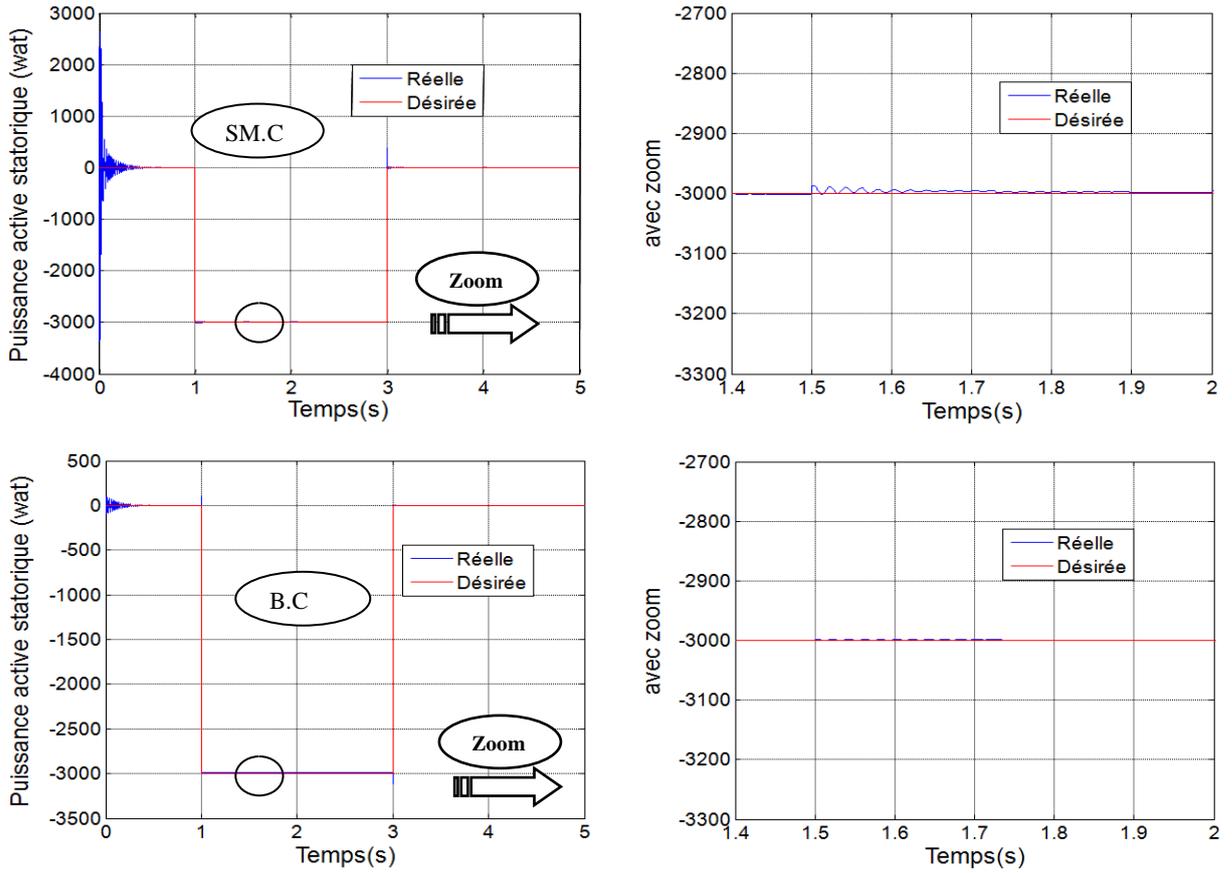
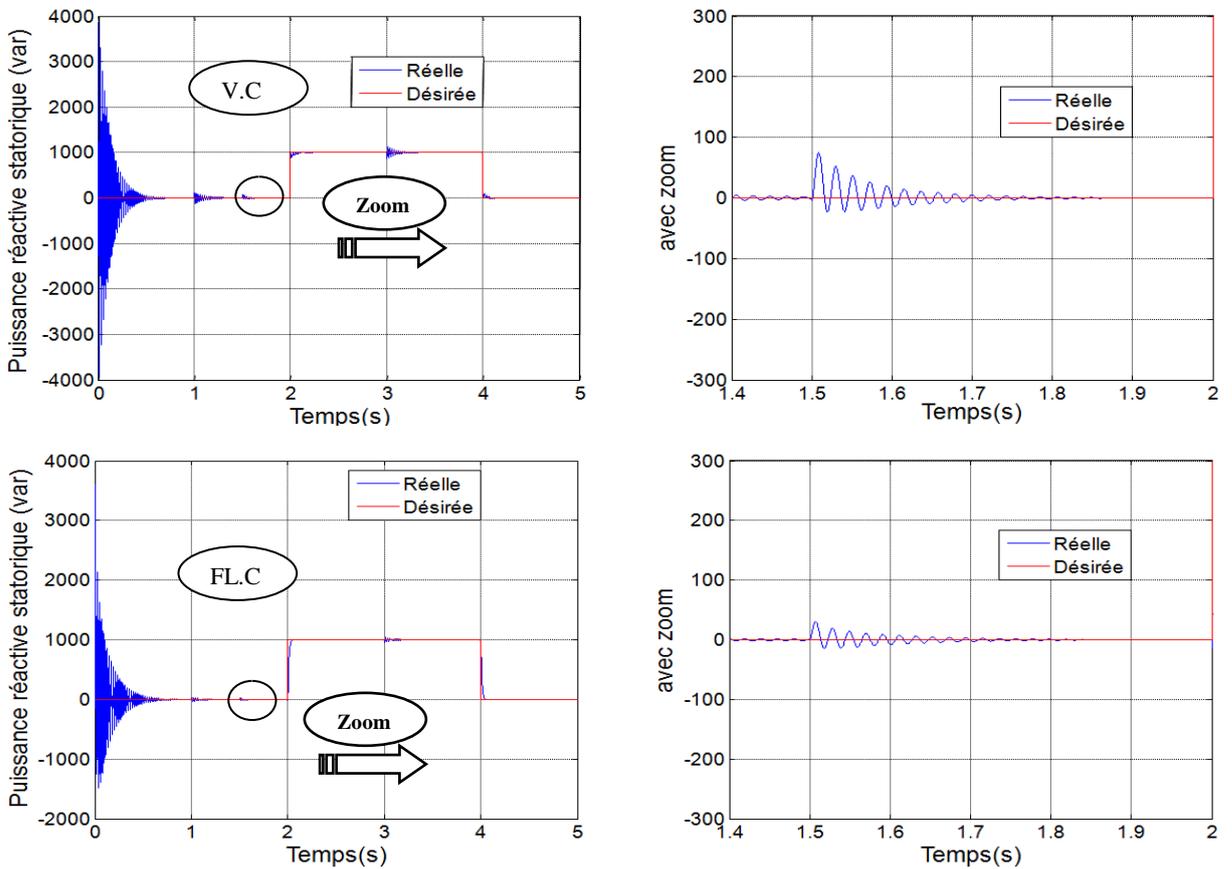


Figure V-6 : Puissance active statorique pour les quatre commandes avec zoom.



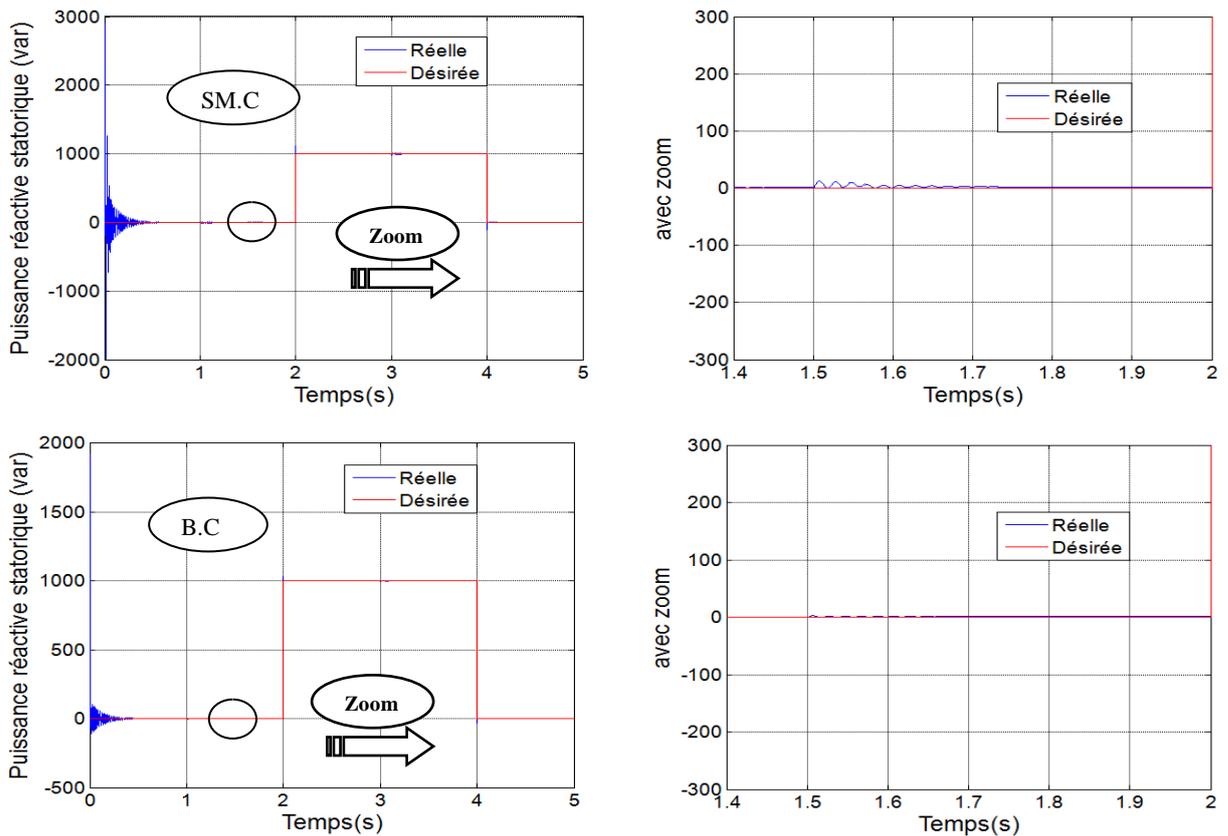


Figure V-7 : Puissance réactive statorique pour les quatre commandes avec zoom.

Dans cet essai, nous avons visualisé la forme des deux puissances active et réactive pour une durée de simulation $T_S = 5s$. Les quatre commandes proposées présentent une forte robustesse et assurent des bonnes performances même en présence des petites variations paramétriques avec des perturbations externes; cependant, la commande par backstepping se présente comme la meilleur commande ayant des allures des puissances presque lisses et un bon suivi des allures des consignes, suivi de la commande par le mode glissant qui a permis une minimisation des oscillations dues aux variations paramétriques de la machines, viennent ensuite respectivement la commande par la logique floue qui présente une ondulation supérieure à celle obtenue par le mode glissant, et la commande à base des régulateurs PI qui nous donne des ondulations remarquables par rapport aux autres commandes.

V.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative entre toutes les commandes appliquées sur le système. Pour ce faire, on a utilisé trois approches fondamentales qualitative, quantitative et robustesse. Les résultats obtenus montrent bien que la commande par backstepping est la commande la plus performante et la plus efficace sur le système de conversion d'énergie éolienne considéré par rapport aux autres commandes en présence et absence des variations paramétriques et externes.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le but de ce travail concerne l'étude, la modélisation et la commande d'un système de production d'énergie éolienne. Pour cela, une modélisation des différents composants de ce système a été menée. Ces modèles ont été utilisés pour l'élaboration de plusieurs techniques de commandes pour assurer un contrôle précis et continu des puissances statoriques générées tout en garantissant une stabilité, une rapidité de poursuite avec une erreur statique nul. Cela a permis d'obtenir un rendement élevé du système et une qualité de production optimale.

Dans le premier chapitre, nous avons entamé ce travail par un rappel sur l'énergie éolienne et les systèmes utilisées pour produire cette énergie, Puis, on a présenté une description générale de l'ensemble des éléments constituant du système choisi pour notre étude. Dans le deuxième chapitre, on a mené une modélisation globale de ses éléments en mode connecté au réseau, à savoir la machine asynchrone double alimentation entraînée par une turbine à calage variable pour la maximisation et la limitation de la puissance extraite, qui est pilotée par le rotor via un onduleur et un bus continu placé en aval de ce convertisseur, dont la liaison au réseau est réalisée par un redresseur MLI qui permet le contrôle de bus continu avec régulation de facteur de puissance côté réseau. Sur ce modèle global, on a appliqué deux techniques de commandes qui ont été détaillées dans le troisième chapitre pour contrôler indépendamment l'échange des puissances statoriques produites vers le réseau, l'une est la commande vectorielle où on a exprimé les grandeurs statoriques de la MADA en fonction des grandeurs rotoriques pour assurer le pilotage de la machine par le rotor, l'autre c'est la commande par le mode glissant, où nous avons présenté l'aspect théorique de cette commande pour l'appliquer en suite sur le système. Les résultats de simulations numériques obtenus pendant l'application de ces deux commandes sur le système montrent leurs efficacités.

Pour améliorer ces résultats, nous avons développés deux autres techniques de commandes qui ont été présentées dans le quatrième chapitre. En premier lieu, on a donné un rappel sur les notions de base de la théorie de la commande par la logique floue, puis on a appliqué cette commande sur la même structure de celle de la commande vectorielle avec un remplacement des régulateurs PI par des régulateurs flous. En deuxième lieu, on s'est intéressé à la commande par backstepping, où nous avons donné quelques définitions de cette technique, puis nous avons calculé à partir de deux étapes un algorithme de commande backstepping qu'on a appliqué sur le système. L'objectif de ces deux nouvelles techniques de commande est identique à celui des deux commandes précédentes; c'est à dire de contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la machine asynchrone découplée par orientation du flux. Les performances de ces deux dernières commandes ont été

CONCLUSION GÉNÉRALE

justifiées par la simulation. Enfin, nous avons fait une étude comparative entre les commandes proposées. Les résultats de cette étude ont affirmé ceux de la simulation de l'asservissement des puissances.

En résumé, ce modeste travail de recherche sur les systèmes de conversion d'énergie éolienne, nous a permis d'avancer ce qui suit:

- ❖ la possibilité de faire fonctionner l'éolienne comme un filtre actif parallèle, avec plusieurs structures : le filtrage actif par le convertisseur côté réseau et par le stator de la MADA.
- ❖ la possibilité de faire fonctionner l'éolienne comme correcteur de fréquence puisque c'est un compensateur de puissance active.
- ❖ Ce système possède un double avantage. Il permet de dépolluer le réseau des harmoniques indésirables, comme il peut contrôler indépendamment les puissances active et réactive.
- ❖ la possibilité de faire fonctionner l'éolienne comme une charge à facteur de puissance variable ou comme un dispositif commandable qui permet de réguler le réseau selon la consigne imposée par le gestionnaire du réseau.
- ❖ la structure utilisant la machine asynchrone à double alimentation présente un meilleur avantage en termes de production de puissances élevées, lorsqu'elle fonctionne à vitesse variable avec une réduction des dimensions des convertisseurs statiques.
- ❖ parmi les contrôleurs qui ont été étudiés et simulés dans ce travail, l'application du backstepping a montré de hautes performances et s'est avéré le plus adapté au type de système éolien choisi.

Suggestions et perspectives

Suite à cette étude, quelques suggestions et perspectives peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible à l'amélioration du fonctionnement du système considéré, à savoir:

- l'intégration éventuelle d'un système de stockage et l'optimisation technique et économique de la chaîne de conversion.
- l'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux dans une chaîne de conversion éolienne.
- l'étude des perturbations de la production d'énergie éolienne vis à vis du déséquilibre du réseau, des creux de tension et des fluctuations.
- l'établissement d'un modèle de la MADA tenant compte de la saturation magnétique.
- l'utilisation d'un algorithme de maximisation de la puissance captée par différentes techniques : logique floue, réseaux de neurones, mode glissant, etc...
- l'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposés
- l'utilisation des nouvelles techniques plus développées.

Publications Internationales :

- **R. ROUABHI**, A. DJERIOUI, « Control of the power generated by variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator » Journal of Electrical Engineering, Vol: 14 /2014-Edition:3, pp. 1-7.
- **R. ROUABHI**, R. ABDESSEMED, A. CHOUDER, A. DJERIOUI, « Power Quality Enhancement of Grid Connected Doubly-Fed Induction Generator Using Sliding Mode Control », International Review of Electrical Engineering, Vol: 10, N: 2, March-April 2015, pp. 266-276.
- **R. ROUABHI**, R. ABDESSEMED, A. CHOUDER, A. DJERIOUI, « Hybrid Backstepping Control of a Doubly Fed Wind Energy Induction Generator », the Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol: 11, N: 1, 2015, pp. 367-376.

Communication Internationales :

- **R. ROUABHI**, B. SAIT, « Comparative Study of the Control by Sliding Mode and the Vectorial Control of a Variable Speed Wind Energy a Based DFIG » 7th International Conference - Batna 2012.
- **R. ROUABHI**, R. ABESSEMED, « Sliding Mode Control of Active and Reactive Power for Doubly-Fed Induction Generator » The first International Conference on Power Electronics and their Applications-Djelfa 2013.
- **R. ROUABHI**, R. ABESSEMED, « Vector control strategy for variable speed wind turbine» The first International Conference on Power Electronics and their Applications-Djelfa 2013.
- **R. ROUABHI**, R. ABESSEMED, « Control of the power generated by variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator » International Conference on Electrical Engineering-Bechar 2013.
- **R. ROUABHI**, R. ABESSEMED, « Sliding Mode Control Strategy for a variable speed wind energy conversion system » International Conference on Electrical Engineering-Bechar 2013.

BIBLIOGRAPHIE

- [ABD 14] S.Abdeddaim, A.Betka, S Drid, M Becherif, « *Implementation of MRAC controller of a DFIG based variable speed grid connected wind turbine* ». *Energy Convers Manage.* 79 (2014), pp. 281–288.
- [ABD 13] S. Abdeddaim, A. Betka, « *Optimal tracking and robust power control of the DFIG wind turbine* ». *Int J Electr Power Energy Syst* 2013; 49(01), pp.: 234–242.
- [ABD 12] L. Abdelhamid, « *Contribution à l'Amélioration des Performances des Générateurs Eoliens - Evaluation de l'Impact des Energies Renouvelables sur l'Environnement* ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 26 Avril 2012.
- [ABD 07] A. Abdelli, « *Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive* ». L'institut national polytechnique de Toulouse, 2007.
- [ABU 08]. N. Abu-tabak, « *Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : modélisation, commande, observation et simulation* ». Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon 2008.
- [ADH 13] Nabanita Adhikary, Chitralekha Mahanta, « *Integral backstepping sliding mode control for underactuated systems: Swing-up and stabilization of the Cart–Pendulum System* ». *ISA Transactions*, Vol. 52, 2013, pp. 870-880.
- [AGU 10] D. Aguglia, « *Conception globale des générateurs asynchrones à double alimentation pour éoliennes* ». Thèse doctorat, Université Laval Québec, 2010.
- [AMI 10] Amimeur H, Abdessemed R, Aouzellag D, Merabet E, Hamoudi F. A, « *sliding mode control associated to the field-oriented control of dual-stator induction motor drives* ». *J Electr Eng* 2010; 10(3) [Art. 2]
- [AMI 12] Amimeur H, Aouzellag D, Abdessemed R, Ghedamsi K, « *Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems* ». *Int J Electr Power Energy Syst* 12; 42(01), pp: 60–70.
- [AMI 12] H. Amimeur, « *Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile* ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, 27/06/2012.
- [ASU 13] Abdullah Asuhaimi B.Mohd Zin, Mahmoud Pesaran H.A, Azhar B, Khairuddin, Leila Jahanshaloo, Omid Shariati, « *An overview on doubly fed induction generators' controls and contributions to wind based electricity generation* ». *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 27(20), pp. 692–708.
- [AOU 09] D. Aouzellag, K. Ghedamsi, E.M. Berkouk, « *Network power flux control of a wind generator* ». *Renewable Energy*, Volume 34, Issue 3, pp 615- 622, Elsevier 2009.
- [BEL 14] K. Belmokhtar, M.L. Doumbia , K. Agbossou, « *Novel fuzzy logic based sensorless maximum power point tracking strategy for wind turbine systems driven DFIG (doubly-fed induction generator)* ». *Energy*, Vol. 76, 2012, pp. 679-693.
- [BEL 12] Brice Beltran, Mohamed El Hachemi Benbouzid, Senior Member, IEEE, and Tarek Ahmed-Ali, « *Second-Order Sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Generator Driven Wind Turbine* ». *IEEE Trans. Energy Convers.* vol. 27, no. 2, pp. 261–269, Jun. 2012.

- [BEL 09] Endusa Billy Muhando, Member, IEEE, Tomonobu Senjyu, Senior Member, IEEE, « *LQG Design for Megawatt-Class WECS With DFIG Based on Functional Models' Fidelity Prerequisites* ». IEEE transactions on énergie conversion, vol. 24, no. 4, december 2009.
- [BEN 00] A. Benaskeur, « *Aspects de l'application du Backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes nonlinéaires* ». Thèse Doctorat, Université du Laval, février 2000.
- [BEN 13] A. BENLAMOUDI, « *Contribution a la commande de la génératrice asynchrone a cage entraînée par une turbine éolienne* ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 1 Juillet 2013.
- [DEN 10] A. Dendouga, « *Contrôle des puissances active et réactive de la machine a double alimentation (DFIM)* ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 10/02/2010.
- [BIA 07] F.D. Bianchi, H. De Battista, R.J. Mantz, « *Wind turbine control Systems, principles, Modelling and Gain Scheduling Design* ». Springer 2007.
- [BOU 14] F. Boumaraf, « *Commande D'un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle* ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 24 Juin 2014.
- [BOU 07] T. Bouaouiche, « *Commande à Structure Variable et Etude de l'Intégration d'Eolienne à base de Machine Asynchrone à Double Alimentation sur le Réseau Electrique* ». Thèse doctorat, Au Centre de Recherches et de Transfert de Technologie de Saint-Nazaire, Le 7 Mai 2007.
- [BOU 15] A. Bouguerra, « *Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical* ». Thèse doctorat, Université de m'sila 2015.
- [BOU 06] B. Boukhezzar, H. Siguerdidjane, M. M. Hand, « *Nonlinear control of variable-speed wind turbines for generator torque limiting and power optimization* ». Journal of Solar Energy Engineering. Vol. 128, pp 516-530, ASME 2006.
- [BOUL 09] A. Boulkroune, « *Commande Floue Adaptative Avec Et Sans Observateur Des Systemes Non Lineaires Incertains* ». Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2009 Alger.
- [BOUK 06] B. Boukhezzar, « *Sur les stratégies de commande pour l'optimisation et la régulation de puissance des éoliennes a vitesse variable* ». Thèse de doctorat, université paris XI 2006.
- [BOUR 15] S. Bourdim, « *Contribution au diagnostic des générateurs utilisés dans les systèmes éoliens* ». Thèse de doctorat, université de Batna, le 14/06/2015.
- [BOU 08] O. Bouhali, « *Contribution des convertisseurs multi niveaux au raccordement d'origine éolienne sur un réseau électrique* ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger 2008.
- [BOY 06] A. Boyette, « *Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne* ». Thèse doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 2006.
- [BUR 01] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins, E. Bossanyi, « *Wind energy handbook* ». John Wiley & Sons 2001.
- [BOL 06] I. Boldea, « *Variable speed generators* ». Taylor & Francis 2006.

- [CAR 13] Roberto Cardenas, Ruben Pena, Patrick Wheeler, Jon Clare, Andres Munoz, Alvaro Sureda, « *Control of a wind generation system based on a Brushless Doubly-Fed Induction Generator fed by a matrix converter* ». Electrical Power and Energy Systems, Vol. 103, October 2013, pp. 49-60.
- [CAS 10] M. CASTRO, « *Analyse des modes chaotiques dans un moteur linéaire a reluctance variable en vue du contrôle* ». Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Sciences, Technologies, Sante 2010.
- [CHE 14] S. Chekkal*, N. Aouzellag Lahaçani, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, « *Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator* ». Electrical Power and Energy Systems, Vol. 54, 2014, pp. 166-175.
- [CHE 98] O. e-Mun, « *Dynamic simulation of electric machinery using matlab/Simulink* ». Printice hall, 1998.
- [COU 08] V. COURTECUISSSE, « *Supervision d'une centrale multisources à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au réseau électrique* ». Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, le 20 novembre 2008.
- [DAO 13] Jeng-Dao Lee, Member, IEEE, Suiyang Khoo and Zhi-Bin Wang, « *Backstepping-based Current and Voltage Control Strategy for Maglev Position Device* ». 2013 IEEE, pp. 3341-3346.
- [DEC 88] R.A. Decarlo, S.H. Zak, G.P. Matthews, « *Variable structure control of nonlinear multivariable systems* ». Proceedings of the IEEE, 76(3), 1988, pp. 212-232.
- [DID 06] J.DIDAT, « *Etude de l'association des convertisseurs de puissance dans une chaîne éolienne de petite puissance* ». Thèse doctorat, l'Université Montpellier II, le 30 novembre 2006.
- [DRI 05] S.DRID, « *Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : Théorie et Expérimentation* ». Thèse doctorat, l'Université de Batna, Algérie 2005.
- [DUR 14] E. DURAFFOURG, « *Commande non linéaire en présence de modes souples Applications aérospatiales* ». Thèse doctorat, l'Université de Toulouse, le jeudi 11 décembre 2014.
- [ELA 04] S. EL AIMANI, « *Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension* ». Thèse de doctorat, École Centrale De Lille 2004.
- [ELT 08] Y. EL TOUS, « *Pitch angle control of variable speed wind turbine* ». American J. of Engineering and Applied Sciences 1 (2), pp 118-120, 2008.
- [EPS 09] G. ESPANA, « *Étude expérimentale du sillage lointain des éoliennes à axe horizontal au moyen d'une modélisation simplifiée en couche limite atmosphérique* ». Thèse de doctorat, Université D'orléans, 18 Décembre 2009.
- [ERR 12] Errami, Y.; Maaroufi, M.; Ouassaid, M, « *Variable Structure Direct Torque Control and grid connected for wind energy conversion system based on the PMSG* ». Complex Systems (ICCS), 2012 International Conference on, vol., no., pp.1,6, 5-6 Nov. 2012.
- [FAR 14] Mohammad Farshadnia, Seyed Abbas Taher, « *Current-based direct power control of a DFIG under unbalanced grid voltage* ». Electr Power Energy and Syst, Vol. 62, November 2014, pp.571-582.

- [FEN 12] Yong Feng; Bing Chen; Xinghuo Yu; Yongmin Yang, « *Terminal sliding mode control of induction generator for wind energy conversion systems* ». IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , vol., no., pp.4741,4746, 25-28 Oct. 2012.
- [GAL 09] V. Galdi, A. Piccolo, P. Siano *, « *Exploiting maximum energy from variable speed wind power generation systems by using an adaptive Takagi–Sugeno–Kang fuzzy model* ». Energy Conversion and Management, vol : 50 (2009), PP. 413–421.
- [GHE 08] K. Ghedamsi, E.M. Berkouk, « *Control of wind generator associated to a flywheel energy storage system* ». Renewable Energy, Vol 33, Issue 9, Elsevier (2008), pp 2145-2156.
- [GWEC 15] Global Wind Energy Council, « *Global Wind Report Annual Market Update 2015* ».
- [HAC 12] Fatma Hachicha, Lotfi Krichen, « *Rotor power control in doubly fed induction generator wind turbine under grid faults* ». Energy, Vol. 44, Issue. 1, August 2012, pp. 853-861.
- [HAC 11] F. Hachicha, L. Krichen, « *Performance Analysis Of A Wind Energy Conversion System Based On A DFIG* ». 8th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices. 2011 IEEE.
- [HAM 13] S. Hamecha, « *Etude et commande d'une Eolienne à base d'une Machine Synchrone à aimants Permanents* ». Thèse doctorat, Université de Tizi-Ouzou, Alger, Le 13 Juin 2013.
- [HAM 13] N. Hamdi, « *Amélioration des performances des aérogénérateurs* ». Thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, Alger, Le 03/ 07/ 2013.
- [HAM 11] I.Hamzaoui1, F.Bouchafaa1, A.Talha1, A. Boukhelifa1, « *Fuzzy Logic Control for a Speed of a flywheel energy storage system associated the wind Generator* ». 8-10/11/11 İstanbul-Turkey. IEEE, pp.537-543.
- [HAN 12] Hany M. Hasanien, S.M. Mueeen, « *Speed control of grid connected switched reluctance generator driven by variable speed wind turbine using adaptive neural network controller* ». Electrical Power and Energy Systems, Vol. 84, March 2012, pp. 206-213.
- [HME 13] hmed M. Kassem , Khaled M. Hasaneen , Ali M. Yousef , « *Dynamic modeling and robust power control of DFIG driven by wind turbine at infinite grid. Electrical Power and Energy Systems* ». 44 (2013).pp: 375–382.
- [JAD 13] H.T. Jadhav, Ranjit Roy, « *A comprehensive review on the grid integration of doubly fed induction generator* ». Int J Electr Power Energy Syst, Vol. 49, No. 1, july 2013, pp. 8–18.
- [KAI 12] D. Kairous, R. Wamkeue. « *DFIG-based fuzzy sliding-mode control of WECS with flywheel energy storage* ». Electric Power Systems Research 93 (2012), pp. 16– 23.
- [KAI 13] D.Kairous, « *Modélisation, Simulation et Commande d'un Système Éolien à Machine Asynchrone à Double Alimentation* ». Thèse doctorat, l'Université d'Oran, Algérie 2013.
- [KAS 13] Ahmed M. Kassem, Khaled M. Hasaneen , Ali M. Yousef , « *Dynamic modeling and robust power control of DFIG driven by wind turbine at infinite grid* ». Electr Power and Energy Syst 44 (2013).pp: 375–382.
- [KEN 12] F. KENDOULI, « *Centrale éolienne et qualité de énergies électrique* ». Thèse doctorat, À l'Université Mentouri de Constantine 2012.

- [KHA 96] H. Khalil, « *Nonlinear systems* ». Edition Printence Hall, 1996.
- [KHE 11] N. Khezami, « *Commande multimodèle optimale des éoliennes : Application à la participation des éoliennes au réglage de la fréquence* ». Thèse de Doctorat, l'école centrale de Lille 2011.
- [KHA] F. Khatounian', E. Monmasson, F. Berthereau, E. Delaleau, J.P. Louis, « *Control of a Doubly Fed Induction Generator for Aircraft Application* ». Univerité de Cergy, France.
- [KHO 06] Sejir KHOJET EL KHIL, « *Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA)* ». Thèse doctorat, L'institut National Polytechnique de Toulouse 2006.
- [LAB 05] S. Labiod, « *Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires* ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 29 Janvier 2005 Algérie.
- [LAV 05] N. Laverdure, « *Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires* ». Thèse doctorat, Institut National Polytechnique De Grenoble 2005.
- [LIA 92] Y. Liao, T.A. Lipo, « *A New Doubly-Salient Permanent Magnet Motor For Adjustable Speed Drives* ». SPEEDAM Conf. (Positano, Italy), May 19-21, 1992, pp. 415-420.
- [LIA 95] Y. Liao, F. Liang, T.A. Lipo, « *A Novel Permanent Magnet Motor with Doubly Salient Structure* », IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 31, NO.5, September/October 1995.
- [LOP 08] M. Lopez, « *Contribution a l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée* ». Thèse doctorat, Université Paris Sud - Paris XI, 2008.
- [LOU 10] L. Louze, « *Production décentralisée de l'énergie électrique : Modélisation et contrôle d'une génératrice asynchrone auto excitée* ». Thèse de doctorat D'université mentouri - Constantine. 08/07/2010.
- [LOU 13] M. Loucif, A. Boumediene and A. Mechernene, « *Backstepping Control of Double Fed Induction Generator Driven by Wind Turbine* ». Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, October 29-31, 2013IEEE.
- [LOU]. J.-P. Louis, C. Bergmann, « *Commande numérique, régimes intermédiaires et transitoires* ». Techniques d'ingénieur D 3 643.
- [MAY 14] M. MAYOUF, « *étude comparative des architectures et stratégies de contrôle d'un aérogénérateur synchrone a aimants permanents* ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 20 Avril 2014.
- [MES 13] T. Mesbahi, T. Ghennam, E.M. Berkouk. A, « *Doubly Fed Induction Generator for Wind Stand-Alone Power Applications (Simulation and Experimental Validation)* ». 978-1-4673-0142-8/12/\$26.00 ©, pp. 2028-2033, 2012 IEEE.
- [MER 08] N. K. Merzouk, « *Quel avenir pour l'Energie Eolienne en Algérie* », Bulletin des Energies Renouvelables N°14, CDER, 12/2008.
- [MIH 12] Y. Mihoub, « *Commande floue adaptative de la machine asynchrone* ». Thèse Doctorat, Universite Mohamed Boudiaf d'oran, 08 février 2012.
- [MIR 05] A. MIRCKI, « *Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance* ». Thèse de doctorat De L'Institut national polytechnique de Toulouse.04/2005.

- [MOH 11] M.Mohamed Moustafa EZZAT, « *Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents* ». Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Nantes. 17 Mai 2011.
- [MOK 14] S. Mokrane, « *Modélisation et commande d'un aérogénérateur à machine asynchrone à double alimentation en vue de simulation des problèmes de cogénération* ». Mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, Université du Québec en Abitibi-Témiscaminque, Aout 2014.
- [MOK 10] S. Mokeddem, « *Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base D'Algorithmes Génétiques* ». Thèse Doctorat, Université ferhat abbas de setif, 11 juillet 2010.
- [MOL 08] M. G. Molina, P. E. Mercado, « *A new control strategy of variable speed win turbine generator for three-phase grid-connected applications* ». Power Systems Conference and Exposition, vol.2, pp 759 – 764, IEEE 2008.
- [MON 12] P. Monjean, « *Optimisation de l'architecture et des flux énergétiques de centrales à énergies renouvelables offshore et on shore équipées de liaisons en continu* ». Thèse de Doctorat, l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers 2012.
- [MOR 05] L. Moreau, « *Modélisation, Conception et Commande de GRV* ». Thèse Doctorat, Univ. Nantes, 9 /12/05.
- [MOT 14] M. Motevasel, A. R. Seifi, « *Expert energy management of a micro-grid considering wind energy uncertainty* ». Energy Conversion and Management, Vol. 83, July 2014, pp. 58-72.
- [MUL 08] B. Multon, Equipe SETE, « *Energies. Energie électrique : les enjeux* ». Ecole Normale Supérieure de Cachan.11/2008.
- [MUL 06] B. Multon, X. Roboam, B. Dkyo, C. Nichita, O.Gergaud, H.Ben ahmed, « *Aérogénérateurs électriques* ». L'Université de Paris 6, Universités à l'Antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan/SATIE.
- [MUL 04] B. Multon, « *Moteurs Pas-a-Pas* ». E. N.S. Cachan, mai 2004, ISBN : 2-909968-64-2.
- [MUL 93] B. Multon, « *Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées* ». Journées ELT club EEA, Belfort 25-26 Mars 1993.
- [MUN 08]. I. Munteanu, A. I. Bratcu, N.A Cutululis, E. Ceangă, « *Optimal control of wind energy systems* ». Springer 2008.
- [NIC 00] L. Nicolas pacquin, « *Application du backstepping à une colonne de flottation* ». Mémoire présenté à la Faculté des études supérieures de l'université Laval pour l'obtention du grade de maître ès sciences (MSc.) 2000.
- [PET 03] T. Petru, « *Modeling of Wind Turbines for Power System Studies* ». Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden 2003.
- [PEN 10] Le-peng Song, Hui Li, « *Simulation for Strategy of Maximal Wind Energy Capture of Doubly Fed Induction Generators* ». 2010 Sixth International Conference on Natural Computation (ICNC 2010) IEEE.
- [POI 03] F. Poitiers, « *Etude et commande des génératrices asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome et machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau* ». Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Nantes. 12/2003.

- [RED 10] R. Redjem, « *Modélisation et Optimisation d'une Structure de Machine à Réductance Variable Dédicée aux Energies Renouvelables* ». Thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, Alger, Le 08/ 07/ 2010.
- [REK 13] R. Abdelli, D. Rekioua, T. Rekioua, A. Tounzi, « *Improved direct torque control of an induction generator used in a wind conversion system connected to the grid* ». ISA Transactions 52(2013).pp:525–538.
- [RIO 93] P.Rioual, H. Pouliquen, J-P. Louis, « *Control of a PWM rectifier in the unbalanced state by robust voltage regulation* ». The European Power Electronics Association, N°13-169, 1993.
- [ROG 04] V. Rogez, « *Modélisation simplifiée de sources de production décentralisée pour des études de dynamique des réseaux. Application à l'intégration d'une production éolienne dans un réseau de distribution insulaire* ». Thèse de Doctorat, Université D'Artois 2004.
- [ROU 14] R. Rouabhi, A. Djerioui, « *Control of the power generated by variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator* ». Journal of Electrical Engineering, Vol: 14 /2014-Edition:3, pp. 1-7.
- [ROU 15] R. Rouabhi, , R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui, « *Power Quality Enhancement of Grid Connected Doubly-Fed Induction Generator Using Sliding Mode Control* ». International Review of Electrical Engineering, Vol: 10, N: 2, March-April 2015, pp. 266-276.
- [ROUA 15] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui, « *Hybrid Backstepping Control of a Doubly Fed Wind Energy Induction Generator* ». The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol: 11, N: 1, January 2015, pp. 367-376.
- [OUA 09] H. Ouakka, «*Contribution à l'Identification et la Commande Floue d'une Classe de Systèmes Non Linéaires* ». Université side Mohamed Ben Abdullah. Le 27/06/2009.
- [OUA 14] K. Ouari ^a, T. Rekioua ^{a,*}, M.Ouhrouche ^b, « *Real time simulation of nonlinear generalized predictive control for wind energy conversion system with nonlinear observer* ». ISA Transactions, Vol. 53, 2014, pp.76-84.
- [OUA 09] A. El Ougli, « *Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs* ». Université side Mohamed Ben Abdullah. Le 23/05/2009.
- [OUR 12] A.Ourici, « *Double flux orientation control for a doubly fed induction machine* ». Electrical Power and Energy Systems 43 (2012) 617–620.
- [SAL 07] G. SALLOUM, « *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation* ». Thèse doctorat, L'institut National Polytechnique de Toulouse 2007.
- [ŞEH 10] Erdal ŞEHİRLİ*, Meral ALTINAY**, «*Simulation of Three – Phase Voltage Source Pulse Width Modulated (PWM) LCL Filtered Rectifier Based on Input – Output Linearization Nonlinear Control* ». 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2010, pp. 564-569.
- [SEG 06] G. Seguiet, F. Notelet, « *Electrotechnique industrielle* ». Edition Lavoisier, 2006.
- [SHA 10] M.Sharma, A.Verma, « *Adaptive Tracking Control for a Class of Uncertain Non-Affine Delayed Systems Subjected to Input Constraints using Self Recurrent Wavelet Neural Network* ». Proc IEEE Conf. on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing, Kottayam, 16-17 October 2010, pp.60-65.
- [SLO 91] J.J.E. Slotine, and W. Li « *Applied nonlinear control* ». Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.

- [SON 14] Z. Song, Kaibiao Sun, « *Adaptive backstepping sliding mode control with fuzzy monitoring strategy for a kind of mechanical system* ». ISA Transactions, Vol. 53, Issue. 1, January 2014, pp. 125-133.
- [SOU14] Y. Soufi ^{a,*}, T. Bahi ^b, S. Lekhchine ^b, D. Dib ^a, « *Performance analysis of DFIM fed by matrix converter and multi level inverter* ». Energy Convers Manage. 72 (2013) 187–193.
- [TAI 13] N. Taib, B. Metidji, T. Rekioua, « *Performance and efficiency control enhancement of wind power generation system based on DFIG using three-level sparse matrix converter* ». Electrical Power and Energy Systems, Vol. 53, 2013, pp. 287-296.
- [TAL 14] N.Talbi, « *Conception des Systèmes d'Inférence Floue par des Approches Hybrides : Application pour la Commande et la Modélisation des Systèmes Nonlinéaires* ».Thèse de doctorat, Univ de Constantine 2014.
- [TRA 12] R. Trabelsi, A. Khedher, M. F. Mimouni, F. M'sahli, « *Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer* ». Electric Power Systems Research, Vol. 93, Dec 2012, pp.1-15.
- [UTK 92] V.I. Utkin, « *Sliding modes in control optimization* », Communication and control Engineering Seriesn, Springer-Verlag, 1992.
- [VAL 10] Fernando Valenciaga, « *Second order sliding power control for a variable speed-constant frequency energy conversion system* ». Energy Conversion and Manage, Vol. 51, 2010, pp.3000-3008.
- [VEL 14] R. Velik, P. Nicolay, « *A cognitive decision agent architecture for optimal energy management of microgrids* ». Energy Conversion and Management, Vol. 8, 2014, pp. 831-847.
- [VID 04] Paul-Etienne VIDAL, « *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation* ». Thèse doctorat, L'institut National Polytechnique de Toulouse 2004.
- [WAN 12] Y. WANG, « *Evaluation de la Performance des Réglages de Fréquence des Eoliennes à l'Echelle du Système Electrique : Application à un Cas Insulaire* ». Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille. 20 -11- 2012.
- [WAN 08] S. Wen, F. Wang, « *Sensorless Direct Torque Control of High Speed PMSM Based on Variable Structure Sliding Mode* ». Proceedings of Electrical Machines and Systems, ICEMS-IEEE, International Conference on, pp. 995 – 998. 2008.
- [XIA 08] Xiaohong Wang; Jinming Yang; Xianyong Zhang; Jie Wu, « *Sliding Mode Control of Active and Reactive Power for Brushless Doubly-Fed Machine Computing, Communication, Control, and Management* ». 2008. CCCM '08. ISECS International Colloquium on, vol.2, no., pp.294,298, 3-4 Aug. 2008.
- [YON 11] Yongchang Zhang, Jianguo Zhu, Jiefeng Hu. « *Model predictive direct torque control for grid Synchronization of Doubly Fed Induction Generator* ». Proceedings of the 2011 IEEE. International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC) 15-18 May 2011 Niagara Falls, pp. 765 –770.
- [ZAR 11] N. Zargari, By B. Wu, Y. Lang, and S. Kouro, « *Power conversion and control of wind energy systems* ». © 2011 the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Published 2011 by John Wiley & Sons, Inc.
- [ZEG 14]. S. ZEGHLACHE, « *Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical* ». Thèse de Doctorat, université de m'sila 2014.

ANNEXES

Annexe A

1- Les paramètres de la machine à induction double alimentée:

Valeurs nominales :

<i>Puissance nominale :</i>	$P_n = 4KW.$
<i>Tension nominale :</i>	$v/U = 220/380V - 50Hz.$
<i>Courant nominale :</i>	$i/I = 15/8.6A .$
<i>La vitesse nominale :</i>	$\Omega n = 1440 \text{ tr/min} .$
<i>Nombre de paires de pôles :</i>	$P = 2 .$

Paramètre :

<i>Résistance du stator:</i>	$R_s = 1.2\Omega .$
<i>Résistance du rotor:</i>	$R_r = 1.8 \Omega .$
<i>Inductance stator :</i>	$L_s = 0.1554H.$
<i>Inductance du rotor:</i>	$L_r = 0.1568H.$
<i>Inductance Mutuelle :</i>	$M = 0.15H.$

Constantes mécaniques :

<i>Moment d'inertie:</i>	$J = 0.2 \text{ Kg.m}^2.$
<i>Coefficient de frottement:</i>	$f = 0.001N.m.s/rd.$

2- Les paramètres de la turbine éolienne utilisée :

<i>Nombre de pale:</i>	$N_p = 3.$
<i>Diamètre d'une pale :</i>	$R_T = 3m.$
<i>Gain du multiplicateur :</i>	$G = 5.4.$
<i>Inertie:</i>	$J = 315 \text{ Kg.m}^2.$
<i>Coefficient:</i>	$f = 0.0024 \text{ N.m.s/rd.}$

3- Paramètres du filtre :

<i>Résistance du filtre :</i>	$R_f = 0.25\Omega.$
<i>Inductance du filtre :</i>	$L_f = 0.005H.$

4- Capacité du condensateur de lissage de la tension du bus continu :

$$C = 4400 \mu F.$$

Annexe B

3- Dimensionnement du régulateur PI

La figure (AN-1) montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI.

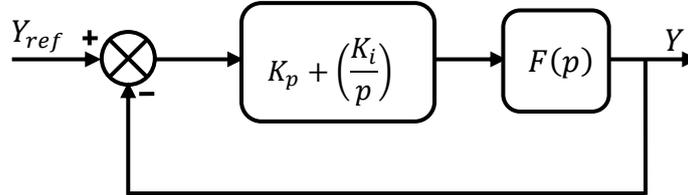


Figure AN-1 : Schéma bloc d'un système réglé par un PI.

La forme du correcteur est la suivante : $K_p + \left(\frac{K_i}{p}\right)$

Avec K_p : est le gain proportionnel du régulateur ;

K_i : est le gain intégral du régulateur ;

Si on considère la fonction du transfert suivante :

$$F(p) = \left(\frac{K}{1 + \tau p}\right)$$

En boucle ouvert on aura la fonction de transfert suivante :

$$F_{BO}(p) = \left(\frac{K_p + \left(\frac{K_i}{p}\right)}{1 + \tau p}\right) = \left(\frac{K(K_p p + K_i)}{p \cdot (1 + \tau p)}\right) = K K_i \frac{1 + \left(\frac{K_p \cdot p}{K_i}\right)}{p \cdot (1 + \tau p)}$$

On prend $\tau = \frac{K_p}{K_i}$

Alors $F_{BO}(p) = \frac{K_i \cdot K}{p}$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$F_{BF}(p) = \left(\frac{K_i \cdot K}{K \cdot K_i + p}\right) = \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{K_i \cdot K} p}\right)$$

Pour attendre 95% de la consigne, le temps de repense t_r du système bouclé vaut : $t_r = 3 \cdot \frac{1}{K_i \cdot K}$

Or $K_i = \frac{K_p}{\tau}$ Alor $t_r = 3 \cdot \frac{1}{K_p \cdot K}$

$$D'ou \begin{cases} K_p = 3 \cdot \frac{\tau}{t_r \cdot K} \\ K_i = \frac{3}{t_r \cdot K} \end{cases}$$

Résumé

Le travail réalisé dans cette thèse concerne l'étude et la commande du système éolien à base d'une machine asynchrone à double alimentation entraînée par une turbine à calage variable des pales, et pilotée à travers les variables rotoriques par deux convertisseurs bidirectionnels. Dans la première partie on a présenté l'état de l'art sur l'énergie éolienne et les systèmes de conversion utilisés (les types des génératrices, les configurations les plus utilisés, etc...), en suite nous avons modélisé la chaîne éolienne qui a été adoptée à partir de l'étude théorique. Dans la troisième et la quatrième partie, on a présenté et développé les commandes nécessaires pour contrôler les puissances active et réactive produites par ce système. Enfin, on s'est intéressé à l'étude comparative entre les commandes proposées. Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances à travers l'application de ces commandes sur la meilleure architecture de la chaîne utilisée pour obtenir un rendement élevé et une qualité de production optimale dans ce domaine.

Mots clés:

Energie éolienne - Turbine - MADA - Convertisseurs bidirectionnels - Modélisation - Commande - MPPT - Vectorielle - Mode Glissant - Logique floue - Backstepping.

Abstract

The aim of the work presented in this thesis is the study and the control of a wind power system based on a doubly-fed induction generator driven by variable pitch turbine blades and controlled by the rotor variables using two bidirectional converters. In the first part we present the state of the art of wind energy and the used conversion systems (types of generators, most commonly used configurations, etc...) and then the overall wind system adopted after theoretical study is modeled. In the third and the fourth parts it is presented and developed the necessary control algorithms to control the active and reactive powers produced by the studied system. Finally, comparison study of the performances of the proposed control algorithms is carried out. The obtained simulation results have allowed the performance evaluation of the best implemented control technique to achieve high efficiency and optimum quality energy production in wind energy generation based system.

Key words:

Wind energy - Turbine - DFIG - bidirectional converter - Modelling - Control - MPPT - Vector Sliding Mode - Fuzzy logic - Backstepping.

ملخص

العمل المنجز في هذه الأطروحة هو الدراسة والتحكم في نظام طاقة الرياح الذي يعتمد على مولد لامتزامن مزدوج التغذية مقتاد بواسطة عنفة ذات الشفرة المتغيرة و المتحكم فيه من خلال متغيرات الدوار من قبل محولين ثنائي الاتجاه. في الجزء الأول قدمنا الحالة الوصفية للطاقة الهوائية و النظم المستخدمة في تحويل هذه الطاقة (أنواع المولدات، والتشكيلات الأكثر شيوعاً.. الخ). في الجزء التالي قدمنا نمذجة لسلسلة الرياح التي تم اختيارها من الدراسة النظرية. في الجزئين الثالث والرابع قدمنا أنواع خطط التحكم اللازمة للتحكم في الطاقة الفعالة و الطاقة الارتكاسية اللتان تنتجا من هذا النظام. في الأخير قدمنا دراسة مقارنة لكل خطط التحكم المقترحة. نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها سمحت لنا بتقييم أداء هذه الخطط على أفضل تصميم للسلسلة التي تم استخدامها لتحقيق كفاءة عالية وجودة إنتاج الأمثل في هذا المجال.

كلمات مفتاحية:

طاقة هوائية - ناعورة - مكنة لا تزامنية ثنائية التغذية - محول ثنائية الاتجاه - محاكاة - تحكم - شعاعي - بالانزلاق - بالمنطق الغامض - بالرجوع المرهلي.