

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département de l'Electrotechnique



Thèse

Préparée au sein du (Laboratoire d'Electrotechnique de Batna (LEB))

Présentée pour l'obtention du titre de :
Docteur en Sciences en Electrotechnique
Option : Commande Electrique

Sous le Thème :

Contribution au contrôle d'un système éolien
basé sur une MADA sans balais

Présentée par :

MOUSSA Oussama

Devant le jury composé de :

Dr. HARBOUCHE Youcef
Dr. ABDESSEMED Rachid
Dr. BENAGGOUNE Said
Dr. BERRABAH Fouad
Dr. ZEGHLACHE Samir
Dr. DJERIOUI Ali

MCA Université Batna 2
Prof. Université Batna 2
Prof Université Batna 2
MCA Université de M'Sila
MCA Université de M'Sila
MCA Université de M'Sila

Président
Rapporteur
Co-Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

Remerciements

En premier lieu, nous remercions DIEU tout puissant, qui nous a donné le courage, la force et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

*Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur **Pr.R.ABDESSEMED**, Professeur à l'Université de Batna 2, pour m'avoir encadré et soutenu durant la réalisation de ce travail. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter. Il m'est difficile d'exprimer en quelques mots toute l'admiration que je lui porte.*

*Nos remerciements les plus vifs et chaleureux, **Pr.S.Benaggoune**, pour son aide, son orientation et sa disponibilité, aussi pour la confiance, la patience et la compréhension qu'elle nous a toujours manifesté.*

*Je tiens à exprimer mes remerciements les plus sincères à Monsieur **Youcef HARBOUCHE**, Maitre de Conférences à l'Université de Batna2, pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant le jury de ma soutenance.*

*Mes Que Monsieur **Fouad BERRABAH**, Maitre de Conférences à l'Université de M'sila, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail de thèse en acceptant de l'examiner.*

*Je tiens à adresser aussi mes remerciements les plus vifs à Monsieur **Samir ZEGHLACH**, Maitre de Conférences à l'Université de M'sila, pour avoir accepté d'évaluer ce travail et de faire part de ce jury.*

*Mes remerciements les plus sincères vont à Monsieur **Ali DJERIOUI**, Maitre de Conférences à l'Université de M'sila, pour avoir accepté de siéger à ma soutenance entant qu'examineur.*

Nous tenons à remercier nos parents car ce travail représente un petit fruit de leur souffrance et qui sans eux nous ne pouvons traverser ces longues années d'études et de travail.

Enfin, nous remercions tous ce qui a contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail :

*A mes très chers parents qui m'ont soutenu durant toute la durée de mes études, je leurs souhaite une bonne santé, que **ALLAH** les protège.*

A mes très chers frères et mes très chères sœurs.

A toute la famille.

A tous mes amis

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

A tous les enseignants qui ont contribué à ma formation durant tout le parcours de mes études jusqu'à ce jour.

Table des matières

Table des matières	i
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	xii
Abréviations et symboles	xiii
Introduction générale	1

Chapitre I : Aperçu sur l'Énergie Eolienne

I.1 Introduction	6
I.2 Aperçu sur l'énergie éolienne	7
I.2.1 Définition de l'énergie éolienne	7
I.2.2 Énergie éolienne en quelques chiffres.....	7
I.2.3 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne	9
I.2.3.1 Avantages.....	9
I.2.3.2 Inconvénients.....	9
I.2.4 Application des éoliennes	10
I.2.4.1 Systèmes Isolés	10
I.2.4.2 Systèmes Hybrides.....	10
I.2.4.3 Systèmes Liés au Réseau	10
I.2.5 Les différents types d'éoliennes.....	11
I.2.5.1 Eoliennes à axe vertical	11
I.2.5.2 Eoliennes à axe horizontal	12
I.2.6 Eoliennes à vitesse fixe et à vitesse variable.....	15
I.3 Principaux composants des aérogénérateurs à axe horizontal	17
I.3.1 Les pales	17
I.3.2 La tour ou le mât	17
I.3.3 Le rotor	18
I.3.4 La nacelle	18

I.4	Bilan des forces sur une pale	19
I.5	Conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique	20
I.5.1	Loi de Betz	20
I.5.2	Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne	22
I.5.3	Le Pitch Control	23
I.5.4	Le Stall Control	23
I.5.5	Contrôle par décrochage aérodynamique actif	24
I.6	Machines électriques et systèmes de conversion d'énergie éolienne	24
I.6.1	Générateur Asynchrone	24
I.6.1.1	Générateur Asynchrone à Cage d'Ecureuil	24
I.6.1.2	Machine asynchrone à double stator	25
I.6.1.3	Machine asynchrone connectée au réseau par l'intermédiaire d'une interface d'électronique de puissance	26
I.6.2	Générateur synchrone	27
I.6.2.1	Générateur synchrone à rotor bobiné	28
I.6.2.2	Générateur synchrone à aimants permanents	28
I.6.3	Machines à structures spéciales	29
I.6.4	Evolution des systèmes éoliens à vitesse variable vers la double alimentation	29
I.6.4.1	Machine asynchrone à double alimentation type rotor bobiné	29
I.6.4.2	Machine asynchrone à double alimentation en cascade	31
I.6.4.3	Machine asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB)	32
I.7	Conclusion.....	33

Chapitre II: Modélisation d'un Système Eolien Basé Sur une Machine Asynchrone Double Alimentation Sans Balais

II.1	Introduction.....	35
II.2	Système éolien étudié	35
II.3	Modélisation d'un système éolien	36
II.3.1	Modélisation de la turbine et sa commande	36
II.3.1.1	Hypothèses simplificatrices	36
II.3.1.2	Modélisation de la source primaire	37
II.3.1.3	Puissance du vent	38
II.3.1.4	Modèle du multiplicateur	40

II.3.1.5	Modèle de la partie mécanique	40
II.3.2	Description et fonctionnement de la MADA sans balais	42
II.3.3	Principe de fonctionnement	44
II.3.3.1	Contraintes constructives et d'alimentation pour le fonctionnement correcte de la MADASB	44
II.3.3.2	Schéma équivalent de la machine asynchrone à double alimentation sans balais	47
II.3.4	Modélisation vectorielle de la MADA Sans Balais (BDFIG)	48
II.3.4.1	Hypothèses simplificatrices	48
II.3.4.2	Modèle électrique de la MADA Sans Balais dans le repère triphasé	48
II.3.4.3	Transformation de Park	50
II.3.4.4	Modèle électrique de la MADA Sans Balais dans le repère biphasé	51
II.3.5	Modélisation de l'étage de conversion	52
II.3.5.1	Modélisation du convertisseur du côté réseau	52
II.3.5.2	Modélisation du convertisseur du côté machine	54
II.3.5.2.1	Principe de la MLI vectorielle	57
II.3.5.2.2	Localisation du vecteur de référence	58
II.3.5.2.3	Calcul des temps de commutation	59
II.3.5.2.4	Génération des impulsions de commande	60
II.3.5.2.5	Schéma bloc de la MLI vectorielle	61
II.4	Stratégie de commande de la turbine éolienne	61
II.4.1	Maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse	62
II.4.2	Maximisation de la puissance sans asservissement de vitesse	62
II.4.3	Régulation du système d'orientation des pales « <i>pitch control</i> »	64
II.5	Commande de l'onduleur du côté réseau	65
II.5.1	Calcul des puissances instantanées	65
II.5.2	Découplage du modèle de l'onduleur	66
II.5.3	Synthèse des régulateurs des courants	67
II.5.4	Synthèse du régulateur de la tension continue	68
II.6	Simulations numériques	69
II.7	Conclusion	74
Chapitre III : Commande des Puissances Active et Réactive d'un Système Eolien à Vitesse Variable Basé Sur une MADASB		
III.1	Introduction.....	75

III.2	Commande vectorielle des puissances active et réactive	75
III.2.1	Principe de la commande vectorielle de la MADA Sans Balais	76
III.2.2	Stratégie de commande des puissances active et réactive de la MADASB	77
III.2.3	Expression des puissances active et réactive statoriques (BP)	78
III.2.4	Expression des tensions statoriques (BC).....	79
III.2.5	Commande indirecte sans boucle de puissance de la MADASB	80
III.2.6	Synthèse de la régulation PI	82
III.3	Commande par la logique floue des puissances active et réactive	83
III.3.1	Concepts fondamentaux	83
III.3.1.1	Variables linguistiques et ensembles flous	83
III.3.1.2	Différentes formes de fonctions d'appartenance	85
III.3.1.3	Opérateurs sur les ensembles flous	87
III.3.2	Implication floue	88
III.3.3	Présentation d'un régulateur par logique floue	88
III.3.4	Éléments d'un contrôleur flou	88
III.3.4.1	Interface de fuzzification	89
III.3.4.2	Base de connaissances	89
III.3.4.3	Moteur d'inférence floue	90
III.3.4.4	Interface de défuzzification	90
III.3.5	Contrôleur de Mamdani	91
III.3.6	Structure du contrôleur flou	92
III.3.7	Application de la commande par la logique floue à la MADASB	93
III.3.7.1	Applications caractéristiques principales du contrôleur flou utilisé	93
III.3.7.2	Synthèse des régulateurs flous des courants alternatifs	94
III.4	Résultats de Simulations	95
III.4.1	Résultats de simulation du système par la commande vectorielle	96
III.4.2	Résultats de simulation du système par la commande logique floue	100
III.4.3	Interprétation des résultats	102
III.4.4	Tests de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques	103
III.5	Conclusion.....	105

Chapitre IV: Commande Par Mode Glissant d'un Système Eolien basé sur une MADA Sans Balais

IV.1	Introduction.....	107
------	-------------------	-----

IV.2	Présentation des contrôleurs non linéaires	108
IV.3	Commande par mode glissant	108
IV.3.1	Historique	109
IV.3.2	Concept général de la commande par mode glissant	109
IV.4	Commande par mode de glissement du premier ordre	110
IV.4.1	Structures de la commande par mode de glissement	110
IV.4.1.1	Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	111
IV.4.1.2	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	111
IV.4.2	Conception de la commande par mode de glissement	112
IV.4.2.1	Choix de la surface de glissement	112
IV.4.2.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	113
IV.4.3	Phénomène du Chattering et ses solutions	116
IV.4.3.1	Solution de couche limite	117
IV.4.3.2	La fonction smooth	117
IV.4.3.3	La loi d'interpolation de puissance	118
IV.4.3.4	La fonction pseudo-signe	119
IV.4.3.5	La fonction arctangente	119
IV.4.3.6	La fonction tangente hyperbolique	119
IV.5	Commande par mode de glissement d'ordre supérieur	121
IV.5.1	Commande par mode glissant du second ordre	122
IV.5.2	Algorithme de commande par mode glissant du second ordre	124
IV.5.2.1	Algorithme sous-optimal	124
IV.5.2.2	Algorithme du Twisting	125
IV.5.2.3	Algorithme du Super Twisting	126
IV.6	Application de la commande par mode glissant sur le système éolien à base de la MADASB	127
IV.6.1	Commande par mode glissant d'ordre un des puissances active et réactive	127
IV.6.2	Commande par mode glissant de second ordre des puissances active et réactive	129
IV.7	Résultats de simulation	132
IV.7.1	Résultats de simulation du système par la commande par mode glissant d'ordre un	133
IV.7.2	Résultats de simulation du système par la commande mode glissant d'ordre deux	135
IV.7.3	Interprétation des résultats	138
IV.7.4	Teste de Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques	139
IV.8	Conclusion.....	140

Chapitre V: Commandes par retour d'état et backstepping d'un Système Eolien basé sur une MADA Sans Balais

V.1	Introduction.....	142
V.2	Commande par retour d'état linéarisant	143
V.2.1	Principe de la commande par retour d'état linéarisant	143
V.2.2	Outils mathématiques	143
V.2.2.1	Gradient	143
V.2.2.2	Dérivée de Lie	143
V.2.2.3	Degré relatif	144
V.2.3	Commande par retour d'état linéarisant des systèmes mono-entrée ; mono-sortie	144
V.2.4	Commande par retour d'état linéarisant des systèmes multi-entrée ; multi-sortie	147
V.3	Commande par backstepping	150
V.3.1	Principe de la commande backstepping.....	150
V.4	Application de la commande par retour d'état linéarisant sur le système éolien à base de la MADASB	153
V.5	Application de la commande backstepping sur le système éolien à base de la MADASB	156
V.5.1	Commande hybride backstepping-mode glissant des puissances active et réactive	158
V.6	Résultats de simulation	159
V.6.1	Résultats de simulation du système par retour d'état linéarisant	160
V.6.2	Résultats de simulation du système par la commande hybride backstepping-mode glissant..	162
V.6.3	Interprétation des résultats	165
V.6.4	Test de Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques	166
V.7	Etude comparative entre les performances des techniques de commandes élaborées	167
V.7.1	Comparaison qualitative	168
V.7.2	Comparaison quantitative	170
V.8	Conclusion.....	171
	Conclusion générale.....	172
	Bibliographie	175
	Annexe A	183
	Annexe B	185

Liste des Figures

Chapitre I : Aperçu sur l'Énergie Eolienne

Figure (I.1) : Principe du rotor de Savonius et de l'incidence variable.	11
Figure (I.2) : Principe du rotor de Darrieus et de l'incidence variable.	12
Figure (I.3) : Les éoliennes à axe horizontal	13
Figure (I.4) : Type de montage d'une voilure à axe horizontal	13
Figure (I.5) : Limitation de puissance éolienne	14
Figure (I.6) : Puissance d'une éolienne typique en fonction de la vitesse de la machine et celle de vent	16
Figure (I.7) : Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes	16
Figure (I.8) : Principaux composants de l'éolienne moderne	17
Figure (I.9) : Forces appliquées sur un élément de pale	19
Figure (I.10) : Tube de courant d'air autour d'une éolienne	21
Figure (I.11) : Coefficient de puissance	21
Figure (I.12) : Caractéristique puissance vitesse typique d'une éolienne de grande puissance	23
Figure (I.13) : Système éolien basé sur la machine asynchrone à cage (vitesse de rotation fixe)	25
Figure (I.14) : Système éolien basé sur la machine asynchrone à cage à fréquence variable	25
Figure (I.15) : Machine asynchrone à double stator dans une chaîne de conversion éolienne	26
Figure (I.16) : Machine asynchrone connectée sur le réseau par l'intermédiaire d'un ensemble redresseur-onduleur.....	27
Figure (I.17) : Système avec générateur synchrone pour un fonctionnement à vitesse variable	27
Figure (I.18) : Machine synchrone reliée au réseau par un dispositif redresseur-hacheur-onduleur ..	28
Figure (I.19) : Machine synchrone à aimants permanents dans une chaîne de conversion éolienne	29
Figure (I.20) : Machine asynchrone à double alimentation type rotor bobiné dans une chaîne de conversion éolienne	30
Figure (I.21) : Principe de fonctionnement de deux machines asynchrones en cascade	31
Figure (I.22) : Machine asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB)	32

Chapitre II: Modélisation d'un Système Eolien Basé Sur une Machine Asynchrone Double Alimentation Sans Balais

Figure (II.1) : Structure triphasée du système éolien couplé au réseau	36
Figure (II.2) : Profil du vent appliqué à la turbine	38
Figure (II.3) : Evolution du coefficient de puissance avec la variation de la vitesse relative de la turbine de l'angle d'orientation des pales.....	39
Figure (II.4) : Modèle mécanique de la turbine éolienne	40
Figure (II.5) : Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne	42
Figure (II.6) : Couplage magnétique de la MADA sans balais.....	43
Figure (II.7) : Structures possibles du rotor : Gauche- Spires isolées,-Droite - Spires avec anneau commun et spires extérieures à cage	44
Figure (II.8) : Représentation du modèle présenté par BDFIG.....	47
Figure (II.9) : Schéma équivalent de la MADASB référé au stator BP	47
Figure (II.10) : Représentation d'une BDFIG dans le repère abc.....	49
Figure (II.11) : Représentation du modèle généralisé de la MADASB	50
Figure (II.12) : Schéma électrique d'une chaîne de conversion d'énergie dans un système éolienne à base de BDFIG.....	52
Figure (II.13) : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	54
Figure (II.14) : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux	56
Figure (II.15) : Organigramme de calcul du secteur	58
Figure (II.16) : Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle.....	60
Figure (II.17) : Schéma bloc de la MLI vectorielle	61
Figure (II.18) : Contrôle <i>MPPT</i> sans asservissement de la vitesse de rotation.....	64
Figure (II.19) : Schémas bloc de la commande de l'angle de calage des pales.....	65
Figure (II.20) : Principe de la commande de l'onduleur du côté réseau.....	66
Figure (II.21) : Boucle interne de contrôle de courant	67
Figure (II.22) : Schéma bloc de régulation des courants par des régulateurs PI.....	68
Figure (II.23) : Schéma bloc de régulation de la tension continue par un régulateur PI.	69
Figure (II.24) : Vitesse et puissance mécanique produite.....	70
Figure (II.25) : Coefficient de puissance et vitesse spécifique	71
Figure (II.26) : Tensions v_{sp} et v_{sc} de la MADASB.....	72

Figure (II.27) : Couple électromagnétique de la MADASB	73
Figure (II.28) : Courants i_{sp} et i_{sc} de la machine	73
Figure (II.29) : Puissances active et réactive de la machine	74

Chapitre III : Commande des Puissances Active et Réactive d'un Système Eolien à Vitesse Variable Basé Sur une MADASB

Figure (III.1) : Principe de la commande vectorielle à flux orienté	76
Figure (III.2) : Schéma bloc de la BDFM	79
Figure (III.3) : Schéma synoptique du contrôle de la MADASB	81
Figure (III.4) : Schéma synoptique de régulation des courants	82
Figure (III.5) : Quelques propriétés des sous-ensembles flous	84
Figure (III.6) : Formes usuelles des fonctions d'appartenance	85
Figure (III.7) : Répartition des fonctions d'appartenance	86
Figure (III.8) : Opérateurs de complément, intersection et union	87
Figure (III.9) : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou	89
Figure (III.10) : Contrôleur de Mamdani	92
Figure (III.11) : Structure interne du contrôleur flou proposé par Mamdani	92
Figure (III.12) : Répartition des fonctions d'appartenances choisies	94
Figure (III.13) : Schéma bloc de la structure de commande floue	95
Figure (III.14) : Schéma synoptique du système (convertisseur, MADASB et turbine).	96
Figure (III.15) : Puissances active et réactive statorique de la MADASB par la commande vectorielle	96
Figure (III.16) : La tension de réseau et le courant statorique de BP	97
Figure (III.17) : Courant statorique d'une phase, zoom, Spectre harmonique du courant statorique ...	98
Figure (III.18) : La tension et courant de phase	99
Figure (III.19) : Courant du bobinage de commande	99
Figure (III.20) : Tension du bus continu	99
Figure (III.21) : Puissances active et réactive statorique de la MADASB par la commande logique floue.	100
Figure (III.22) : Courant statorique d'une phase, zoom, Spectre harmonique du courant statorique .	101
Figure (III.23) : Courant du bobinage de commande	101
Figure (III.24) : Réponse du courant statorique de commande (i_{scd}, i_{scq})	102
Figure (III.25) : profil de variation de la résistance statorique	104

Figure (III.26) : Puissances active et réactive a) Commande vectorielle b) Commande par logique floue 105

Chapitre IV: Commande Par Mode Glissant d'un Système Eolien basé sur une MADA Sans Balais

Figure (IV.1) : Différents modes de glissant dans le plan de phase : (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel 109

Figure (IV.2) : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande 111

Figure (IV.3) : Structure de régulation par commutation au niveau de contre réaction d'état 111

Figure (IV.4) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente 112

Figure (IV.5) : Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u^+ et u^- 115

Figure (IV.6) : Principe de la commande par mode glissant avec commande équivalente 116

Figure (IV.7) : Phénomène de broutement 117

Figure (IV.8) : Fonction saturation 117

Figure (IV.9) : Fonction Smooth 118

Figure (IV.10) : Fonction d'interpolation 118

Figure (IV.11) : Fonction pseudo-signe 119

Figure (IV.12) : Fonction arctangente 119

Figure (IV.13) : Fonction tangente hyperbolique 120

Figure (IV.14) : Régime glissant classique (a) et mode glissant d'ordre supérieur (b) 121

Figure (IV.15) : Intersection des 3 surfaces de commutation définit le point de référence x_{ref} 122

Figure (IV.16) : Trajectoire de phase de l'algorithme sous-optimal 124

Figure (IV.17) : Trajectoire de phase de l'algorithme de Twisting 126

Figure (IV.18) : Trajectoire de phase de l'algorithme du Super Twisting 127

Figure (IV.19) : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant 129

Figure (IV.20) : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant d'ordre deux 131

Figure (IV.21) : Schéma synoptique du système éolien global (convertisseur, MADASB et turbine).. 132

Figure (IV.22) : Puissances active et réactive statorique de la MADASB par la commande par mode glissant d'ordre un 133

Figure (IV.23) : La tension de réseau et le courant statorique de BP 133

Figure (IV.24) : Courant statorique d'une phase, zoom et spectre harmonique du courant statorique 124

Figure (IV.25) : Courant du bobinage de commande	135
Figure (IV.26) : Courant de stator de puissance (BP).....	135
Figure (IV.27) : Puissances active et réactive statorique de la MADASB par la commande mode glissant d'ordre deux	136
Figure (IV.28) : La tension de réseau et le courant statorique de BP.....	136
Figure (IV.29) : Courant statorique d'une phase, zoom et spectre harmonique du courant statorique	137
Figure (IV.30) : Courant du bobinage de commande	138
Figure (IV.31) : Courant de stator de puissance (BP).....	138
Figure (IV.32) : Puissance active et réactive a) mode glissant d'ordre un b) mode glissant d'ordre deux.	140

Chapitre V: Commandes par retour d'état et backstepping d'un Système Eolien basé sur une MADA Sans Balais

Figure (V.1) : Dynamique du système (SISO) linéarisé	145
Figure (V.2) : Schéma bloc du système (SISO) linéarisé.....	146
Figure (V.3) : Schéma bloc du système (SISO) linéarisé en boucle fermée	146
Figure (V.4) : Schéma bloc du système(MIMO) linéarisé	148
Figure (V.5) : Dynamique du système (MIMO) linéarisé	149
Figure (V.6) : Schéma bloc du système (MIMO) linéarisé en boucle fermé	150
Figure (V.7) : Schéma de principe du contrôle par backstepping	153
Figure (V.8) : Schéma bloc de la structure de commande par retour d'état linéarisante	156
Figure (V.9) : Schéma bloc de la structure de commande backstepping	159
Figure (V.10) : Puissances active et réactive statorique de la MADASB	160
Figure (V.11) : La tension de réseau et le courant statorique de BP	161
Figure (V.12) : Courant statorique d'une phase, et spectre harmonique du courant statorique	161
Figure (V.13) : Courant du bobinage de commande	162
Figure (V.14) : Courant de stator de puissance (BP).....	162
Figure (V.15) : Puissances active et réactive statorique de la MADASB par la commande robuste par retour d'état	163
Figure (V.16) : La tension de réseau et le courant statorique de BP	163
Figure (V.17) : Courant statorique d'une phase, et spectre harmonique du courant statorique	164
Figure (V.18) : Courant du bobinage de commande	164
Figure (V.19) : Courant de stator de puissance (BP).....	165

Figure (V.20) : Puissances active et réactive a) retour d'état linéarisant ; b) backstepping-mode glissant 167

Figure (V.21) : Puissance active et réactive pour les différentes techniques des commandes..... 169

Figure (A.1) : Schéma fonctionnel d'un PLL triphasé 183

Liste des Tableaux

Chapitre I : Aperçu sur l'Energie Eolienne

Tableau (I.1) : Capacité de production éolienne totale installée selon [7]	7
Tableau (I.2) : Capacité de production éolienne ajoutée en 2018 selon [8].....	8
Tableau (I.3) : Comparaison de différentes machines utilisées dans SCE [57]	33

Chapitre II: Modélisation d'un Système Eolien Basé Sur une Machine Asynchrone Double Alimentation Sans Balais

Tableau (II.1) : Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β)	56
---	----

Chapitre III : Commande des Puissances Active et Réactive d'un Système Eolien à Vitesse Variable Basé Sur une MADASB

Tableau (III.1) : Méthode usuelles de l'inférence floue	90
Tableau (III.2) : Table de règles floues	94

Chapitre V : Commandes par retour d'état et backstepping d'un Système Eolien basé sur une MADA Sans Balais

Tableau (V.1) : Comparaison de quelques performances des techniques de commande élaborées	170
Tableau (V.2) : Étude comparative des commandes développées pour le système considéré	170

Liste des symboles

- V_w : Vitesse du vent.
 V_1 : Vitesse en amont.
 V_2 : Vitesse en aval.
 m : Masse d'air.
 E_c : L'énergie cinétique du vent.
 P_m : Puissance du vent.
 ρ : Densité d'aire.
 R_t : Rayon des pâles de l'éolienne.
 S : Surface balayée par les pales de la turbine.
 β : Angle d'orientation des pales.
 λ : Vitesse spécifique.
 λ_{opt} : Vitesse spécifique optimale.
 C_p : Coefficient de puissance.
 C_{pmax} : Coefficient de puissance maximale.
 Ω_t : Vitesse angulaire de rotation des pâles.
 Ω_t^{ref} : Vitesse angulaire de référence.
 C_t : Couple capté par la turbine
 P_t : Puissance de la turbine.
 J : Inertie totale.
 J_m : Inertie de la machine.
 J_t : Inertie de la turbine.
 C_{em} : Couple électromagnétique développé par la génératrice.
 C_{em}^{ref} : Couple électromagnétique de référence.
 Ω_m : Vitesse mécanique.
 Ω_m^{ref} : Vitesse mécanique de référence.
 C_g : Couple du générateur.
 $v_{sp}^a, v_{sp}^b, v_{sp}^c$: Tensions triphasées au stator BC.
 $i_{sp}^a, i_{sp}^b, i_{sp}^c$: Courants triphasées au stator BC.
 i_r^a, i_r^b, i_r^c : Courants triphasées au rotor.
 $\psi_{sp}^a, \psi_{sp}^b, \psi_{sp}^c$: Flux propres circulants au stator BP.
 $\psi_{sc}^a, \psi_{sc}^b, \psi_{sc}^c$: Flux propres circulants au stator BC.
 $\psi_r^a, \psi_r^b, \psi_r^c$: Flux propres circulants au rotor.
 M_{sp}, M_{sc} : Inductances cycliques de la MADASB.
 M_r : Inductance cyclique rotorique de la MADASB.

- R_{sp} : Résistance statorique de la MADASB (BP).
 R_{sc} : Résistance statorique de la MADASB (BC).
 R_r : Résistance rotorique de la MADASB.
 p_p : Nombre de paires de pôles de la (BP).
 p_c : Nombre de paires de pôles de la (BC).
 ω_{sp} : Pulsation électrique statorique (BP).
 ω_{sc} : Pulsation électrique statorique (BC).
 ω_r : Pulsation électrique rotorique.
 f_{sp} : Fréquence statorique (BP).
 f_r : Fréquence rotorique.
 f_c : Fréquence statorique (BC).
 (α, β) : Référentiel lié au stator.
 (d, q) : Référentiel lié au champ tournant.
 (X, Y) : Référentiel lié au rotor.
 P_{sp}^* : Puissance active de référence.
 Q_{sp}^* : Puissance réactive de référence.
 i_{sp}^* : Courant statorique (BP) de référence.
 i_{sc}^* : Courant statorique (BC) de référence.
 v_{sc}^* : Tension statorique (BC) de référence.
 v_{sabc} : Tensions de réseau.
 i_{sabc} : Courants de réseau.
 v_{cabc} : Tensions de sortie d'onduleur.
 $v_{s\alpha,\beta}$: Tensions de réseau dans le repère α et β .
 $i_{s\alpha,\beta}$: Courants de réseau dans le repère α et β .
 $v_{sd,q}$: Tensions de réseau dans le repère d et q .
 $i_{sd,q}$: Courants de réseau dans le repère d et q .
 i_s : Courant continu de l'entrée de l'onduleur.
 i_{dc} : Courant continu de la sortie de redresseur.
 V_{dc} : Tension continue.
 V_{dc}^* : Tension continue de référence.
 C : Condensateur de filtrage côté continu.
 R_f : Résistance de filtre.
 L_f : Inductance de filtre.
 θ_s : Angle électrique du réseau.
 ω_s : Pulsation électrique du réseau.

P_c : Puissance du condensateur.

v_m^* : Amplitude de vecteur de référence.

w : Vitesse angulaire de vecteur de référence.

θ : Position angulaire de vecteur de référence.

m : Taux de modulation.

v_α : Projection du vecteur v sur l'axe réel.

v_β : Projection du vecteur v sur l'axe imaginaire.

t_i : Temps de commutation de l'interrupteur i .

T_h : Période de commutation de l'onduleur.

f_h : Fréquence de commutation de l'onduleur.

$s_i, i=1 \dots 6$: Secteur de localisation du vecteur v^* .

t : Temps.

P : Opérateur de Laplace.

$R(p)$: Fonction de transfert du PI.

$F(p)$: Fonction de transfert en boucle ouverte.

$H(p)$: Fonction de transfert en boucle fermée.

$G(p)$: Equation caractéristique de la fonction $H(p)$.

k_{pc}, k_{ic} : Gains du régulateur PI des courants actif et réactif.

ω_{nc} : Pulsation de coupure du régulateur PI des courants actif et réactif.

ζ_c : Coefficient d'amortissement du régulateur PI des courants actif et réactif.

k_{pdc}, k_{idc} : Gains du régulateur PI de la tension continue.

ω_{ndc} : Pulsation de coupure régulateur PI de la tension continue.

ζ_{dc} : Coefficient d'amortissement du régulateur PI de la tension continue.

$u(t)$: Commande.

$s(x)$: Surface de glissement.

u_{eq} : Commande équivalente.

u_{dis} : La commande discontinue.

$e_y(x)$: Ecart entre la variable à régler et sa référence.

r : le degré relatif.

$V(x)$: Fonction de Lyapunov.

$k_{pdc}, k_{idc}, k_{sdc}$: Gains du régulateur SMC de la tension continue.

k_{pd}, k_{id}, k_{sd} : Gains des régulateurs SMC des courants actif et réactif.

Liste des Abréviations

IGBT: Insolated Gate Bipolar Transistor.
NPC: Neutral Point Clamped.
SVM: Space Vector Modulation.
PI: Proportional Integral.
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.
MPPT: Maximum Power Point Tracking.
AC: Alternative Current.
DC: Direct Current.
PLL: Phase Locked Loop.
THD: Total Harmonic Distortion.
SSV : Systèmes à Structures Variables.
SMC: Sliding Mode Controller.
MADASB : Machine Asynchrone à Double Alimentation Sans Balais.
BDFIG: Brushless Doubly Fed Induction Generator.
MADAC: Machine Asynchrone à Double Alimentation en Cascade.
MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation.
MSAP : Machine Synchrone à Aiment Permanent.
MASDS: Machine Asynchrone à Double Stator.
MAS: Machine Asynchrone à cage.
MSRB: Machine Asynchrone à rotor Bobiné.
BP, BC: Bobinage de puissance et Boubinage de commande.
FTBO : Fonction de Transfer en Boucle Ouverte.
FTBF : Fonction de Transfer en Boucle Fermée.
GACE : Générateur Asynchrone à Cage d'Ecureuil.
CDER : Centre de Développement d'Energie.
CCR : Convertisseur coté réseau.
CCM : Convertisseur coté machine.
GVV : Générateur à Vitesse Variable.
FEM : Force Electromotrice.
SCE : Systèmes de Conversion Eolien.
MCC : Machine à Courant Continu.
SVM : Space Vector Modulation.
WECS: Wind Energy Conversion System

Introduction générale

Le monde est confronté aujourd'hui au défi mondial de la transition de l'énergie depuis que les pays ont besoin de plus en plus d'énergie pour la croissance de leur économie dans une planète où les ressources sont limitées et mal réparties, [4]. Aux même temps, la prise de conscience des problèmes environnementaux et l'épuisement des ressources énergétiques fossiles ont conduit à adapter un plan énergétique en incorporant plus de ressources renouvelables, [12].

Le forum d'énergie mondiale a prévu que les sources d'énergie fossile, notamment sous ses formes liquides (pétrole), solides (charbon) et gazeuses (gaz naturel) seront épuisées d'ici une dizaine de décennies, ainsi que la limite des stocks d'uranium disponibles pour une énergie pleinement nucléaire. Les fossiles à combustibles représentent plus de 86.6% de l'énergie primaire consommée dans le monde en 2013, [01].

L'énergie de fission nucléaire est vue dans un certain pays comme le moyen de production d'énergie le plus efficace qui ne rejette pas directement de gaz carbonique, [4]. Cependant, le traitement des déchets, issus de ce mode de production, est très coûteux et, pour une part, leur radioactivité reste élevée durant de nombreuses années, de même que les risques encourus en cas de problème sont potentiellement catastrophiques. Toutes ces raisons invitent à la réflexion quant à la légitimité du recours à ce mode de production d'électricité, [4].

L'épuisement des ressources naturelles et la demande accélérée de l'énergie conventionnelle ont forcé des planificateurs et des décideurs politiques à rechercher des sources alternatives. Les énergies renouvelables sous leurs multiple formes : éolienne, solaire thermique, photovoltaïque, hydroélectrique, biomasse et géothermique sont des énergies dérivées des ressources qui sont régénérables, et ne s'épuisent pas avec le temps. Le souci concernant le développement des applications des énergies renouvelables a augmenté nettement ces dernières années.

D'une façon générale, les énergies renouvelables sont des modes de production d'énergie utilisant des ressources dont les stocks sont illimités et offrent la possibilité de produire de l'électricité propre et surtout dans une moindre dépendance aux ressources, [4]. L'eau des rivières fait tourner les turbines d'un barrage hydroélectrique; le vent brassant les pales d'une éolienne; la lumière solaire excitant les photopiles; l'eau chaude des profondeurs de la terre alimentant des réseaux de chauffage, [6], sont une partie des modes de production parmi tant d'autres.

La production hydroélectrique présente un intérêt précieux, représenté par une puissance de sortie stable et entièrement contrôlée ; cependant, elle nécessite une nature géographique particulière. Pendant ce temps, le principal obstacle à l'expansion de l'énergie solaire est le coût relativement élevé des champs de très fortes puissances, [12]. Aujourd'hui, l'énergie électrique éolienne est considérée comme le choix de prédilection, non pas en remplacement des sources conventionnelles, mais comme

énergie d'appoint, [18]. Cette énergie est inépuisable et répond aux préoccupations environnementales soulevées par l'usage des énergies fossiles, [18], et ceci malgré sa nature fluctuante qui limite encore ses niveaux de pénétration dans les réseaux électriques modernes, [19].

Un aérogénérateur, plus couramment appelé éolienne, est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice, [4] [8]. Il existe principalement deux grandes familles d'éoliennes : à vitesse fixe et à vitesse variable, [2]. Les éoliennes de dernière génération fonctionnant à vitesse variable, permettent d'augmenter le rendement énergétique, de diminuer les efforts mécaniques et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique produite par rapport aux éoliennes à vitesse fixe, [3].

En outre, selon leur principe de construction et d'exploitation, les générateurs électriques les plus courants dans les grands systèmes de conversion de l'énergie éolienne sont divisés en deux groupes principaux : à base de génératrices asynchrones et ceux de génératrices synchrones, [9].

De nos jours, la majorité des éoliennes installées 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 inter connexion, [21, 22, 29].

Cependant, l'adoption d'un rotor bobiné introduit des modes d'oscillation supplémentaires par rapport au rotor à cage, plus rigide dans sa construction. Pour une puissance nominale donnée, la machine à rotor bobiné sera plus encombrante et plus lourde que son équivalent à cage. Pour finir, la présence des balais oblige à l'intervention d'une maintenance fréquente, [57].

La première solution à ce problème est l'utilisation d'une cascade de deux MADA : cette configuration de machines essaie d'allier les avantages de MAS et de la MADA. La structure en cascade peut être considérée comme la première réalisation pratique d'une machine tournante sans balais doublement alimentée, [51].

Ces dernières années, on s'est beaucoup intéressé à la machine sans balais doublement alimentée (MADASB) et ce en raison de ses multiples avantages. Du fait que son rotor peut être à structure à cage et vu l'absence de contact balais-bagues, la MADASB est une machine de nature robuste. Par ailleurs, la possibilité de contrôler sa vitesse et son facteur de puissance lui confère, lors de son utilisation dans les systèmes éoliens, des avantages considérables par rapport aux machines conventionnelles.

En raison de tous ces avantages, la MADASB est considérée comme une machine de 3^{ème} génération

dans les systèmes éoliens. En effet, la configuration de la cascade de deux Machines Asynchrones à Double Alimentation (MADA) peut être considérée comme étant la première réalisation pratique d'une machine sans balais doublement alimentée. Avec l'optimisation de certains paramètres tels que l'encombrement et la robustesse, et l'intégration de deux bobinages dans un même circuit magnétique du stator, on a obtenu la MADASB. Cette machine est constituée par un rotor à cage spéciale et par deux bobinages triphasés indépendants dans le stator. Un des bobinages du stator, appelé bobinage de puissance (BP), est directement relié au réseau ; tandis que l'autre, appelé bobinage de commande (BC), est alimenté par un convertisseur bidirectionnel. La maîtrise de l'état électromagnétique de la machine est assurée par le bobinage de commande, ce qui permet de générer dans le bobinage de puissance une tension à la fréquence et l'amplitude nominales du réseau même si le rotor s'éloigne de la vitesse de synchronisme, [57].

Les avantages principaux de cette structure sont :

- Un dimensionnement du convertisseur à une puissance plus petite que la puissance nominale de génération (avantage équivalent à celui de la MADA) ;
- Une machine robuste avec une capacité de surcharge importante et une facilité d'installation dans des environnements hostiles (avantage équivalent à celui de la MAS) ;
- Un coût d'installation et de maintenance réduits par rapport à la topologie MADA ;
- Une élimination des oscillations produites par le rotor bobiné.

Cependant, le modèle mathématique basé sur de multiples référentiels vectoriels rend difficile l'analyse des stratégies de commande de la machine. Afin de le simplifier, de nombreuses recherches ont été effectuées, pour obtenir un modèle dans le repère à deux axes : un repère diphasé tournant. Dans ce sens, *J. Poza et al.* ont proposé une référence générique de la MADASB avec un système de références unique. Sur la base de ce modèle, de nouveaux algorithmes de commande ont été proposés.

Traditionnellement, dans les machines asynchrones on utilise un référentiel mobile lié au flux du stator ou du rotor et on obtient des variables électriques de valeur constante en régime établi. Avec la BDFM, on utilise la même stratégie de commande en fixant l'orientation sur le flux du BP de la machine. Vu que la MADASB fonctionne sous une tension du BP constante, la valeur du flux du BP est pratiquement constante. Ainsi, il est conseillé d'utiliser l'orientation liée au flux du bobinage de puissance.

L'originalité de la commande de l'éolienne à vitesse variable est qu'elle permet d'extraire le maximum de puissance tel que le vent le permet. Le progrès des chercheurs en génie électrique qui a été fait durant ces dernières décennies, a conduit à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et la qualité d'énergie fournie. Dans ce cadre, le travail de thèse présenté est une étude approfondie de la MADASB et son utilisation dans le système de conversion d'énergie éolienne.

L'objectif de ce travail de recherche est de contribuer à l'étude des stratégies de commande robuste de

la MADASB lors de son fonctionnement en génératrice dans les systèmes de production d'énergie éolienne. Pour cela, une étude des différentes structures de ces systèmes est nécessaire afin de choisir la plus performante. La structure adoptée composée d'une machine asynchrone à double alimentation sans balais 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 de puissance (BP) et pilotée par les grandeurs statoriques du stator de commande (BC) à travers deux convertisseurs bidirectionnelles SVM (Space Vector Modulation). 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 bobinage de commande (BC) qui permettra le contrôle et l'optimisation du flux énergétique généré par le stator de puissance 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.

Le présent travail est structuré en (cinq) chapitres.

Dans le premier chapitre, on présentera un survol sur les systèmes de conversion éoliens de manière générale ; puis, l'évolution des éoliennes durant les dernières décennies. 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 seront présentées. Aussi, les différents types de machines électriques utilisées dans les systèmes éoliens, leurs avantages et leurs inconvénients seront exposés et discutés.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation individuelle de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable. Une première partie est consacrée à la modélisation et la simulation de la partie mécanique de l'éolienne, et où le modèle du vent et son évolution seront étudiés de façon détaillée. Par la suite, on calculera la puissance maximale pouvant être extraite à l'aide de la limite de Betz. La deuxième partie est consacrée à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation sans balais. La troisième partie est consacrée à la modélisation de l'étage de conversion : modélisation du convertisseur du côté réseau et la modélisation du convertisseur du côté machine qui alimentera le bobinage de commande (BC) de la BDFIG. Dans la quatrième partie, on présentera les stratégies de commande de la turbine éolienne et de l'onduleur du côté réseau.

Et enfin, en terminera ce chapitre par la présentation des résultats de simulation pour vérifier les modèles du système à étudier.

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. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques de la machine (bobinage de puissance) et les grandeurs statoriques (bobinage de commande), en vue de contrôler l'échange des puissances active et réactive entre le stator de la machine (BP) et le réseau ; l'autre, concerne la commande par logique floue basée sur les régulateurs flous afin d'améliorer les qualités de poursuite et d'assurer la robustesse du système.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'étude et l'application de la commande par mode glissant. Deux approches basées sur le mode glissant seront discutées. Après une brève présentation des contrôleurs non linéaires, ce chapitre sera divisé en deux parties. La première partie présentera les deux commandes proposées. On commencera par le contexte historique et le concept général de la commande par mode glissant ; ensuite, quelques fondements sur la commande par mode glissant du premier ordre, le concept de la commande équivalente ainsi que le phénomène de chattering et ses remèdes seront exposés. L'une de ces solutions est l'approche de commande par mode glissant d'ordre supérieur. Cette approche sera basée sur l'algorithme de Super-Twisting. La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à l'application des commandes par mode glissant d'ordres un et deux sur le système de conversion d'énergie. Ces algorithmes permettront de contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées.

Dans le cinquième et dernier chapitre, deux approches non-linéaires à savoir : la commande par linéarisation entrées sorties et la commande backstepping pour le contrôle du système éolien à vitesse variable seront appliquées.

En premier lieu, les bases théoriques de la commande par retour d'état linéarisante seront présentées. L'idée est de transformer un système non linéaire en un système linéaire. L'application de cette commande à flux orienté sur le système permettra de régler indépendamment les puissances produites par la MADA Sans Balais.

En deuxième lieu, un intérêt sera porté sur la commande par backstepping et son application à un système de conversion d'énergie éolienne. L'intégration de la commande hybride backstepping-mode glissant permettra un réglage appréciable des puissances statoriques active et réactive.

Dans ce même chapitre, une étude comparative entre toutes les commandes considérées dans ce travail de thèse sera menée afin de mettre en évidence l'efficacité et la robustesse de chacune d'elles.

Pour cela, trois critères fondamentaux qualitative, quantitative et robustesse seront introduits. Les résultats obtenus seront affichés et commentés.

Enfin, une conclusion générale sera dédié à récapituler les points essentiels de ce travail y compris quelques perspectives potentielles.

Chapitre I

Aperçu sur l'Energie Eolienne

I.1 Introduction

Les énergies renouvelables sont des énergies inépuisables. Fournies par le soleil, le vent, la chaleur de la Terre, les chutes d'eau, les marées ou encore la croissance des végétaux, leur exploitation n'engendre pas ou peu de déchets et d'émissions polluantes. Ce sont les énergies de l'avenir. Aujourd'hui, elles sont sous-exploitées par rapport à leur potentiel. Ainsi, les énergies renouvelables couvrent seulement 20 % de la consommation mondiale d'électricité. [1]

L'augmentation des besoins planétaires en énergie électrique et la prise de conscience des problèmes environnementaux poussent aujourd'hui l'ensemble des responsables politiques et industriels à trouver de nouvelles voies de fourniture d'énergie, et notamment d'énergie électrique. [2]

De nos jours, les efforts s'orientent tous vers le développement de la production de l'énergie renouvelable, soit à caractère local soit pour la production à grande échelle, suivant le potentiel du site exploité, [3]. Plusieurs sources d'énergies renouvelables sont en cours d'exploitation et de recherche. Parmi ces sources, on trouve l'énergie éolienne, [4]. L'installation de générateurs éoliens de grande puissance est fortement envisagée dans plusieurs pays, [5].

Ce chapitre a pour objectifs de présenter un survol sur les systèmes de conversion éolienne de manière générale puis l'évolution des éoliennes durant les dernières décennies, l'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres, ainsi que ses avantages et ses inconvénients. 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 sera présentée.

I.2 Aperçu sur l'énergie éolienne

I.2.1 Définition de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est l'énergie tirée du vent au moyen d'un dispositif aérogénérateur comme une éolienne ou un moulin à vent. Une éolienne est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice. L'énergie éolienne est une énergie renouvelable ; c'est-à-dire non dégradée. De plus, c'est une énergie verte qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif [6].

L'intérêt actuel pour l'énergie éolienne provient du besoin d'élaborer des systèmes d'énergie propre durables auxquels on peut se fier à long terme. L'aérodynamique et l'ingénierie moderne ont permis d'améliorer les éoliennes. Actuellement, elles offrent une énergie fiable, rentable et non polluante pour les applications des particuliers, des communautés et pour les applications nationales.

I.2.2 Énergie éolienne en quelques chiffres

La capacité totale de toutes les éoliennes installées dans le monde à la fin de 2018 a atteint 597 GW, selon les statistiques préliminaires publiées par World Wind Energy Association (WWEA), [7].

Une puissance de 539251 MW a été ajoutée en 2017, soit un peu moins qu'en 2017 lorsque 52552 mégawatts ont été installés. 2018 était la deuxième année consécutive avec un nombre croissant de nouvelles installations, mais à un taux inférieur de 9,1%, après une croissance de 10,8% en 2017. Toutes les éoliennes installées à la fin de 2018 peuvent couvrir près de 6% de la demande mondiale d'électricité.

L'année 2018 a été principalement marquée par une nouvelle dynamique, alors que les marchés éoliens européens étaient en déclin, affichant un développement faible, notamment en Allemagne, en Espagne, en France et en Italie. Dans le même temps, une croissance robuste, voire plus forte, a été observée dans des pays tels que la Chine, l'Inde, le Brésil, ainsi que dans de nombreux autres marchés asiatiques et certains pays africains. Le tableau (I.1) donne une idée sur la production éolienne de quelque pays.

Pour de nombreux pays, l'énergie éolienne est devenue un pilier dans leurs stratégies visant à éliminer les énergies fossile et nucléaire. En 2018, le Danemark a établi un nouveau record mondial avec 43% de sa puissance provenant du vent. Un nombre croissant de pays ont atteint une croissance dans la production d'énergie éolienne, notamment l'Allemagne, l'Irlande, le Portugal, l'Espagne, la Suède et l'Uruguay, [7].

Position 2018	pays	Capacité totale fin 2017 [MW]	Capacité total fin 2018 [%]
01	Chine	200 000	187 730
02	Etat Unis	96 000	88 000
03	Allemagne	59 000	56 000
04	Inde	35 000	32 879
05	Royaume-Uni	20 700	17 852
06	Brésil	14 500	12 763
07	France	15 300	13 760
84	Algérie	10	10

Tableau (I.1) : Capacité de production éolienne totale installée selon [7]

Le marché éolien mondial est dominé par l'Asie, la Chine en tête, pour la 9^e année consécutive selon le WWEA. La Chine a renforcé sa position de leader sur ce marché, mais le rythme des nouvelles capacités éoliennes connectées au réseau dans ce pays en 2017 (21 GW) s'est ralenti par rapport à 2018 (23,4 GW). Avec une capacité éolienne cumulée de 217 GW et un déploiement étonnant dans l'énergie solaire, le pays est maintenant sur la bonne voie pour faire des énergies renouvelables sa principale source d'énergie, [8].

Les États-Unis, le deuxième marché en importance, ont vu leur nouvelle capacité augmenter de 6,7 gigawatts en 2017 à 7,6 GW en 2018, malgré des objectifs nationaux moins ambitieux en matière de climat et d'énergie. Cette évolution positive n'est certainement pas uniquement le résultat de l'économie de l'énergie éolienne, mais également le soutien solide et global aux niveaux des États et des municipalités. Bientôt, les États-Unis seront le deuxième pays après la Chine à atteindre une capacité installée de plus de 100 GW.

Parmi les principaux marchés, les États-Unis (7,6 Gigawatt ajoutés pour atteindre 96 Gigawatt au total), l'Allemagne (3,1 Gigawatt nouveaux, au total 59 Gigawatt), l'Inde (2,1 Gigawatt ajoutés *, 35 Gigawatt de capacité totale *) Royaume-Uni (2,9 Gigawatt nouveaux, 20,7 Gigawatt au total), Brésil (1,7 Gigawatt nouveaux *, 14,5 Gigawatt au total *) et France (1,5 Gigawatt neufs, 15,3 Gigawatt au total) ont tous enregistré des résultats substantiels. (Croissance, bien que dans certains cas bien au-dessus, dans d'autres bien en dessous de l'année précédente).

Après la Chine, les États-Unis et l'Allemagne, l'Inde est le 4^e pays le plus dynamique en matière d'implantation d'éoliennes, avec 4,6 GW de nouvelles capacités installées en 2017, voir tableau (I.2). Cela porte la puissance du parc éolien indien à 32 879 MW à la fin 2017, soit près de la moitié de l'objectif de développement que s'est fixé le pays à l'horizon 2022 (60 GW de capacités éoliennes et 100 GW de capacités solaires installées), [9].

En Algérie, la puissance éolienne totale installée est de 10 MW, correspondant à une ferme éolienne implantée à Adrar en 2012. Le ministère de l'énergie et des mines s'est fixé pour objectif de passer, en termes d'énergie éolienne, de 10 MW en 2012 à 1 700 MW en 2030, [10]. Dans son programme de développement des éoliennes, le ministère a envisagé d'installer sept autres fermes éoliennes d'une puissance totale d'environ de 260 MW, [3] [11].

Position 2018	pays	Capacité ajoutée en 2018 [MW]	Taux de croissance en 2018 [%]
01	Chine	21 000	11.2
02	Etat Unis	7 600	8.4
03	Allemagne	6145	12.2
04	Inde	4 600	16.2
05	Royaume-Uni	3340	23.0
06	Brésil	1963	18.1
07	France	1695	14
08	Turquie	900	14.8
09	Pologne	752	13.0
10	Italie	443	4.7
-	Algérie	-	-

Tableau (I.2) : Capacité de production éolienne ajoutée en 2018 selon [8]

I.2.3 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne fait partie des énergies renouvelables. Elle a donc beaucoup d'avantages, ce qui va lui donner un rôle important dans l'avenir ; cependant, sa technologie présente aussi quelques points faibles, [6] [12].

I.2.3.1 Avantages

L'énergie éolienne est connue par ses nombreux avantages, tels que [3] [6] [12] [13] :

- 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

L'énergie éolienne possède aussi des désavantages qu'il faut citer [3] [6] [14] [15] :

- Aspect aléatoire (sujette aux variations des vitesses de vent);
- L'impact visuel (esthétique), cela reste néanmoins un thème subjectif;
- La nature stochastique du vent à une influence sur la qualité de la puissance électrique produite, ce qui représente une contrainte pour les gérants des réseaux;
- Les éoliennes génèrent des bruits mécaniques (multiplicateurs) et aérodynamiques (vitesse de rotation du rotor) qui peuvent atteindre jusqu'à 55dB ;
- 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 ;
- La pollution visuelle et sonore. La perturbation des ondes électromagnétiques (télévision,

- radio, portable) sont des obstacles à l'installation chez les particuliers et cela oblige l'installation des éoliennes loin des habitations ;
- Le couplage des éoliennes dans les réseaux électriques entraîne des problèmes et contraintes spécifiques qui doivent être pris en compte par les opérateurs de réseaux afin de satisfaire les conditions de couplage et de ne pas dégrader la qualité de tension sur les réseaux ;
 - Le bruit des pales (nuisances sonores).

I.2.4 Application des éoliennes

Un système éolien peut être utilisé en trois applications distinctes :

- Systèmes isolés ;
- Systèmes hybrides ;
- Systèmes reliés au réseau ;

I.2.4.1 Systèmes Isolés

L'énergie éolienne est aussi utilisée pour fournir de l'énergie à des sites isolés, par exemple pour produire de l'électricité dans les îles, pour le pompage de l'eau dans des champs, ou encore pour alimenter en électricité des voiliers, des phares et des balises.

Les systèmes isolés en général utilisent quelques formes de stockage d'énergie. Ce stockage peut être fait par des batteries : il faut alors un dispositif pour contrôler la charge et la décharge de la batterie. Le contrôleur de charge a comme principal objectif d'éviter qu'il y ait des dommages au système de batterie par des surcharges ou décharges profondes. Pour l'alimentation d'équipement qui opère avec un réseau alternatif, il est nécessaire d'utiliser un onduleur.

I.2.4.2 Systèmes Hybrides

Les systèmes hybrides sont ceux qui présentent plus d'une source d'énergie comme par exemple, turbines éoliennes, génératrice Diesel, modules photovoltaïques, entre autres. L'utilisation de plusieurs formes de génération d'énergie électrique augmente la complexité du système et exige l'optimisation de l'utilisation de chacune des sources. Dans ces systèmes, il faut réaliser un contrôle de toutes les sources pour maximiser la livraison de l'énergie à l'utilisateur, [16].

I.2.4.3 Systèmes Liés au Réseau

Plus de 95% de la capacité mondiale d'énergie éolienne est raccordée à des grands réseaux de puissance [17]. Ceci s'explique par les nombreux avantages du fonctionnement des centrales éoliennes sur les réseaux :

- La puissance des turbines éoliennes ne doit pas être nécessairement commandée en fonction de la demande instantanée d'un client spécifique,
- Le manque de puissance délivrée par les éoliennes est compensé par les centrales conventionnelles, ainsi, le fonctionnement des turbines éoliennes connectées aux réseaux est techniquement moins complexe que son application individuelle isolée

I.2.5 Les différents types d'éoliennes

Les éoliennes se divisent en deux grandes familles : celles à axe vertical et celles à axe horizontal.

I.2.5.1 Eoliennes à axe vertical

Les éoliennes à axe vertical ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité paradoxalement en contradiction avec le traditionnel moulin à vent à axe horizontal. Elles possèdent l'avantage d'avoir les organes de commande et le générateur au niveau du sol donc facilement accessibles. De nombreuses variantes ont été testées depuis les années vingt, dont beaucoup sans succès, mais deux structures sont parvenues au stade de l'industrialisation [18] :

- **Le rotor de Savonius** : (du nom de son inventeur, breveté en 1925) dont le fonctionnement est basé sur le principe de "traînée différentielle" utilisé dans les anémomètres : les efforts exercés par le vent sur chacune des faces d'un corps creux sont d'intensité différente, il en résulte alors un couple moteur entraînant la rotation de l'ensemble.
L'effet est ici renforcé par la circulation d'air entre deux demi-cylindres qui augmente le couple moteur (Figure I.1). 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 [19].

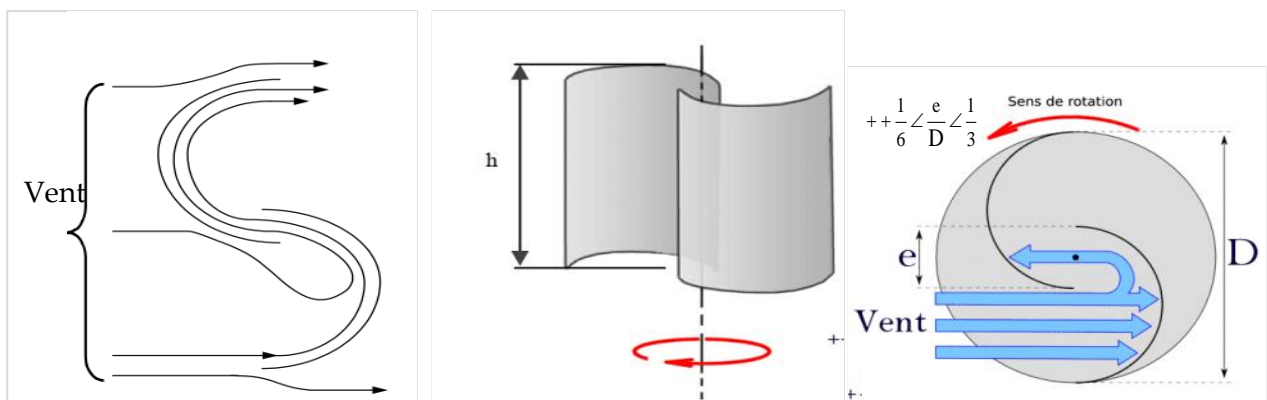


Figure (I.1) : Principe du rotor de Savonius et de l'incidence variable.

- **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. Leur fonctionnement est basé sur le fait qu'un profil placé dans un écoulement d'air selon différents angles (Figure 1.2) est soumis à des forces de direction et d'intensité variables. La résultante de ces forces génère alors un couple moteur entraînant la rotation du dispositif [20]. Ces forces sont créées par la combinaison de la vitesse propre de déplacement du profil et de la vitesse du vent. Cela signifie que la rotation du dispositif ne peut pas s'amorcer d'elle-même. Lorsqu'elle est à l'arrêt, l'éolienne doit donc être lancée par un dispositif annexe (montage d'une éolienne Savonius sur le même rotor ou utilisation de la génératrice en moteur).

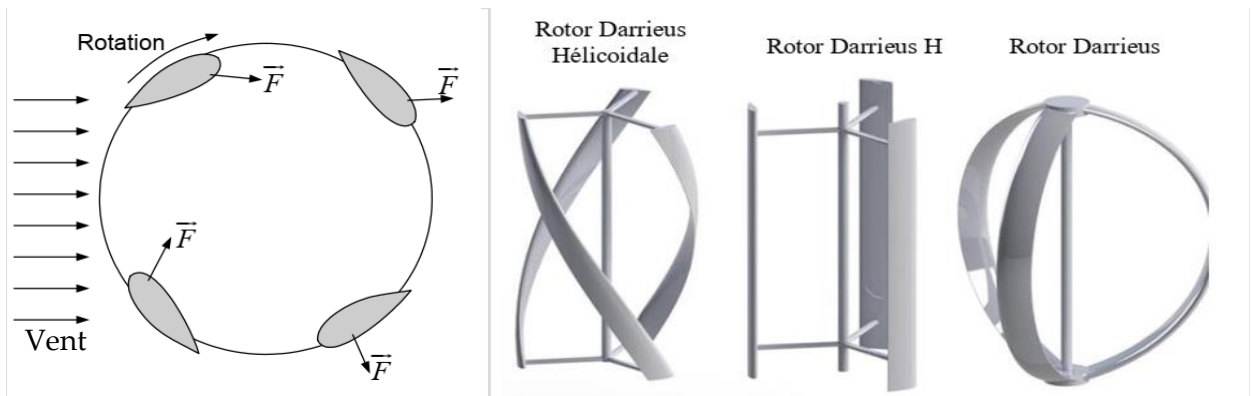


Figure (I.2) : Principe du rotor de Darrieus et de l'incidence variable.

Même si quelques grands projets industriels ont été réalisés, les éoliennes à axe vertical restent toutefois marginales et peu utilisées voire actuellement abandonnées. En effet la présence du capteur d'énergie près du sol l'expose aux turbulences et au gradient de vent ce qui réduit son efficacité. Elles sont de plus exposées à des problèmes d'aéroélasticité dus aux fortes contraintes qu'elles subissent. Enfin la surface qu'elles occupent au sol est très importante pour les puissances élevées.

- *Avantages d'une éolienne à axe vertical*

Les principaux avantages des éoliennes à axes verticales sont [21] [22]:

- La conception verticale offre l'avantage de mettre le multiplicateur, la génératrice et les appareils de commande directement au sol ;
- Simplicité de conception ;
- Absence d'un système d'orientation du rotor car le vent peut faire tourner la structure quel que soit sa direction ;
- Sa conception est simple, robuste et nécessite peu d'entretien ;
- Faible bruit du système puisqu'elles tournent à faible vitesse.

- *Inconvénients d'une éolienne à axe vertical*

- Faible rendement et variations importantes de la puissance produite ;
- Elles sont moins performantes que celles à axe horizontal ;
- Occupation importante du terrain pour les puissances élevées.
- La conception verticale de ce type d'éolienne impose qu'elle fonctionne avec un vent proche du sol, donc moins fort, car freiné par le relief ;
- L'éolienne ne démarre pas automatiquement. Ceci ne constitue cependant qu'un inconvénient mineur dans le cas d'une éolienne raccordée au réseau, étant donné qu'il est alors possible d'utiliser la génératrice comme un moteur absorbant du courant du réseau pour démarrer l'éolienne.

I.2.5.2 Eoliennes à axe horizontal

Une turbine à axe de rotation horizontal demeure face au vent, comme les hélices des avions et des moulins à vent. Elle est fixée au sommet d'une tour, ce qui lui permet de capter une quantité plus importante d'énergie éolienne. Ce sont les éoliennes actuellement les plus utilisées, car on

peut avoir un très bon rendement. Elles sont à deux, trois ou à plusieurs pâles voir figure (I.3). Toutefois, les structures les plus courantes sont à trois pâles. Une éolienne à axe horizontal est constituée donc d'une hélice perpendiculaire au vent montée sur un mat dont les pâles sont profilées aérodynamiquement à la manière d'une aile d'avion. Par conséquent, ce type de turbines doit toujours être orienté face au vent. Par comparaison à la turbine à axe vertical, pour la même vitesse de vent, les éoliennes à axe horizontal sont capables de produire plus d'énergie grâce à un meilleur coefficient de puissance. Par ailleurs, elles ont un coût moindre et une efficacité accrue due à leur position à plusieurs dizaines de mètres du sol [23].

La turbine peut se trouver à l'avant de la nacelle ou à l'arrière : au vent (up wind) ou sous le vent (down wind). L'avantage des dispositifs sous le vent est qu'ils se positionnent automatiquement face au vent ce qui permet, notamment pour les fortes puissances d'éviter le système mécanique d'orientation, complexe, lourd et coûteux. L'inconvénient majeur réside dans une fatigue accrue due aux fréquentes oscillations liées aux changements de direction du vent. Le procédé « sous le vent ou aval » reste peu utilisé comparativement à celui « au vent ou amont ». Figure (I.4). [24][25]



Figure (I.3) : Les éoliennes à axe horizontal.

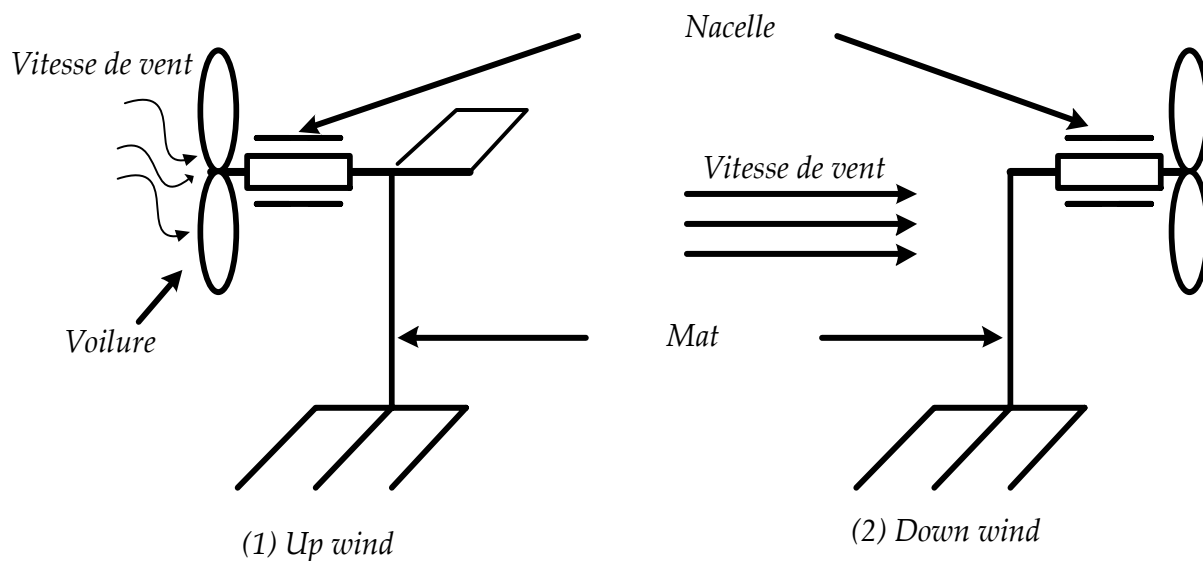


Figure (I.4) : Type de montage d'une voilure à axe horizontal. [24]

Il existe quatre voies principales pour limiter la puissance éolienne dans le cas de fortes valeurs de vent. La première est une technique active assez coûteuse et complexe appelée système à pas

variable (pitch) : elle est donc plutôt utilisée sur les systèmes à vitesse variable de moyenne à fortes puissances (quelques centaines de KW). Elle consiste à régler mécaniquement la position angulaire des pales sur leur axe, ce qui permet de décaler dynamiquement la courbe du coefficient de puissance de la voilure. [26]

La seconde technique est passive, dite (*stall*), consiste à concevoir la forme des pales pour obtenir un décrochage dynamique du flux d'air des pales à fort régime de vent. Il existe aussi des combinaisons des deux technologies précédemment citées.

La troisième façon de limiter la puissance est la déviation de l'axe du rotor dans le plan vertical (un basculement de la nacelle) au une déviation dans le plan horizontal (rotation autour de l'axe du mat). Ainsi, la turbine n'est plus face au vent et la surface active de l'éolienne diminue. [27]

La dernière famille qui permet la régulation de la puissance éolienne consiste à faire varier la vitesse de rotation par une action électrique. Par le biais de la génératrice accouplée à une chaîne de conversion statique pilotée pour gérer le transfert d'énergie, la vitesse de rotation peut être pilotée selon le point de fonctionnement souhaité. Le plus souvent, dans les turbines classiques à axe horizontal, le dispositif de réglage à fréquence variable est associé à un réglage mécanique (pitch ou stall) [27].

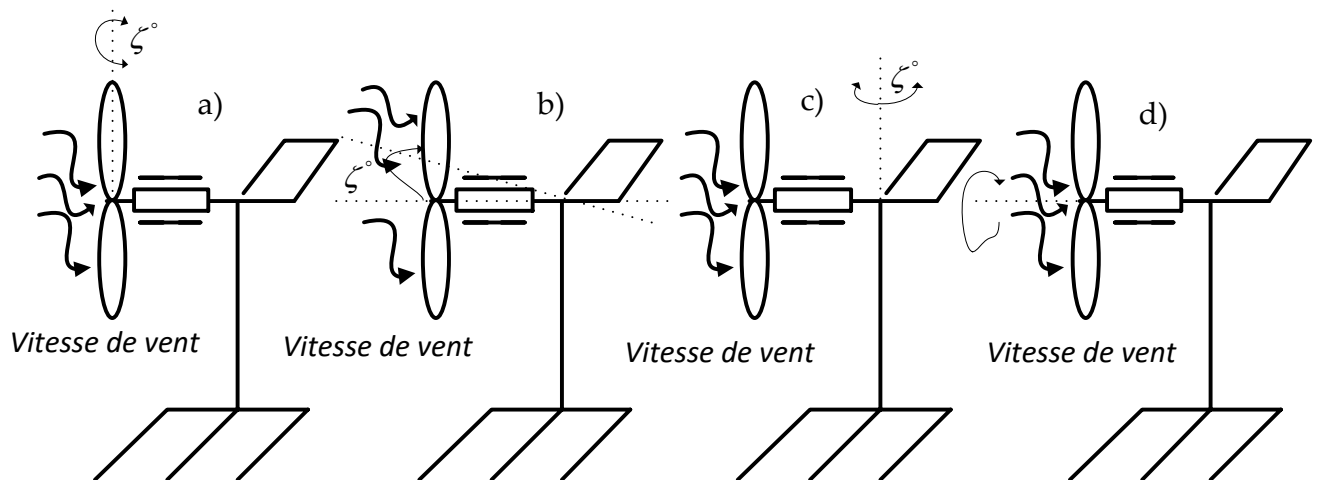


Figure (I.5) : Limitation de puissance éolienne a) pitch, b) déviation verticale de l'axe de rotation, c) rotation horizontale de l'axe de rotation, d) vitesse de rotation continuellement variable. [27]

▪ Avantages d'une éolienne à axe horizontal

Les principaux avantages des éoliennes à axe horizontal sont [18, 21]:

- Ces éoliennes captent le vent en hauteur et loin du sol; à cette hauteur le vent est beaucoup moins ralenti par le relief. A dimension d'hélice identique, on pourra produire plus de puissance par le biais de cette structure par rapport aux éoliennes à axe vertical.
- Une très faible emprise au sol par rapport à l'éolienne à axe vertical ;
- Le générateur et les appareils de command sont dans la nacelle au sommet de la tour. Ainsi, il n'est pas nécessaire de rajouter un local pour l'appareillage ;

- 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.

▪ *Inconvénients d'une éolienne à axe horizontal*

Les principaux inconvénients des éoliennes à axe horizontal sont [21] [28]:

- 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 ;
- L'appareillage se trouve au sommet de la tour ce qui gêne l'intervention en cas d'incident [29].

I.2.6 Eolienne à vitesse fixe et à vitesse variable

La figure (1.6) ci-dessous illustre les différents abaques de puissance en fonction de quelques vitesses de vent en (m/s) et celles de la machine en (tr/sec). Les éoliennes à vitesse fixe sont les conceptions les plus classiques. Une éolienne à vitesse fixe désigne que son rotor tourne toujours à la même vitesse angulaire, peu importe la vitesse du vent, Cette vitesse de fonctionnement dépend de l'architecture de la turbine elle-même et de la fréquence du réseau électrique, en fixant cette vitesse à $\Omega_r = 3 \text{ tr/sec}$ soit (180 tr / min), on remarque que la puissance extraite de vent n'est optimale que si la vitesse du vent est au voisinage de (8 m / sec) (figure I.6) ; ainsi on parle d'une éolienne à vitesse fixe.

Les principaux avantages de ce type d'éoliennes sont [30] [31]:

- La simplicité d'implantation ;
- L'absence de convertisseurs de puissance pour la commande ;
- Une grande fiabilité ;
- Un faible coût.

Ce système possède beaucoup d'inconvénients lors de l'exploitation de l'énergie extraite à savoir [30 31]:

Une puissance extraite non optimisée (On rate les maximas 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 et l'absence de contrôle du système de magnétisation de la génératrice.

Actuellement, les éoliennes de forte puissance fonctionnent sous vitesse variable. Le terme vitesse variable désigne le fait que la vitesse de la turbine est indépendante de la fréquence du réseau électrique. Leurs pales se caractérisent principalement par leur géométrie dont dépendront les performances aérodynamiques et les matériaux dont elles sont constituées. Ces systèmes à vitesse variable sont des conceptions récentes développés grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, elles permettent à la fois de récupérer plus d'énergie, de réduire les coûts du système mécanique, de réduire le bruit et d'améliorer la qualité de l'énergie produite [32].

Les avantages de l'éolienne a vitesse variable [30][31][32] :

- 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.

Les inconvénients de l'éolienne à vitesse variable [30][31][32] :

- 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.

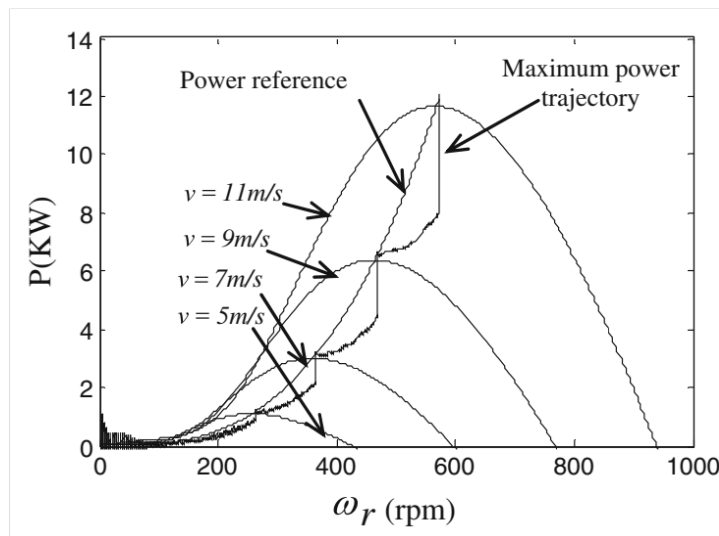


Figure (I.6) : Puissance d'une éolienne typique en fonction de la vitesse de la machine et celle de vent [33]

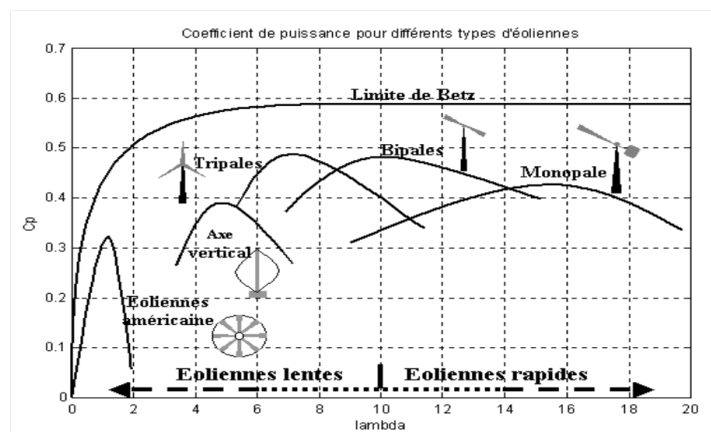


Figure (I.7) : Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes

En se référant à la figure (I.6), pour une vitesse de vent égal à (12m/sec), nous devons fixer la vitesse du générateur à 4.5 tr/sec soit 270 tr/min, pour une vitesse de vent de 10m/sec le générateur doit tourner à une vitesse égale à 3.65 tr/sec soit 219 tr/min, ainsi de suite. On parle alors d'un algorithme de poursuite de point maximal (maximisation de puissance), encore appelé algorithme de (MPPT).

Le graphe de la figure (I.7) donne une vue sur les coefficients de puissance C_p habituels en fonction de la vitesse réduite (λ) pour différents types d'éoliennes.

I.3 principaux composants des aérogénérateurs a axe horizontal

Une éolienne rapide est constituée principalement de trois parties : la tour, la nacelle et les pales. Chacune de ces parties doit être minutieusement étudiée et modélisée de façon à obtenir un meilleur rendement et une bonne fiabilité du système ainsi qu'un faible coût d'investissement. [34]

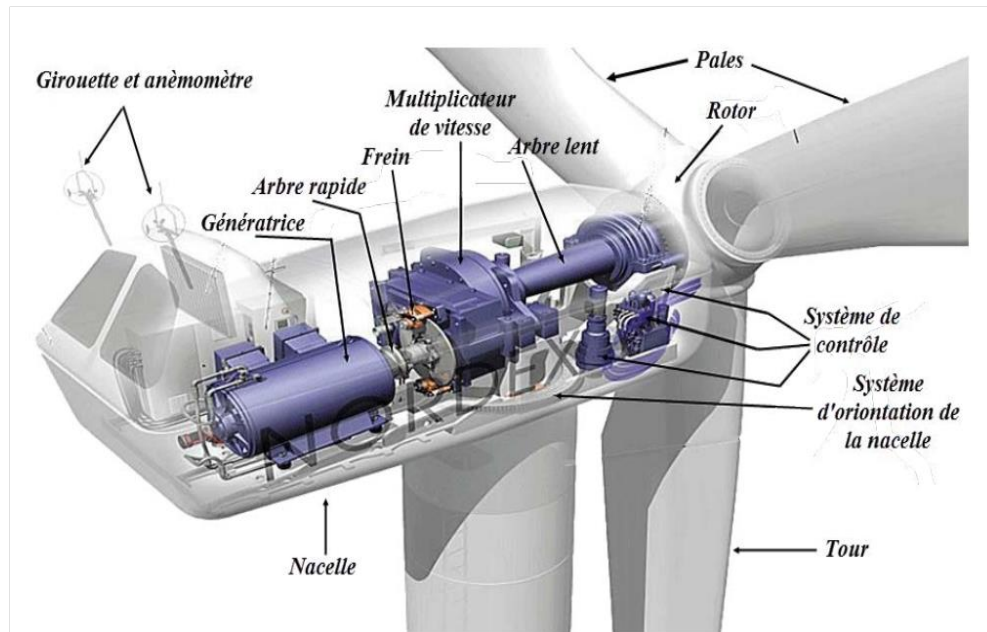


Figure I.8 : Principaux composants de l'éolienne moderne.

La figure (I.8) représente les différentes parties d'une éolienne à axe horizontale Nordex N60 (1300 kW). [34]

I.3.1 Les pales

Elles sont directement exposées aux variations du vent ce qui provoque leur rotation.

Le contrôle de la puissance éolienne captée se fait de deux façons [35] :

- Le contrôle de la surface exposée au vent par la méthode du PITCH, qui consiste en le réglage de l'angle d'exposition des pales à l'onde incidente du vent.
- Le contrôle de cette surface par la méthode du STALL, qui consiste en la variation de l'angle de calage de la pale ce qui mène à un décrochage aérodynamique et un freinage des pales.

I.3.2 La tour ou le mât

La tour permet de placer le rotor à une hauteur suffisante pour permettre son mouvement (nécessaire pour les éoliennes à axe horizontal) et/ou placer ce rotor à une hauteur lui permettant d'être entraîné par un vent plus fort et régulier qu'au niveau du sol. Le mât abrite généralement une partie des composants électriques et électroniques (modulateur, commande, multiplicateur, générateur, ect)[35]

I.3.3 Le rotor

C'est la partie tournante dans une éolienne. Il capte et transforme l'énergie du vent en énergie mécanique. Il est constitué des pales (d'un nombre variable) et de l'arbre primaire, la liaison entre ces éléments étant assurée par le moyeu. Sur certaines machines, l'arbre primaire qui tourne à faible vitesse comporte un dispositif permettant de faire passer des conduites hydrauliques entre la nacelle et le moyeu. Cette installation hydraulique est notamment utilisée pour la régulation du fonctionnement de la machine (pas des pales variable, freinage du rotor...). [36]

I.3.4 La nacelle

La nacelle est montée au sommet du mât, elle abrite les composants mécaniques, pneumatiques, certains composants électriques et électroniques, nécessaires au fonctionnement de la machine, elle comporte :

- ***Le multiplicateur de vitesse***

Le multiplicateur de vitesse sert à élever la vitesse de rotation entre l'arbre primaire et l'arbre secondaire qui entraîne la génératrice électrique. En effet, la faible vitesse de rotation de l'éolienne ne permettrait pas de générer du courant électrique dans de bonnes conditions avec les générateurs de courant classiques.

- ***L'arbre secondaire***

Comporte généralement un frein mécanique qui permet d'immobiliser le rotor au cours des opérations de maintenance et d'éviter l'emballement de la machine ;

- ***La génératrice***

C'est elle qui convertit l'énergie mécanique en énergie électrique.

- ***Contrôleur électronique - girouette – anémomètre***

Le contrôleur électronique est chargé de surveiller le fonctionnement de l'éolienne. Il s'agit en fait d'un ordinateur qui peut gérer le démarrage de la machine lorsque la vitesse du vent est suffisante, gérer le pas des pales, le freinage de la machine, l'orientation de l'ensemble rotor + nacelle face au vent. Pour mener à bien ces différentes tâches, le contrôleur utilise les données fournies par un anémomètre (capteur de vitesse du vent) et une girouette (capteur de direction du vent), habituellement situés à l'arrière de la nacelle. Enfin, le contrôleur assure également la gestion des différentes pannes pouvant survenir.

- ***Divers dispositifs de refroidissement***

Le refroidissement des composantes situées à l'intérieur de la nacelle est assurée par des ventilateurs ou bien par des radiateurs d'eau ou d'huile ;

- ***Le dispositif d'orientation de la nacelle***

Il permet la rotation de la nacelle à l'extrémité supérieure de la tour, autour de l'axe vertical. L'orientation est généralement assurée par des moteurs électriques, par l'intermédiaire d'une couronne dentée. De nombreuses éoliennes comportent un système de blocage mécanique de la position de la nacelle suivant une orientation donnée cela permet de bloquer l'éolienne durant les opérations de maintenance.

- **Le dispositif d'orientation des pales**

Il permet d'ajuster la portance des pales à la vitesse du vent pour maintenir une puissance sensiblement constante à vent fort (turbines à vitesse variable) ou de maintenir une vitesse de rotation constante quel que soit la vitesse du vent (turbines à vitesse fixe).

I.4 Bilan des forces sur une pale

L'action du vent relatif sur un profil aérodynamique engendre sur la section de pale de largeur dr et de longueur de corde l une distance r de l'axe de rotation une force résultante $d\vec{F}$ [37]

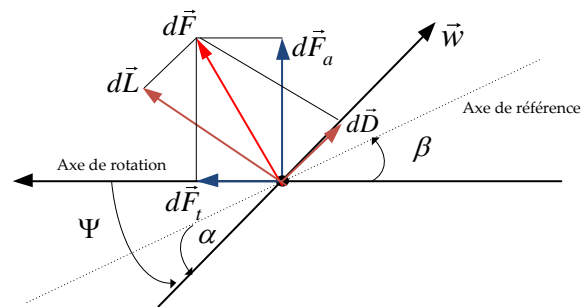


Figure I.9 : Forces appliquées sur un élément de pale. [37]

On peut décomposer la force résultante $d\vec{F}$ de la manière suivante :

- la portance $d\vec{L}$, normale à la direction du vent apparent ;
- La force de $d\vec{D}$, parallèle à la direction du vent ;

On peut aussi la décomposer d'une autre manière :

- La pousse axiale $d\vec{F}_a$, perpendiculaire au plan de rotation ;
- La pousse tangentielle $d\vec{F}_t$, dans la direction de rotation ;

Les modules des forces dD , dL s'expriment en fonction de deux coefficients, le coefficient de portance C_L et le coefficient de traînée C_D .

La force de portance :

$$L = \frac{1}{2} \rho w^2 dA C_L \quad (\text{I.1})$$

La force de traînée :

$$D = \frac{1}{2} \rho w^2 dA C_D \quad (\text{I.2})$$

La poussée axiale :

$$F_t = \frac{1}{2} \rho w^2 C_z S \quad (\text{I.3})$$

La poussée de rotation:

$$F_a = \frac{1}{2} \rho w^2 C_x S \quad (\text{I.4})$$

Avec

$dA = l(r).dr$: Surface du tronçon de pale ;

$l(r)$: Longueur de la corde à la distance r de l'axe de rotation ;

C_L : Coefficient de portance (sans dimension) ;

C_D : Coefficient de traînée (sans dimension) ;

C_z : Coefficient de portance suivant le plan de rotation

C_x : Coefficient de poussée ;

w : Module du vent apparent.

Ces coefficients C_L et C_D dépendent du profil de la pale et de l'angle d'incidence α . Dans l'analyse du fonctionnement des turbines éoliennes on utilise le diagramme du rapport C_x/C_z en fonction de l'angle d'incidence α . Ce rapport reflète le rendement de conversion de l'énergie éolienne.

I.5 Conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique

La nacelle telle qu'elle est présentée dans la figure I.8 a pour rôle de capter l'énergie cinétique du vent et la transformer en énergie électrique. Cette opération est basée sur un certain nombre de lois physiques qui sont présentées dans ce qui suit.

I.5.1 Loi de Betz

Considérons le système éolien à axe horizontal représenté sur la Figure (I.3) sur lequel on a représenté la vitesse du vent V_1 en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval.

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne V_1 et la vitesse du vent après passage à travers le rotor V_2 soit $(V_1 + V_2)/2$, la masse d'air en mouvement de densité ρ traversant la surface S des pales en une seconde est:

$$m = \frac{\rho S (V_1 + V_2)}{2} \quad (I.5)$$

La puissance P_m alors extraite s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent (seconde loi de Newton) :

$$P_m = \frac{m(V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad (I.6)$$

Soit en remplaçant m par son expression dans (1.5) :

$$P_m = \frac{\rho S (V_1 + V_2)(V_1^2 - V_2^2)}{4} \quad (I.7)$$

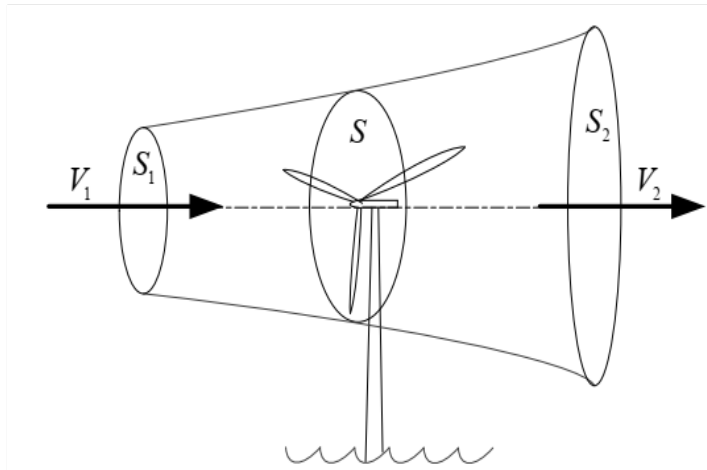


Figure I.10 : Tube de courant d'air autour d'une éolienne.

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_1 , la puissance P_{mt} correspondante serait alors :

$$P_{mt} = \frac{\rho S V_1^3}{2} \quad (I.8)$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est alors :

$$\frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{\left(1 + \left(\frac{V_1}{V_2}\right)\right) \left(1 - \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2\right)}{2} \quad (I.9)$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation ci-dessus (Figure I.6), on s'aperçoit que le ratio P_m/P_{mt} appelé aussi coefficient de puissance C_p présente un maxima de $16/27$ soit 0.59 . C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative λ représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent.

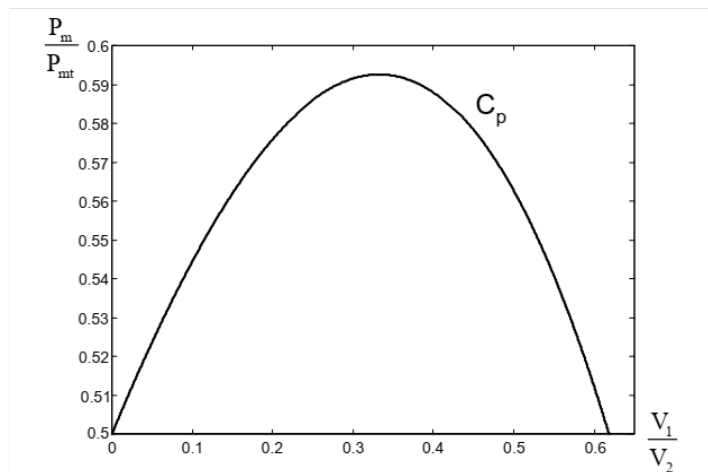


Figure I.11 : Coefficient de puissance

Les éoliennes à marche lente sont munies d'un grand nombre de pales (entre 20 et 40), leur inertie importante impose en général une limitation du diamètre à environ 8 m. Leur coefficient de puissance (Figure I.7) atteint rapidement sa valeur maximale lors de la montée en vitesse mais décroît également rapidement par la suite. Les éoliennes à marche rapide sont beaucoup plus répandues et pratiquement toutes dédiées à la production d'énergie électrique. Elles possèdent généralement entre 1 et 3 pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Les pales peuvent atteindre des longueurs de 60 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts.

Les éoliennes tripales sont les plus répandues car elles représentent un compromis entre les vibrations causées par la rotation et le coût de l'aérogénérateur. De plus, leur coefficient de puissance Figure (I.11) atteint des valeurs élevées et décroît lentement lorsque la vitesse augmente. Elles fonctionnent rarement au-dessous d'une vitesse de vent de 3 m/s [7].

I.5.2 Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne

L'objectif de cette régulation est double, d'une part de protéger l'éolienne contre le vent fort et d'autre part de délimiter la puissance. En effet, la turbine éolienne est dimensionnée pour fournir une puissance nominale P_n à une vitesse de vent nominale V_n , au-delà de cette vitesse, les paramètres de la turbine doivent évoluer afin de fournir la puissance nominale et de ne pas produire au-delà d'une vitesse maximale V_{max} qui pourrait endommager la turbine. La caractéristique Puissance-vitesse d'une éolienne peut se décomposer en quatre zones figure (I.12) :

- **Zone 1** : C'est la zone de démarrage de la machine, la puissance électrique est assez faible et la vitesse mécanique atteint presque 70% du synchronisme ;
- **Zone 2** : Lorsque la vitesse de la génératrice atteint une valeur seuil, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale du vent est appliqué. Pour extraire le maximum de la puissance, l'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale, c'est à dire $\beta = 2^\circ$.
- **Zone 3** : Au-delà, l'éolienne fonctionne à vitesse constante. Dans cette zone, la puissance de la génératrice atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la puissance nominale.
- **Zone 4** : Arrivée à la puissance nominale P_{nom} , une limitation de la puissance générée est effectuée à l'aide d'un système d'orientation des pales : pitch control. [38][39]

Pour contrôler la puissance aérodynamique capturée et la limiter lorsque la vitesse du vent est très élevée, on peut utiliser l'une des deux techniques de contrôle connues surtout dans les grandes turbines sous les noms de "Pitch Control" et "Stall Control".

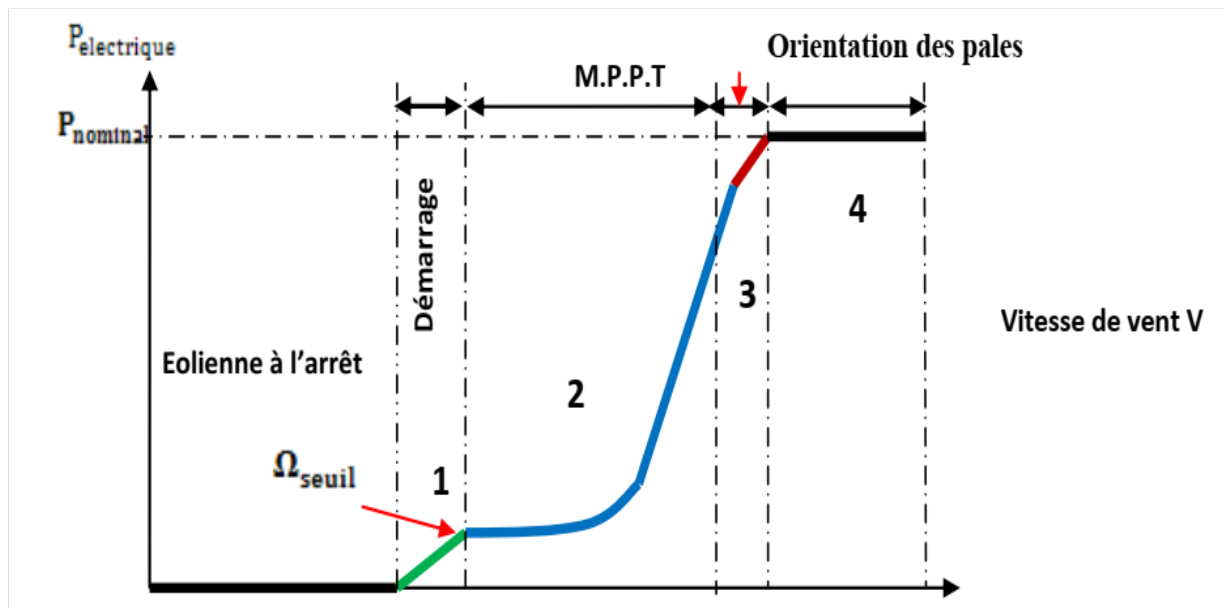


Figure I.12 : Caractéristique puissance vitesse typique d'une éolienne de grande puissance.

I.5.3 Le 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). C'est un contrôle par variation de l'angle de calage des pales (pas des pales) autour de leur axe longitudinal en fonction de la vitesse du vent et de la puissance active à extraire. En agissant par le Pitch Control, le coefficient de puissance C_p ne varie plus en fonction de λ mais en fonction de la vitesse du vent à vitesse de rotation constante, ce qui va permettre de maintenir la puissance constante dans la zone 4 à sa valeur maximale. On peut noter que pour modifier l'angle de calage dans le Pitch Control dans un système de régulation automatique de vitesse de rotation on a besoin d'un régulateur électronique avec des masselottes centrifuges ou d'un régulateur électronique[40].

I.5.4 Le Stall Control

C'est un régulateur par décrochage aérodynamique, autrement dit le comportement géométrique des pales peut évoluer selon le rapport entre les deux vitesses du vent et de la turbine, ce qui permet le décrochage à partir d'une certaine vitesse du vent. Ce décrochage dépend notamment de l'angle de calage des pales qui peuvent être fabriquées avec un pas variable suivant la position le long de la pale et possèdent aussi un mécanisme de freinage en bout. Cette technique du "Stall Control". Afin d'améliorer le degré de captage d'énergie par le Stall Control, on peut combiner ce dispositif à une machine à deux vitesses de rotation, ce qui permet d'étendre la plage de production et la rendre comparable avec celle obtenue dans le cas du Pitch Control.

Certains aérogénérateurs utilisent un système hybride nommé le Stall Actif qui combine les avantages des deux systèmes où le décrochage aérodynamique est obtenu progressivement grâce à une orientation minimale des pales nécessitant des moyens de réglage plus économiques et plus robustes que dans le cas du système de Pitch Control[40].

I.5.5 Contrôle par décrochage aérodynamique 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 pâles étant très réduite, le dispositif mécanique est plus simple et moins coûteux. Cette technique, appelée aussi décrochage par calage négatif des pales (négative-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 [30][41] [42].

I.6 Machines électriques et systèmes de conversion d'énergie éolienne

L'application la plus fréquente des turbines éoliennes est aujourd'hui la production d'électricité. Pour cela, l'utilisation d'une machine électrique est indispensable. Il existe sur le marché plusieurs types de machines électriques qui peuvent jouer le rôle de génératrice dans un système aérogénérateur qui demande des caractéristiques très spécifiques [34]. Le cahier des charges pour une génératrice éolienne varie selon le type et les dimensions géométriques de la voilure. Certaines machines typiquement utilisées dans les constructions éoliennes sont succinctement décrites dans ce paragraphe en tenant compte de leurs spécificités.

Les générateurs habituellement rencontrés dans les éoliennes sont présentés dans ce qui suit. Différents types de machines électriques peuvent être utilisés pour la génération de puissance éolienne. Des facteurs techniques et économiques fixent le type de machine pour chaque application. Pour les petites puissances (< 20 kW), la simplicité et le coût réduit des générateurs synchrones à aimants permanents (PMSG) expliquent leur prédominance. Dans les applications de plus forte puissance, jusqu'à 2 MW environ, le générateur asynchrone est plus courant et économique.

I.6.1 Générateur Asynchrone

Le générateur à induction est largement utilisé dans les turbines éoliennes de moyenne et grande puissance en raison de sa robustesse, sa simplicité mécanique et son coût réduit. La connexion directe au réseau de ce type de machine est bien plus douce grâce à la variation du glissement se produisant entre le flux du stator et la vitesse de rotation du rotor. Ceci explique pourquoi pratiquement toutes les éoliennes à vitesse fixe utilisent des machines à induction. Dans les années 90, les Danois ont rajouté une deuxième machine électrique pour pouvoir faire fonctionner l'éolienne à deux vitesses et ainsi augmenter le rendement énergétique de leurs aérogénérateurs. L'introduction de convertisseurs de puissance entre la machine et le réseau permet comme pour la machine synchrone de découpler la fréquence du réseau et la vitesse de rotation de la machine, et ainsi de faire fonctionner l'aérogénérateur à vitesse variable avec tous les avantages cités auparavant.

I.6.1.1 Générateur Asynchrone à Cage d'Ecureuil

Les machines électriques asynchrones sont les plus simples à fabriquer et les moins coûteuses. Elles ont l'avantage d'être standardisées, fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances. Elles sont aussi les moins exigeantes en termes d'entretien et présentent un taux de

défaillance très peu élevé. Dans les aérogénérateurs de dimensions conséquentes (grande puissance et rayon de pales important), la vitesse de rotation est peu élevée.

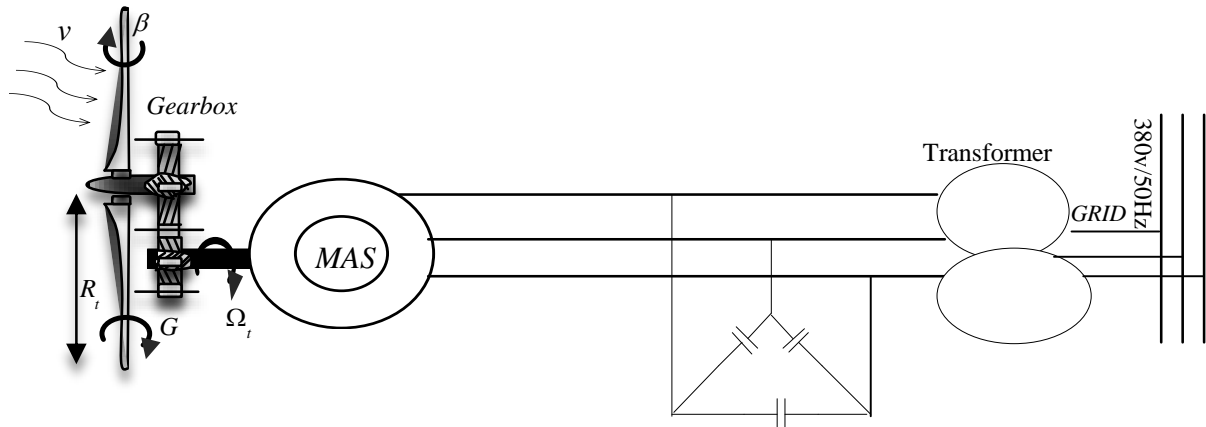
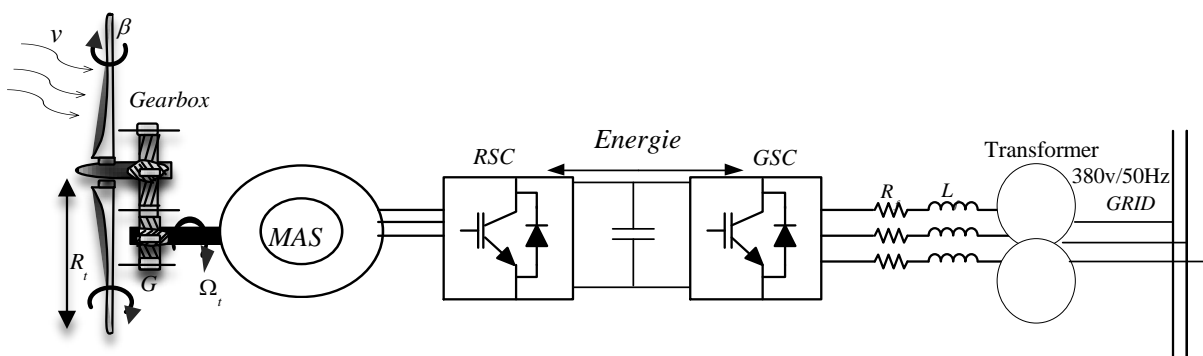


Figure I.13 : Système éolien basé sur la machine asynchrone à cage (vitesse de rotation fixe).

Or, il n'est pas envisageable de concevoir une génératrice asynchrone lente avec un rendement correct. Il est donc nécessaire d'insérer entre la turbine et la machine asynchrone un multiplicateur mécanique de vitesse. Le changement de la configuration de bobinage du stator (nombres de pôles) et donc l'utilisation des machines de type *Dahlander* est une solution parfois utilisée (Figure I.13), mais là encore le rendement est loin d'être optimal sur toute la plage de vent. [43] Une autre possibilité consiste à utiliser un variateur de fréquence, mais cette solution est globalement coûteuse (variation de fréquence et multiplicateur de vitesse) et donc très rarement exploitée (Figure I.14).

La majorité des applications en éolien (environ 85%) sont donc à vitesse de rotation constante et à connexion directe sur le réseau électrique comme le montre la Figure (1.17). Ces machines peuvent être facilement utilisables dans le petit éolien car la vitesse de rotation des pales est importante et l'entraînement direct possible. Mais, au-delà d'une efficacité énergétique moindre par rapport aux systèmes à fréquence variable, la rigidité de ces chaînes dont on a déjà dit qu'elle occasionne des variations brusques de puissance, ainsi que les problèmes de décrochage du réseau en cas de chute de vent sont leurs principaux inconvénients.



I.14 : Système éolien basé sur la machine asynchrone à cage à fréquence variable

I.6.1.2 Machine asynchrone à double stator

Pour améliorer le rendement du dispositif précédent, certains constructeurs utilisent un système à

base de machine asynchrone à double stator (Figure I.15) :

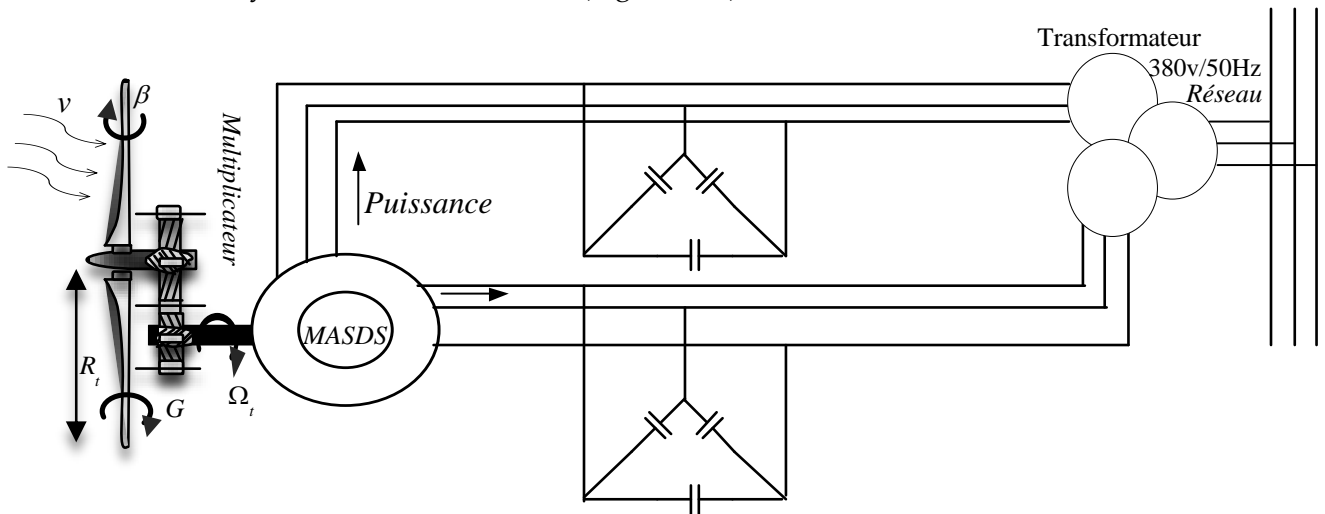


Figure I.15 : Machine asynchrone à double stator dans une chaîne de conversion éolienne.

Un stator de faible puissance à grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses de vent. Un stator de forte puissance à faible nombre de paires de pôles permettant de fonctionner aux vitesses de vent élevées [44].

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

I.6.1.3 Machine asynchrone connectée au réseau par l'intermédiaire d'une interface d'électronique de puissance

Le dispositif de base est représenté sur la Figure (1.16). Cette configuration autorise un fonctionnement à vitesse variable sans limite physique théorique. En effet, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension produite est redressée et transformée en tension continue. Le fonctionnement de l'onduleur est alors classique et une commande adéquate permet de délivrer une tension alternative de fréquence fixe correspondant à celle du réseau avec un facteur de puissance unitaire. La puissance nominale de la génératrice détermine alors la puissance maximale que peut fournir l'éolienne. Les convertisseurs utilisés sont dimensionnés pour la totalité de cette puissance échangée entre la machine et le réseau. Ils représentent donc un coût important, des pertes non négligeables (jusqu'à 3% de la puissance nominale de la machine) et entraînent des perturbations qui nuisent au rendement et à la qualité de l'énergie délivrée. De plus, la présence des capacités est indispensable pour fournir l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation de la machine. Cette énergie ne peut pas être fournie par le réseau car le redresseur est unidirectionnel. Il peut être éventuellement remplacé par un redresseur *MLI* à base *d'IGBT* dont la structure est semblable à celle de l'onduleur. Dans ce cas, le transfert de puissance réactive est contrôlable et se fait du bus continu vers la machine et le transfert de puissance active est identique au cas du redresseur simple. Cette solution alourdit toutefois le dispositif en termes de coût et de complexité de mise en œuvre, de plus,

les enroulements statoriques du moteur sont alors soumis à des dv/dt importants qui peuvent réduire leur durée de vie [15][44]. L'ensemble de ces inconvénients n'ont pas permis un développement industriel important de ce dispositif.

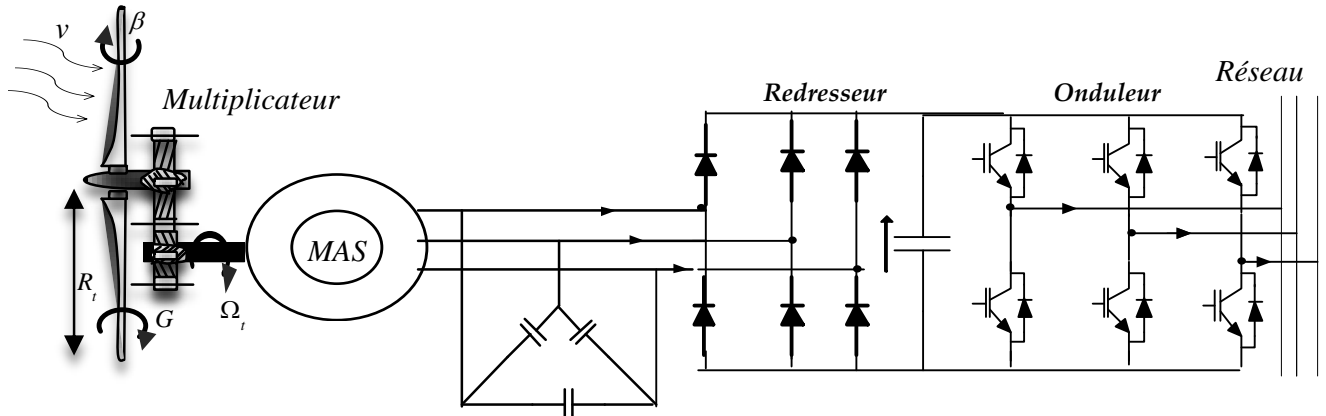


Figure I.16 : Machine asynchrone connectée sur le réseau par l'intermédiaire d'un ensemble redresseur – onduleur

I.6.2 Générateur synchrone

Les machines asynchrones présentent le défaut d'imposer la présence d'un multiplicateur de vitesse. Elles sont en effet bien adaptées à des vitesses de rotation relativement importantes et un couple insuffisant pour un couplage mécanique direct sur les voilures éoliennes. Par contre, les machines synchrones sont connues pour offrir des couples très importants à dimensions géométriques convenables. Elles peuvent donc être utilisées en entraînement direct sur les turbines éoliennes. Les systèmes de ce type possèdent aussi leurs défauts.

L'avantage du générateur synchrone sur le générateur asynchrone est l'absence de courant réactif de magnétisation. Le champ magnétique du générateur synchrone peut être obtenu par des aimants ou par bobinage d'excitation conventionnel [12]. Si le générateur possède un nombre suffisant de pôles, il peut être utilisé pour les applications d'entraînement direct qui ne nécessitent pas de boîte de vitesse. Le générateur synchrone est toutefois mieux adapté à la connexion indirecte au réseau de puissance à travers un convertisseur statique Figure(I.17), lequel permet un fonctionnement à vitesse variable.[13] Pour des unités de petite taille, le générateur à aimants permanents est plus simple et moins coûteux. Au-delà de 20KW (environ), le générateur synchrone est plus coûteux et complexe qu'un générateur asynchrone de taille équivalente.

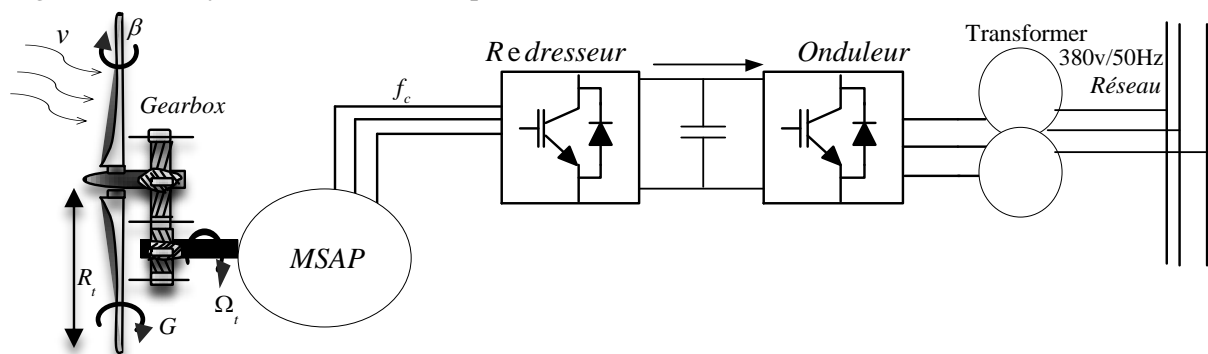


Figure I.17 : Système avec générateur synchrone pour un fonctionnement à vitesse variable.

I.6.2.1 Générateur 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. A noter que les aimants sont constitués généralement de matériaux à base de terres rares ce qui rend, à travers une opération d'extraction difficile, leur fabrication coûteuse.

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, [2][23].

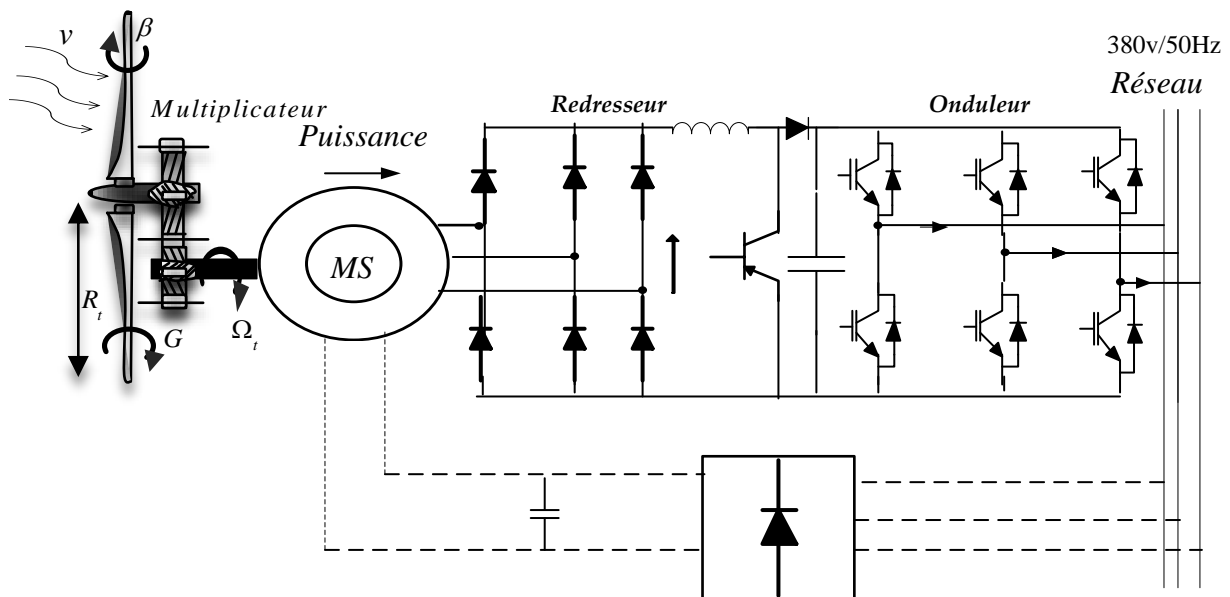


Figure I.18 : Machine synchrone reliée au réseau par un dispositif redresseur – hacheur – onduleur MLI.

I.6.2.2 Générateur synchrone à aimants permanents

La caractéristique d'auto excitation de MSAP lui permet de fonctionner avec un facteur de puissance élevé et un bon rendement, ce qui le rend propice à l'application à des systèmes de génération éolienne. En fait, dans la catégorie des petites turbines, son coût réduit et sa simplicité en font le générateur le plus employé. Cependant, dans les applications de plus grande puissance, les aimants et le convertisseur (lequel doit faire transiter toute la puissance générée), en fait le moins compétitif.

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 [17] [45].

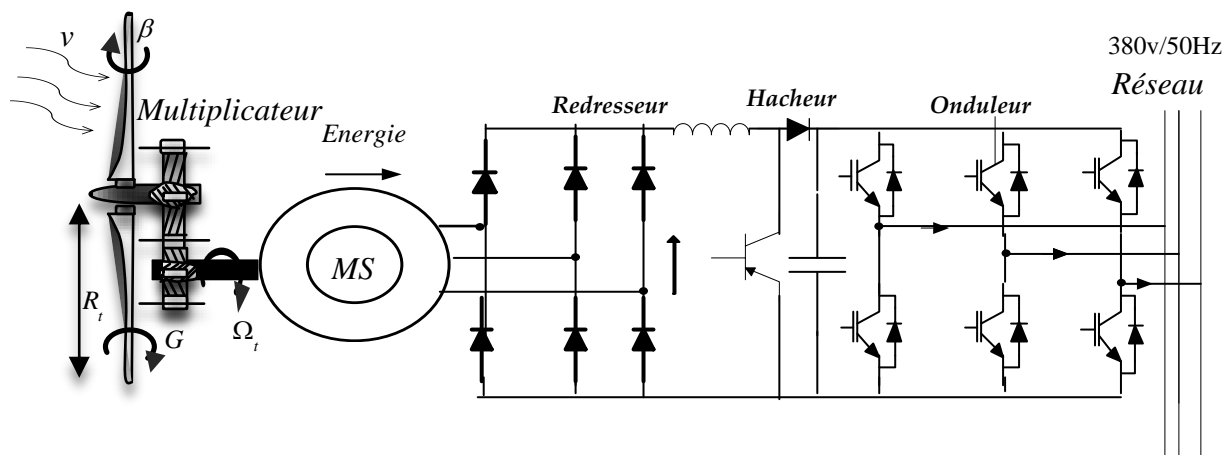


Figure I.19 : Machine synchrone à aimants permanents dans une chaîne de conversion éolienne.

I.6.3 Machines à structures spéciales

Conçues au départ pour produire des courants de fréquence élevée, les machines à réluctance variable (MRV) sont principalement destinées à des applications exigeant de grandes vitesses de rotation ou des entraînements lents à couple élevé. Elles sont également utilisées comme actionneur de positionnement électromécanique tel que les moteurs pas à pas.

On distingue deux types de structures de MRV, les machines à réluctance non-excitées et les machines à réluctances excitées :

- ❖ *Les MRV non-excitées* sont principalement destinées à des fonctionnements à haute vitesse, ne possèdent pas de contact glissant et sont très robustes. L'inconvénient majeur est qu'elles possèdent un facteur de puissance médiocre.
- ❖ *Les MRV excitées* pallient à ce problème de facteur de puissance en intégrant une excitation constituée d'une alimentation continue et de bobines ou d'aimants permanents.

L'application des machines à réluctance dans les systèmes éoliens est plutôt rare, cependant certaines éoliennes intègrent, comme alternateur de moyenne puissance, des machines à réluctances excitées à denture répartie. L'excitation est plus souvent réalisée par des aimants permanents, on parle alors de machines hybrides.

I.6.4 Evolution des systèmes éoliens à vitesse variable vers la 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 [44][46].

I.6.4.1 Machine asynchrone à double alimentation type rotor bobiné

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec rotor bobiné présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants. Intégrée dans un système éolien, la

Pour remédier au problème de la présence de bague-balais, les chercheurs : [47] , [48], [49] , [50], [51] , [52], [53], , [54], [55], [56] Proposent une autre structure qui s'appelle machine asynchrone à double alimentation sans balais (brushless). On envisage même l'utilisation de deux machines sur le même arbre, l'une servant à la production électrique et l'autre à l'alimentation des enroulements rotoriques.

I.6.4.2 Machine asynchrone à double alimentation en cascade

Cette configuration de machine essaie d'allier les avantages de la MAS et de la MADA. La structure en cascade (Fig. I.21) peut être considérée comme la première réalisation pratique d'une machine tournante sans balais doublement alimentée. Le générateur à induction à double alimentation en cascade (CDFIG) se compose de deux machines à induction à rotor bobiné identiques ayant leurs rotors couplés mécaniquement et électriquement. Dans CDFIG, les deux stators des machines connectées sont accessibles. Alors que le stator de la première machine est directement connecté au réseau (BP), les courants et tensions du stator de la seconde machine peuvent être manipulés pour répondre aux besoins en matière de production d'énergie.

Un tel agencement de machine à alimentation double conduit à une machine dite à induction à double alimentation en cascade (CDFIM) [49][50][51] qui peut fonctionner comme un générateur à induction à double alimentation en cascade (CDFIG) [51].

Les bornes de rotor a_1, b_1, c_1 et a_2, b_2, c_2 des deux machines sont connectées dos à dos dans l'ordre [50]: $a_1 - a_2, b_1 - b_2, c_1 - c_2$ qui garantissent que les couples générés agissent dans le même sens. Pendant que le stator de la première machine est connecté au réseau, le stator de la seconde machine peut être alimenté par le convertisseur de puissance. Nous proposons le logiciel de simulation PSIM [15] pour l'analyse en régime permanent du double stator CDFIM. Le système de base de production d'énergie avec un stator double considéré CDFIG est illustré à la figure I.20.

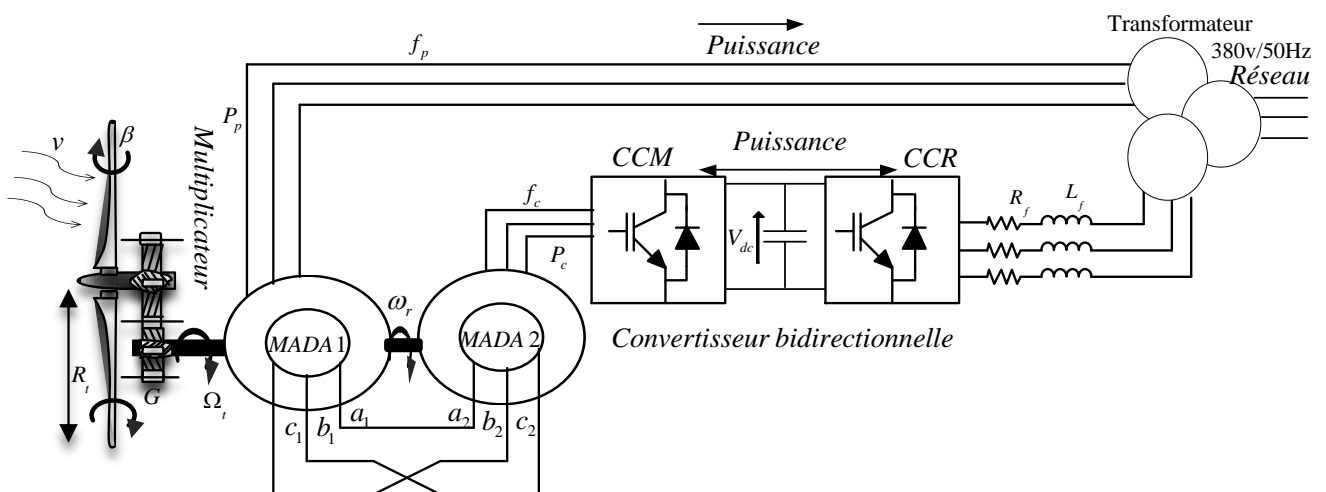


Figure I.21 : Principe de fonctionnement de deux machines asynchrones en cascade.

Pour pouvoir maintenir le principe de fonctionnement de la structure en cascade, il faut respecter certaines conditions:

- Il faut éviter, dans la mesure du possible, le couplage électromagnétique directe (à travers du noyau magnétique du stator unique) entre les deux bobinages du stator.
- Il faut maximiser le couplage électromagnétique entre le rotor et chacun des bobinages du stator.

Si ces conditions sont accomplies, le principe de fonctionnement en cascade est assuré. Ils existent deux options pour le rotor : un rotor à cage ou un rotor réluctant. Ces deux types de rotor définissent les deux nouveaux types de machines électriques à double alimentation : la BDFM et la BDFRM.

I.6.4.3 Machine asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB)

La MADASB fut proposé par *René Spée* (et autres) de la *Oregon State University* (USA). A partir des premiers résultats de leur recherche ils ont réalisé un brevet sur la conception de la machine et du modèle en régime permanent [54], [55]. Pendant la décade des 90 ils ont publié des études diverses en comprenant la conception, la modélisation in[54] et la commande in [55] de la machine.

Les générateurs à induction à double alimentation Brushless (BDFIG) ont montré des perspectives prometteuses comme alternative au générateur à induction à alimentation double à alimentation conventionnelle (DFIG) dans les applications éoliennes commerciales, en particulier pour les parcs éoliens en mer, car elle ne nécessite ni balais ni bagues, ce qui se traduit par une fiabilité accrue et des opérations de maintenance moins coûteuses [52][54].

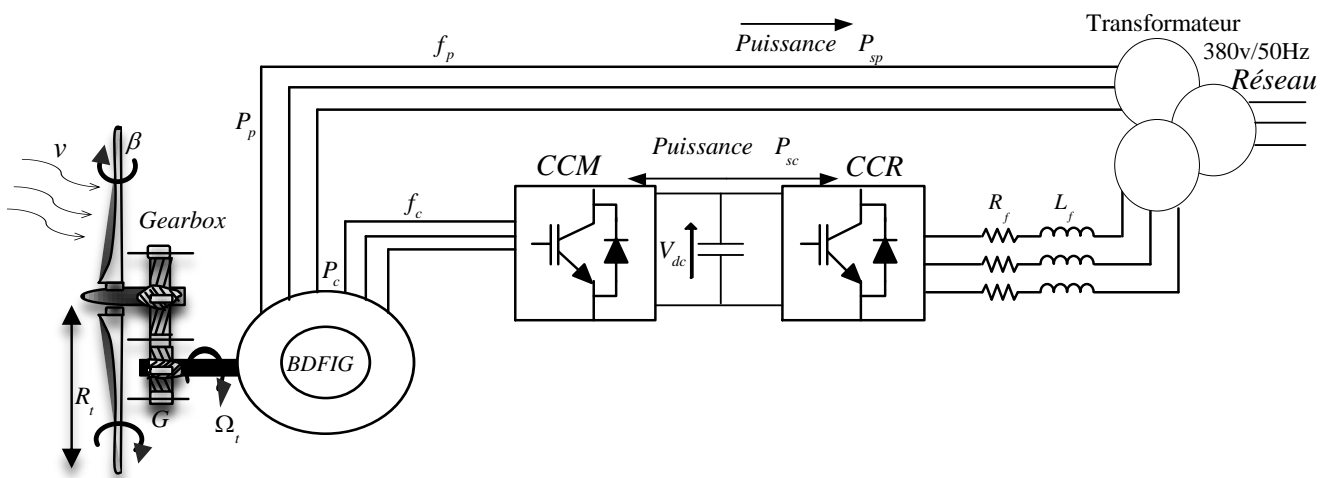


Figure I.22 : Machine asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB).

BDFIG, un autre membre de la famille des machines à double alimentation, hérite de tous les avantages du DFIG conventionnel et a été considéré comme un substitut viable [57]. Le BDFIG avec rotor bobiné à boucle imbriquée se compose d'enroulements statorique, rotor et stator de contrôle, comme illustré à la Fig I.22. L'enroulement de puissance (BP) est directement connecté au réseau, tandis que le bobinage de contrôle (BC) est alimenté par un convertisseur double pont sous-évalué dans une configuration «dos à dos» pour un flux de puissance bidirectionnel [57].

Dans la conception d'une BDFM il faut garantir un rapport précis entre le nombre de pôles des deux bobinages du stator et le nombre de spires du rotor. Il existe donc une contrainte physique que doivent respecter les machines type BDFM. En même temps l'utilisation d'une BDFM correctement

conçue ne garantit pas le fonctionnement de la machine ; il est nécessaire de respecter un rapport entre la pulsation des deux alimentations du stator et la vitesse du rotor (condition d'alimentation, contrainte similaire à celle de la machine synchrone). La caractéristique principale de la BDFM ; c'est que le bobinage de commande peut modifier le courant du rotor qui a été induit par le bobinage de puissance. De cette manière, on obtient au travers du rotor un couplage magnétique croisé entre les deux bobinages du stator [58].

Le stator de la BDFM est formé par deux bobinages triphasés équilibrés, et le rotor a une structure à cage spéciale.

Il faut remarquer que pour éviter le couplage magnétique direct non souhaité entre les deux bobinages du stator leur nombre de paires de pôles doit être différent ($p_1 \neq p_2$). Pour que ces deux courants ne soient pas dissociés, ils doivent avoir une même distribution spatiale, ce qui conditionne la structure physique de la machine.

Les avantages potentiels de cette structure sont [57] :

- Dimensionnement du convertisseur à une puissance plus petite que la puissance nominale de génération (avantage équivalent à celui de la MADA) ;
- Coûts d'installation et de maintenance réduits par rapport à la topologie MADA ;
- Elimination des oscillations produites par le rotor bobiné.

Le tableau (I.3) suivant synthétise les caractéristiques principales de chaque structure de conversion :

	01 ^{ère} génération Machine asynchrone à cage (MAS)	02 ^{ème} génération Machine asynchrone à double alimentation (MADA)	03 ^{ème} génération Machine asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB)
Limitation de la plage de vitesse	Non	Oui	Oui
Puissance du convertisseur	100% de la Pn	25% de la Pn	25% de la Pn
Distorsion harmonique	Haute	Basse	Basse
Coût de maintenance	Bas	Moyen/haut	Bas
Coût de l'ensemble machine+ convertisseur	Moyen/haut	Moyen	Moyen/bas
Robustesse, fiabilité	Haute	Moyenne	Haute

Tableau (I.3) : Comparaison de différentes machines utilisées dans SCE [57]

I.7 Conclusions

Nous avons présenté dans ce chapitre une description générale des systèmes des énergies renouvelables. Dans ce contexte, quelques chiffres du développement de ces énergies dans le monde ont été exposés dont il a été observé que l'importance donnée à ces derniers est devenue de plus en plus considérable. Une brève description du gisement éolien a été décrite, ainsi que les avantages et

inconvenients des systèmes éoliens, en suite Nous avons décrit de façon explicite les différents éléments constitutifs une éolienne, aussi la stratégie de fonctionnement des deux grands types d'éoliennes (à axe horizontal, vertical) et leurs caractéristiques où on se limitera dans la suite de cette étude uniquement au cas des éoliennes à axe horizontal car c'est la technologie largement dominante aujourd'hui et la plus répandue et son rendement est supérieur. En outre, le principe de la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, dans ce titre quelques notions principales ont été décrites comme l'expression de la puissance extraite, l'évolution de la puissance en fonction de la vitesse du vent, la mise en évidence de la limite de Betz, etc. Ainsi, nous avons montré les techniques adoptées pour la régulation de la puissance aérodynamique recueillie par la turbine (le calage variable ou le décrochage aérodynamique).

Enfin nous avons présenté les différents types et les principales caractéristiques des générateurs électriques pour aérogénérateurs en précisant les convertisseurs d'électronique de puissance associer, trois grandes familles de machines sont présentées : machines asynchrones, machines synchrones et machines à structure spéciale. Le dispositif du système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB) regroupant les avantages de la MAS et de la MADA, du fait, que son rotor peut être à structure à cage et vu l'absence de contact balais-bagues, la MADASB est une machine robuste. Par ailleurs, la possibilité de contrôler sa vitesse et son facteur de puissance lui confère, lors de son utilisation dans les systèmes éoliens, des avantages considérables par rapport aux machines conventionnelles. En raison de tous ces avantages, la MADASB est considérée comme une machine de 3ème génération dans les systèmes éoliens. L'objectif de notre thèse étant d'élaborer des algorithmes de commande robuste d'un système éolien sur une MADASB et capter le maximum d'énergie possible pour l'optimisation du rendement énergétique.

Chapitre II

Modélisation d'un Système Eolien Basé Sur une Machine Asynchrone Double Alimentation Sans Balais

II.1 Introduction

Les chercheurs recherchent depuis longtemps une autre forme de production d'énergie fondée sur les préoccupations environnementales et les coûts opérationnels. Cela a conduit à une étude accrue sur les formes d'énergie renouvelable ces dernières années. La modélisation de la chaîne de conversion éolienne est une étape primordiale dans la compréhension du système éolien. Cette étape permet en premier lieu de comprendre le comportement dynamique et l'interaction électromécanique de la machine. Avec le modèle approprié, on peut s'orienter facilement vers n'importe quelle commande.

Les éoliennes à vitesse variable, contrairement aux éoliennes à vitesse fixe, fonctionnent sur une large plage de vitesses permettant ainsi une maximisation des puissances extraites pour de faibles vitesses de vent et le maintien d'une puissance constante pour des vitesses de vent élevées.

Dans ce chapitre, notre étude consistera à la modélisation et la simulation d'un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB).

On commencera par détailler la modélisation de la turbine éolienne. Dans un premier temps, les différentes parties constituant une éolienne seront modélisées. La deuxième étape, est consacré à l'utilisation d'une commande MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) avec et sans asservissement de vitesse dans le but de contrôler la puissance mécanique délivrée par la turbine de sorte à extraire le maximum de puissance et ce quel que soit le vent qui lui est appliqué. Ensuite, la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation sans balais car celle-ci nous permet d'avoir une production optimale de puissance électrique quelques soient les conditions de vent et de vitesse à part de sa robustesse.

Par la suite, on présentera une étude détaillée des convertisseurs de tension à deux niveaux de type NPC coté machine (CCM) et coté réseau (CCR). La structure, le principe de fonctionnement, la modélisation et la commande par la technique SVM (Space Vector Modulation) de ces topologies seront envisagées. La dernière partie de ce chapitre illustrera les résultats de simulation

II.2 Système éolien étudié

La figure (II.1) représente la configuration du système éolien raccordé au réseau électrique. Le schéma de l'éolienne est basé sur une machine synchrone à double alimentation sans balais (MADASB). Cette

structure est constituée des éléments suivants :

- Une turbine éolienne ;
- Une machine asynchrone à double alimentation sans balais;
- Un bus continu pour le stockage et le filtrage de l'énergie ;
- Un onduleur de tension triphasé coté machine (CCM) ;
- Un onduleur tension triphasé coté réseau (CCR) et sa commande pour l'interconnexion avec le réseau.

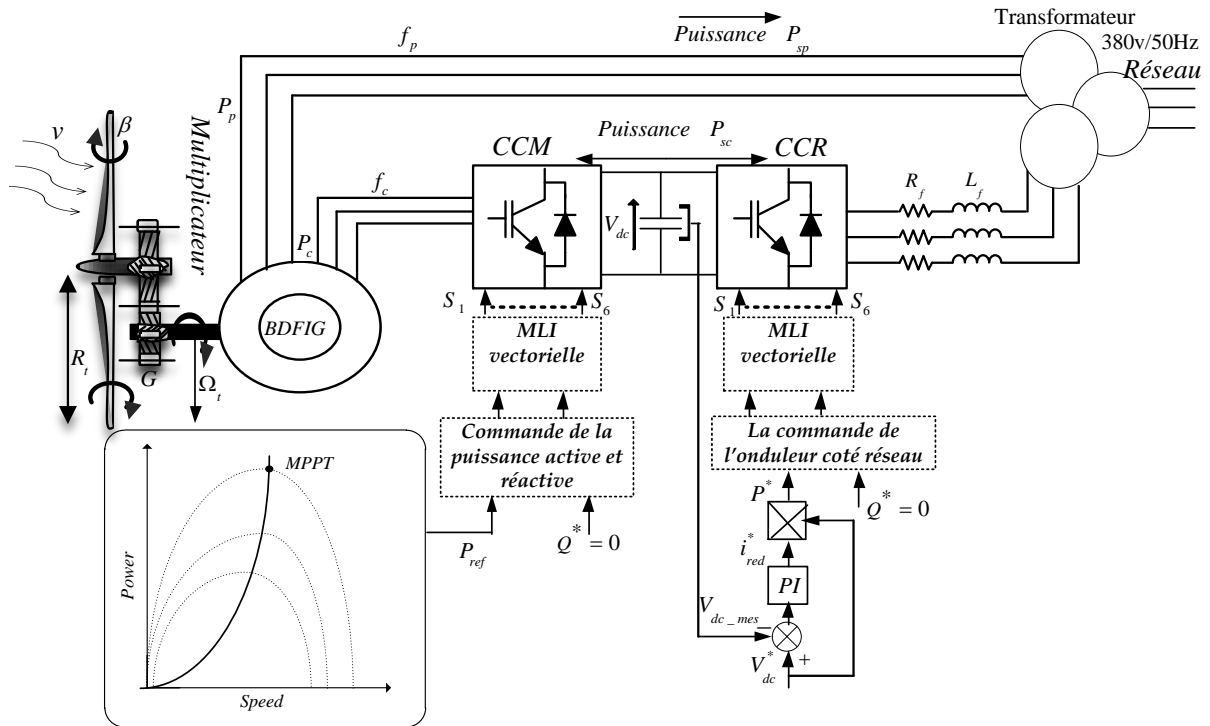


Figure (II.1) : Structure triphasée du système éolien couplé au réseau.

II.3 Modélisation d'un système éolien

La modélisation de l'éolienne nécessite la modélisation du vent, du comportement aérodynamique des pales, du générateur électrique, des convertisseurs de puissance et leurs systèmes de commande.

II.3.1 Modélisation de la turbine et sa commande

La puissance électrique à la sortie d'un système éolien est issue d'une puissance mécanique voire aérodynamique captée par la turbine éolienne. La source primaire de cette énergie se situe dans le vent incident sur la voilure. 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 [6].

II.3.1.1 Hypothèses simplificatrices

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

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

II.3.1.2 Modélisation source primaire : le vent

Le vent est la source principale d'énergie pour faire fonctionner une éolienne, c'est pourquoi il est nécessaire de connaître son modèle mathématique. Celui-ci peut être très complexe qui rend compte de sa phénoménologie turbulente [58].

La modélisation du vent est primordiale que ce soit pour :

- définir les conditions de fonctionnement de l'éolienne ;
- définir les sollicitations qui s'appliquent sur les pales ;
- évaluer le potentiel d'énergie utilisable ;
- fournir une aide pour l'implantation des machines.

La définition du modèle nécessite des données climatiques et géographiques du site concerné, ainsi que la période de l'an (saison) concernée par l'étude. Le modèle du vent est donné par une représentation en série de *Fourrier* qui présente le vent comme un signal constitué par une superposition de plusieurs harmoniques [56]. Il est donné par :

$$v_w(t) = A + \sum_{k=1}^i a_k \sin(w_k t) \quad (\text{II.1})$$

Avec :

v_w : Vitesse du vent (m/sec);

A : Valeur moyenne de la vitesse du vent;

a_k : Amplitude de l'harmonique d'ordre k ;

w_k : Pulsation de l'harmonique d'ordre k .

i : Rang du dernier harmonique retenu dans le calcul du profil du vent.

Dans notre étude, le profil du vent appliqué possède une faible vitesse, sa variation en fonction du temps est représentée par la figure (II-2).

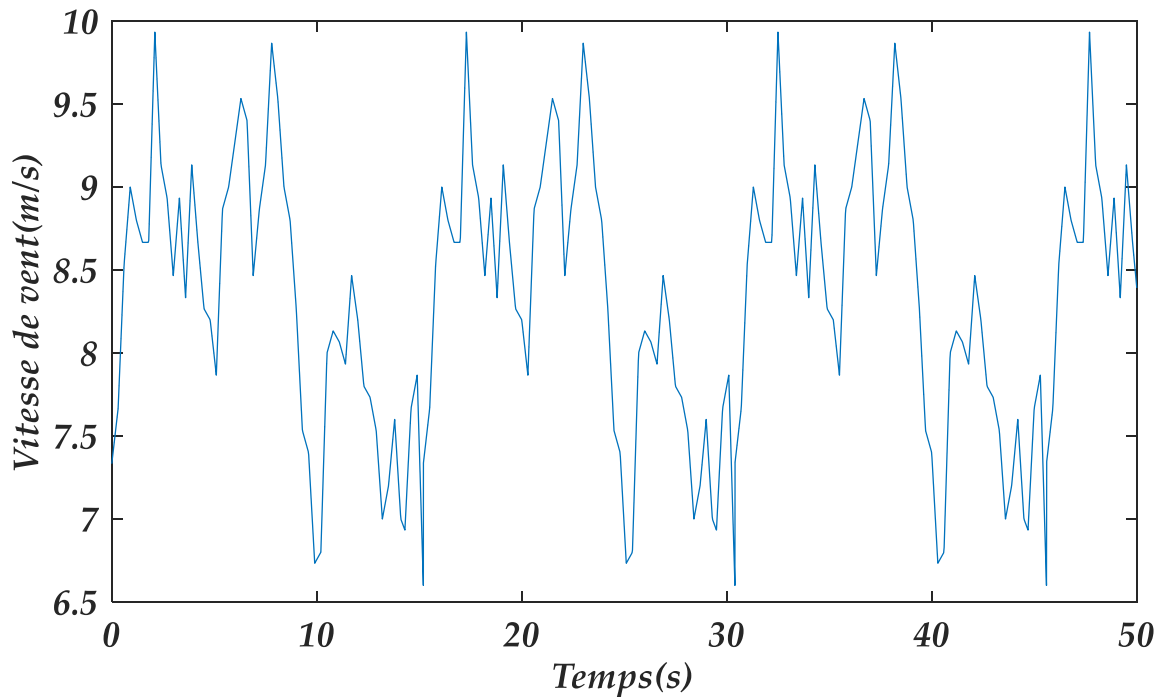


Figure (II.2) : Profil du vent appliqué à la turbine.

II.3.1.3 Puissance du vent

L'énergie éolienne provient de l'énergie cinétique du vent. L'énergie cinétique d'une quantité de vent de masse ρ et de vitesse v_w est donnée par la relation suivante :

$$E_c = \frac{1}{2} \rho v_w^2 \quad (\text{I.2})$$

Avec

ρ : Masse d'air.

La puissance cinétique du vent à travers un disque éolien de rayon R , est donnée par l'équation suivante :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S v_w^3 = \frac{1}{2} \rho \pi R_t^2 v_w^3 \quad (\text{II.3})$$

Avec

ρ : Masse volumique de l'air (celle-ci est de 1.225 Kg/m³ en atmosphère normale) ;

S : Surface circulaire balayée par la turbine, le rayon du cercle est déterminé par la longueur de la pale ;

R_t : Correspond pratiquement à la longueur de la pale ;

Toutefois, toute l'énergie ne peut être captée, car la vitesse du vent n'est pas nulle après l'éolienne. On introduit alors un coefficient C_p appelé coefficient de performance ou de puissance, qui dépend des caractéristiques aérodynamiques des pales. Ce coefficient correspond au rendement du rotor de l'éolienne [59]. La puissance sur l'arbre du rotor ou la puissance aérodynamique P_t apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit :

$$P_t = C_p P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R_t^2 v_w^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{II.4})$$

Le coefficient de puissance C_p , dont le calcul est une valeur approchée de manière empirique pour une éolienne utilisant la génératrice de type Machine Asynchrone à Double Alimentation sans balais, est défini comme suit :

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5 \left[116 \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right) - 0.4\beta - 5 \right] \exp \left[-21 \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right) \right] + 0.0068\lambda \quad (\text{II.5})$$

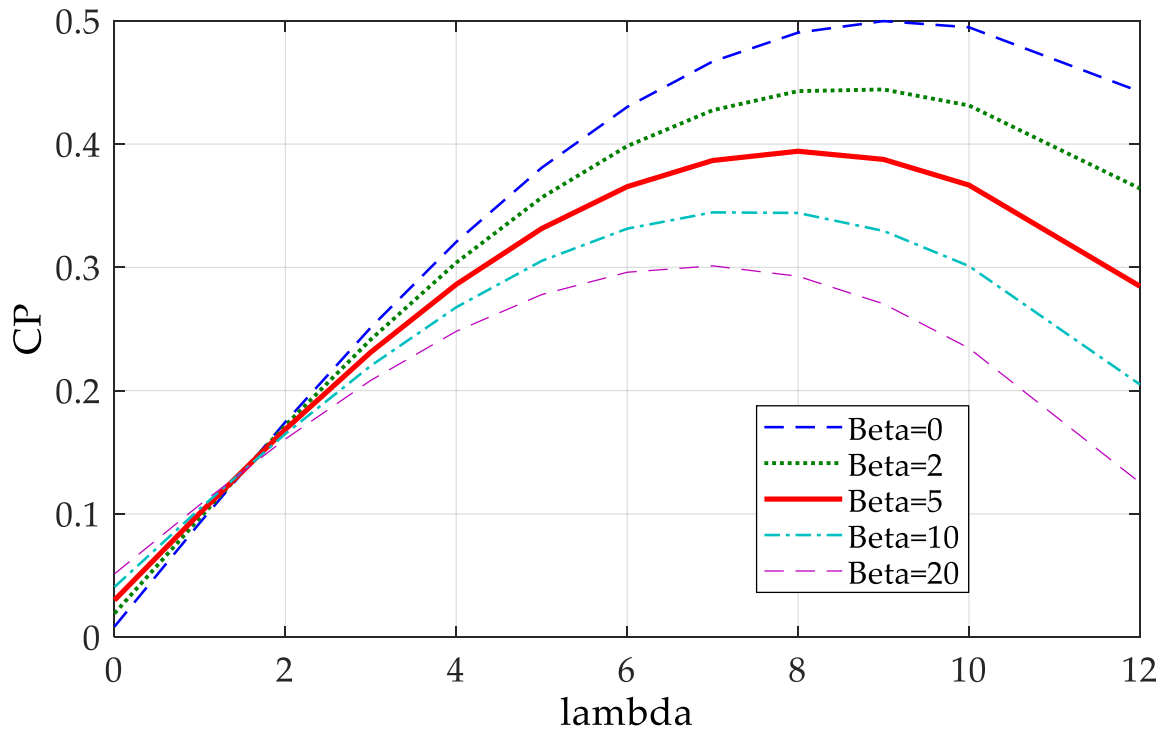


Figure (II.3) : Evolution du coefficient de puissance avec la variation de la vitesse relative de la turbine et de l'angle d'orientation des pales.

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.3), permet d'avoir le point maximum de ce coefficient ($C_p = 0.5$) qui correspond aux valeurs optimales ($\lambda = 9.2$) et ($\beta = 0$). Avec ces valeurs, la turbine fonctionnera avec un rendement maximum et fournira ainsi une puissance mécanique optimale [60].

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

On définit la vitesse spécifique ou normalisée λ comme étant le rapport de la vitesse linéaire en bout des pales de la turbine $\Omega_t R_t$ sur la vitesse instantanée de vent v_w elle est donnée par l'expression suivante :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R_t}{v_w} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

Ω_t : Vitesse angulaire de rotation des pâles (rad/s);

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique (turbine) est déterminé directement par

la relation suivante:

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{1}{2} \rho \pi R_t^2 v_w^3 C_p(\lambda, \beta) \frac{1}{\Omega_t} = \frac{1}{2} \rho \pi R_t^3 v_w^2 C_c(\lambda, \beta) \quad (\text{II.7})$$

Où

$$C_c = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \quad (\text{II.8})$$

II.3.1.4 Modèle du multiplicateur

La turbine éolienne, en général, tourne à une vitesse nominale de 25 à 40 (tr/mn). Le multiplicateur transforme la vitesse mécanique de la turbine en vitesse de la génératrice et le couple aérodynamique de la turbine en couple d'entraînement de la génératrice selon les expressions suivantes :

$$C_{mec} = \frac{C_t}{G} \quad (\text{II.9})$$

Et

$$\Omega_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

C_{mec} : Couple mécanique sur l'arbre de la génératrice ;

Ω_{mec} : Vitesse de rotation (mécanique) de la génératrice [rad/s] ;

C_t : Couple de la turbine (aérodynamique) [rad/s] ;

Ω_t : Vitesse de la turbine [rad/s].

II.3.1.5 Modèle de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables identiques de rayon R_t . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse de rotation Ω_t . De plus, on considère une répartition uniforme de la vitesse du vent sur toutes les pales et donc une égalité de toutes les forces de poussée. De part la conception aérodynamique des pales, nous considérons que leur coefficient de frottement par rapport à l'air est très faible et peut être négligé. De même, la vitesse de la turbine étant très faible, les pertes par frottement seront négligeables devant les pertes par frottement du côté de la génératrice [61].

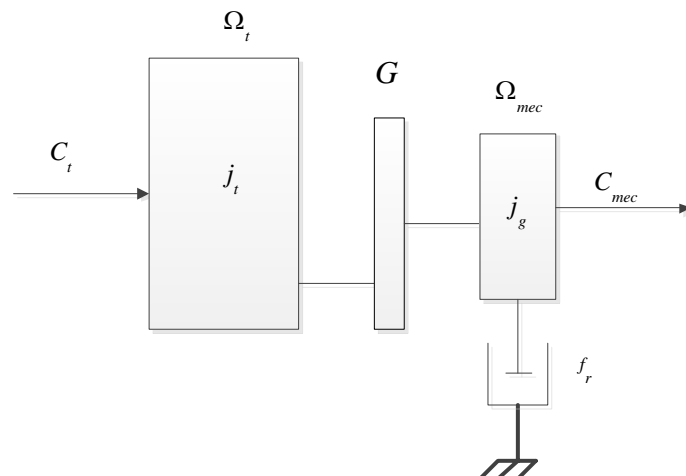


Figure (II.4) : Modèle mécanique de la turbine éolienne.

Sur la base des hypothèses simplificatrices mentionnées dans la section (II.3.1.1), on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme l'illustre la figure (II.4) [62].

La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie notée $j = j_{turbine}$ et comprend la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale J constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice et de l'inertie de cette dernière [62].

$$j = j_{turbine} + j_{génératrice} \quad (II.11)$$

Il est à noter que l'inertie du rotor de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée par cet axe.

Connaissant la vitesse de rotation de la turbine, le couple capté par la turbine C_t est donc directement déterminé par :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = C_p(\lambda, \beta) \frac{1}{2} \rho S v_w^3 \frac{1}{\Omega_t} \quad (II.12)$$

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

$$j \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = f \Omega_{mec} = C_t - C_{mec} \quad (II.13)$$

$$C_{mec} = -C_{em} - C_{vis} \quad (II.14)$$

Avec :

j : L'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice ;

C_{em} : Le couple électromagnétique produit par la génératrice ;

Où :

$$j = j_t + j_{mec} \approx j_t \quad \text{Et} \quad f = f_t + f_{mec} \approx f_t$$

Avec :

j_{mec} : Inertie de la machine;

f_{mec} : Coefficient de frottement de la machine;

f_t : Frottement des pâles.

C_{vis} : Le couple des frottements visqueux.

Le couple résistant dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux f_{mec} tel que $C_{vis} = f_{mec} \Omega_{mec}$.

Le schéma bloc de la figure (II.5) correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation Ω_{mec} de la génératrice, donc de la turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pales β , soit sur le couple électromagnétique C_{em} de la Machine Asynchrone à Double Alimentation sans balais. La vitesse du

vent v_w considérée comme une entrée perturbatrice au système.

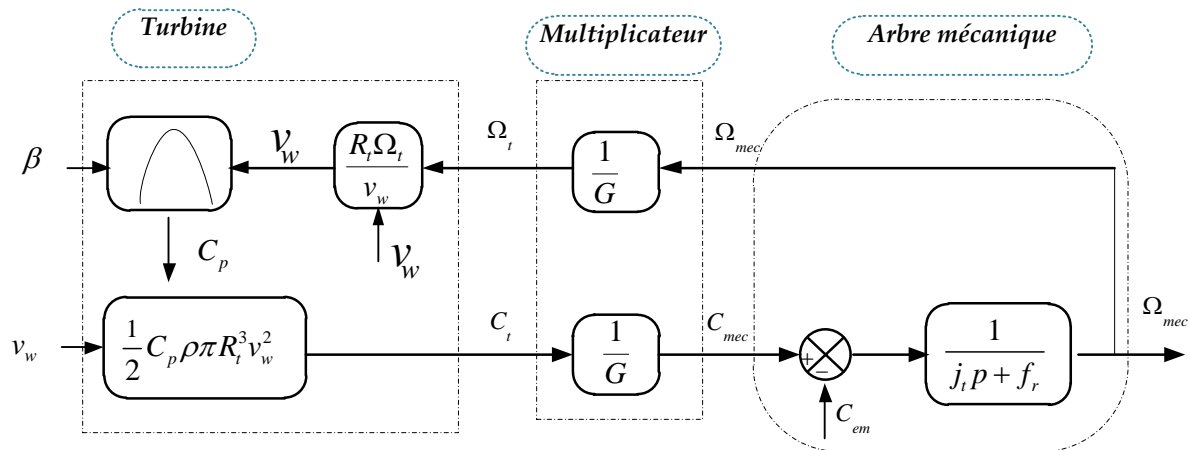


Figure (II.5) : Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne.

II.3.2 Description et fonctionnement de la MADA sans balais

C'est pourquoi le générateur à induction à double alimentation sans balais (MADASB) basé sur le système de conversion d'énergie éolienne (SCEE) a acquis une affinité significative au cours des dernières années en raison de sa capacité de fonctionnement à vitesse de vent variable qui a permis une production d'énergie optimale. Le BDFIG, également appelé machine à double alimentation sans balais (BDFM), garantit des avantages significatifs en tant que générateur de vitesse variable pour une application éolienne, grâce à son convertisseur à taux de conversion réduit et à son fonctionnement sans balai. La fiabilité de l'appareil augmente et le coût de la maintenance diminue avec l'absence d'un engrenage à brosse. Cette configuration est difficile à atteindre et très importante pour les installations offshores. En outre, le coût de fabrication du (MADASB) est nettement inférieur à celui du générateur à induction à double alimentation [63]. Ceci est le résultat de la structure simple de l'enroulement du rotor et de l'absence du système à bagues collectrices. Ces dernières années, les chercheurs ont concentré leurs efforts sur l'élimination des bagues collectrices ainsi que des brosses, tout en préservant les avantages du MADA. L'importance de ces avantages augmente en raison de la tentative continue de minimiser les coûts opérationnels et en capital des éoliennes en plus d'améliorer leur fiabilité.

Le générateur à double alimentation sans balais (MADASB), également appelé machine à cascade automatique, consiste en un stator qui contient deux enroulements symétriques triphasés contient Les éléments suivants :

- Le premier, appelé bobinage de puissance (BP), est directement relié au réseau, tandis que le second, le bobinage de commande (BC), est relié au convertisseur bidirectionnel, comme indiqué à la Figure (II.1).
- Un rotor mené d'une structure à cage spécial, dont les barres rotoriques sont croisées entre les deux bobinages [53][54].

Les nombres de paires de pôles d'enroulement de stator doivent être distincts ($p_p \neq p_c$) afin d'éviter le couplage magnétique direct non désiré entre les deux enroulements [63].

L'une des principales caractéristiques du BDFIG est la capacité de l'enroulement de contrôle à modifier le courant du rotor couplé à l'enroulement de puissance. Il en résulte un couplage

magnétique qui est croisé entre les deux enroulements du stator à travers le rotor comme montre la figure II.6.

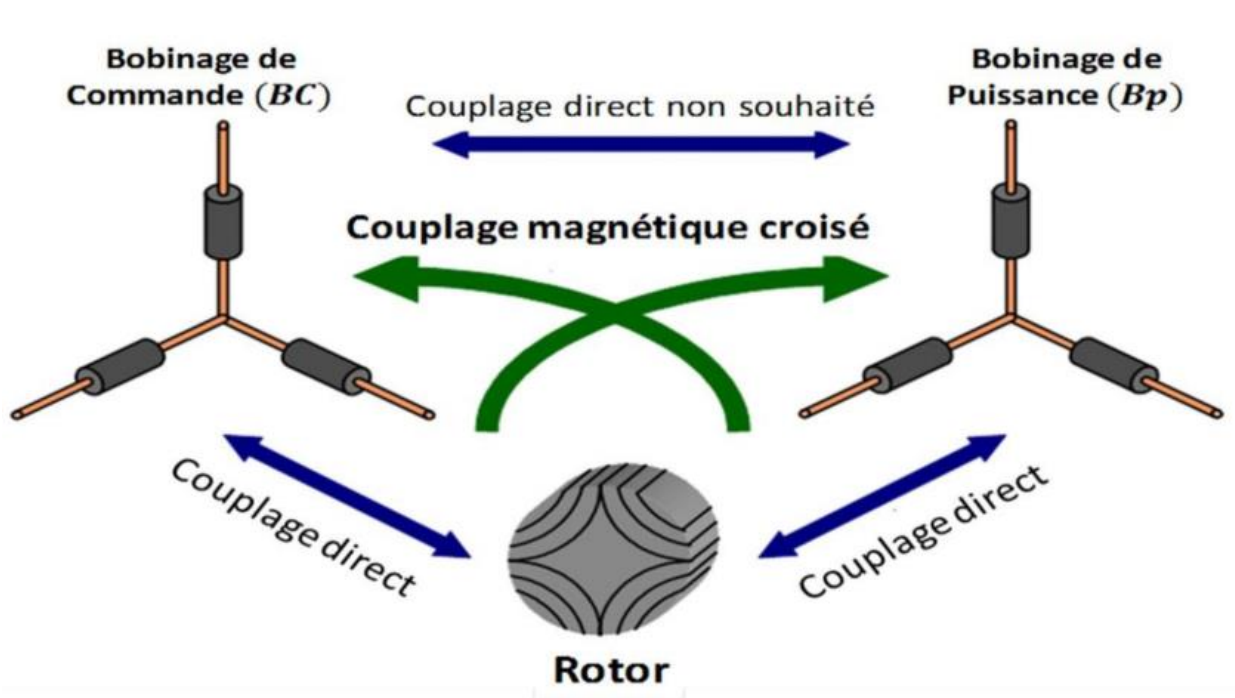


Figure (II.6) : Couplage magnétique de la MADA sans balais.

Chacune des deux alimentations stators a des fréquences distinctes. Le premier a une fréquence fixe qui est connectée au réseau par un commutateur; alors que le second a une fréquence variable qui provient d'un convertisseur électronique fréquence-puissance tel que présenté dans la Figure (II.1). Étant donné que f_p et f_c sont les fréquences du courant stator de puissance et stator de commande, respectivement, la vitesse synchrone naturelle de la machine est donnée comme suit:

$$\omega_r = \frac{\omega_{sc} \pm \omega_{sp}}{P_c + P_p} \quad (\text{II.15})$$

$$N_r = P_c + P_p \quad (\text{II.16})$$

ω_{sp} et ω_{sc} sont donnés en tant que vitesses angulaires électriques des tensions de bobinage de puissance (BP) et bobinage de commande (BC), et ω_r est la vitesse angulaire du rotor. p_p et p_c représentent le nombre de paires de pôles de BP et BC respectivement. Dans ce cas, $p_p = 3$ et $p_c = 1$, et N_r est le nombre de barres de rotor. Le « \pm » fait référence au cas dans lequel le BC est excité en séquence de phase positive ou négative.

Pour pouvoir augmenter ces impédances, [64] propose d'insérer des spires concentriques isolées à l'intérieur de chaque spire principale. De cette façon, on aura N_r groupes de spires. Les spires principales (plus saillantes) de chaque « nid de spires » peuvent être connectées pour former une cage ou peuvent être isolées (Fig. II.7).

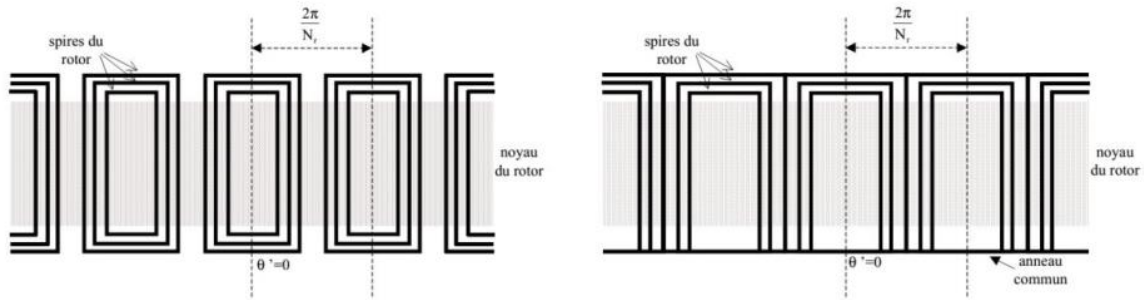


Figure (II.7) : Structures possibles du rotor : -Gauche- Spires isolées,-Droite - Spires avec anneau commun et spires extérieures à cage.

II.3.3 Principe de fonctionnement

Le travail de *S. Williamson* [64] détermine d'une forme mathématiquement rigoureuse le principe de fonctionnement de la BDFM. Il obtient un modèle en régime permanent de la BDFM basé sur la configuration physique réelle de la machine, en décrivant les valeurs analytiques idéales des différentes inductances. Ce travail est basé sur la décomposition en séries de Fourier des distributions des conducteurs différentes le long de l'entrefer de la machine, méthode d'analyse précédemment appliquée par les mêmes auteurs à la machine asynchrone [65] à travers le concept d'harmonique spatial. Alors, on obtient des descriptions analytiques des configurations des conducteurs du stator et du rotor qui permettent d'augmenter ou de diminuer les différents couplages magnétiques en jeu.

II.3.3.1 Contraintes constructives et d'alimentation pour le fonctionnement correcte de la BDFIG

Le couplage croisé entre les deux bobinages du stator se fonde sur l'impossibilité de dissocier les courants induits dans le rotor.

Pour que ces deux courants ne soient pas dissociés, ils doivent avoir une même distribution spatiale, ce qui conditionne la structure physique de la machine. Une fréquence d'alimentation incorrecte produit deux flux de rotor tournants à fréquences de glissement différentes. Les deux flux tournants créent une force d'attraction qui fait accélérer ou freiné le rotor. Si la différence entre les deux fréquences de glissement n'est pas très grande il est possible d'arriver à une situation d'équilibre dans laquelle, on atteint une même fréquence de glissement pour les courants de rotor, en obtenant ainsi un couplage fréquentiel correcte. Dans cette situation, on dit que la machine présente un mode de fonctionnement synchrone. Une fois qu'on fonctionne dans le mode synchrone, si la fréquence d'alimentation d'un bobinage quelconque du stator évolue, la vitesse du rotor variera pour maintenir le glissement de rotor.

Dans ce paragraphe on va définir les conditions à respecter pour garantir le couplage magnétique croisé entre les deux bobinages du stator à travers le rotor. Pour cela, on va analyser la forme de la densité de flux que crée chaque bobinage du stator dans l'entrefer.

En ignorant les harmoniques de la FMM, chaque bobinage triphasé du stator (BP, BC) créera une densité de flux dans l'entrefer avec la forme suivante [57] :

$$b_p(\theta, t) = B_p \cos(\omega_{sp} t - p_{sp} + \alpha_p) \quad (\text{II.17})$$

$$b_c(\theta, t) = B_c \cos(\omega_{sc} t - p_{sc} \theta + \alpha_p) \quad (\text{II.18})$$

ω_{sp}, ω_{sc} : Sont les fréquences d'alimentation de chaque bobinage du stator.

α_p, α_c : Sont les déphasages initiaux des valeurs maximales de densité de flux.

Si le rotor tourne à une vitesse angulaire ω_r , on peut exprimer la densité de flux de l'entrefer par rapport à la référence du rotor : $\theta = \omega_r t + \theta'$

$$b_p(\theta', t) = B_p \cos((\omega_{sp} t - p_{sp} \omega_r) t - p_{sp} \theta' + \alpha_p) \quad (\text{II.19})$$

$$b_c(\theta', t) = B_c \cos((\omega_{sc} t - p_{sc} \omega_r) t - p_{sc} \theta' + \alpha_c) \quad (\text{II.20})$$

Le couplage croisé entre les deux bobinages du stator se fonde sur l'impossibilité de dissocier les courants induits dans le rotor. De cette manière, les densités de flux (II.19) et (II.20) induisent un courant de rotor de manière suivante [57] :

$$i_r^p = R_e \left[\bar{I}_r e^{j \left(S_p \omega_{sp} t - (n-1) \frac{2\pi p_{sp}}{N_r} \right) t} \right] \quad (\text{II.21})$$

$$i_r^c = R_e \left[\bar{I}_r e^{j \left(S_c \omega_{sc} t - (n-1) \frac{2\pi p_{sc}}{N_r} \right) t} \right] \quad (\text{II.22})$$

Pour que ces deux courants ne soient pas dissociés, ils doivent avoir une même distribution spatiale, ce qui conditionne la structure physique de la machine. Cette condition est remplie par (II.21), (II.22) quand,

$$\frac{2\pi p_p}{N_r} = \frac{2\pi p_c}{N_r} + 2\pi q \quad \text{Avec } q = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (\text{II.23})$$

Calculant N_r de l'équation précédente :

$$N_r = \frac{p_p - p_c}{q} \quad (\text{II.24})$$

Pour atteindre la valeur de N_r la plus grande possible, on choisit normalement $q = 1$:

$$N_r = p_p - p_c \quad (\text{II.25})$$

La relation (II.25) représente le rapport qui doit exister entre le nombre de pôles de chaque bobinage du stator et la quantité de spires du rotor pour garantir le couplage croisé. Cette relation assure le couplage entre les deux bobinages du stator, cependant il y a des contraintes additionnelles pour assurer le fonctionnement correct de la machine. Ainsi, pour pouvoir commander le courant du bobinage (BP) à partir du bobinage (BC), la tension induite dans (BP) (par le rotor) doit avoir la même fréquence que la tension d'alimentation de (BP).

Comme la fréquence de la tension induite dans le bobinage de puissance produite par le bobinage (BC) dépend de la vitesse de rotor et de fréquence d'alimentation de bobinage (BC), on doit choisir la fréquence d'alimentation correcte du bobinage (BC) pour assurer *le couplage fréquentiel adéquat* entre les deux bobinages du stator [57].

Une fréquence d'alimentation incorrecte produit deux flux de rotor tournants à fréquences de glissement différentes. Les deux flux tournants créent une force d'attraction qui fait accélérer où freiné le rotor. Si la différence entre les deux fréquences de glissement n'est pas très grande, il est possible d'arriver à une situation d'équilibre dans laquelle on atteint une même fréquence de glissement pour les courants de rotor, en obtenant un *couplage fréquentiel correct*. Dans cette situation on dit que la machine présente un *mode de fonctionnement synchrone*, une fois qu'on fonctionne dans le mode synchrone, si la fréquence d'alimentation d'un bobinage quelconque de stator évolue, la vitesse du rotor variera pour maintenir le glissement de rotor. [57]

Avec ces considérations et d'après (II.21), (II.22), on peut conclure que la condition pour assurer le mode de fonctionnement synchrone de la machine est :

$$g_p \omega_{sp} = g_c \omega_{sc} \quad (\text{II.26})$$

$$\omega_{sp} - p_p \omega_r = \omega_{sc} - p_c \omega_r \quad (\text{II.27})$$

$$\omega_r = \frac{\omega_{sp} - \omega_{sc}}{p_p - p_c} \quad (\text{II.28})$$

L'équation(II.25) donne le nombre de spires du rotor nécessaires pour le couplage croisé et l'équation (II.28) la vitesse du rotor correspondant au fonctionnement synchrone de la MADASB. Mais il faut prendre en compte que dans l'équation (II.20) $\cos(a) = \cos(-a)$. On peut donc considérer une autre combinaison de N_r et ω_r et récrire l'équation (II.20) sous forme suivante :

$$b_p(\theta', t) = B_c \cos(-(\omega_{sc} t - p_{sc} \omega_r) t - p_{sc} \theta' - \alpha_c) \quad (\text{II.29})$$

En considérant la condition d'égalité de distribution, on obtient :

$$\omega_r = \frac{\omega_{sc} + \omega_{sp}}{P_c + P_p} \quad (\text{II.30})$$

Il y a donc deux solutions possibles :

<i>Solution 01</i>	<i>Solution 02</i>
$\omega_r = \frac{\omega_{sc} - \omega_{sp}}{P_c - P_p}$	$\omega_r = \frac{\omega_{sc} + \omega_{sp}}{P_c + P_p}$
$N_r = p_p - p_c$	$N_r = p_p + p_c$

Il est plus convenable de choisir N_r en concordance avec la possibilité 2 parce qu'il résulte un nombre plus grand de spires du rotor. Cependant, avec la possibilité2 le nombre de spires du rotor est encore petit, ce qui donne des impédances de couplage petites. Pour pouvoir augmenter ces impédances [64] propose d'insérer des spires concentriques isolées à l'intérieure de chaque spire principale. De cette

façon on aura N , groupes de spires. Les spires principales (plus saillantes) de chaque « nid de spires » peuvent être connectées pour former une cage ou peuvent être isolées.

II.3.3.2 schéma équivalent de la machine asynchrone à double alimentation sans balais

Le BDFIG consiste en un modèle mathématique complexe et en un agencement structurel dus à la présence de sources de tension et de résistances dans sa boucle de rotor. Afin de concevoir un contrôleur pour le BDFIG, la complexité du modèle doit être simplifiée. Dans [R. Sadeghi, 10], un modèle dynamique de BDFIG est présenté dans le cadre de référence du rotor, qui ressemble à des alignements rapprochés du circuit équivalent DFIG illustré à la Fig. II.8. Dans ce dernier on a une maille additionnelle puisqu' on utilise un couplage magnétique de plus (stator BP-rotor-stator BC). Au lieu d'alimenter les bobinages du rotor, dans le cas de la MADASB on alimentera un bobinage additionnel de stator (BC).

Dans l'étude des machines électriques l'utilité du schéma équivalent ramené au stator est bien connue. Dans ce paragraphe on présente la forme finale des schémas équivalents de la MADASB ramenée au stator (Bobinage de puissance).

La MADASB est conçue pour fonctionner avec les bobinages (BP et BC) c.a. d, « alimentation est faite au niveau de deux bobinages ».

La figure (II.9) montre le schéma équivalent en régime permanent de la machine avec une seule alimentation dans la BP [57].

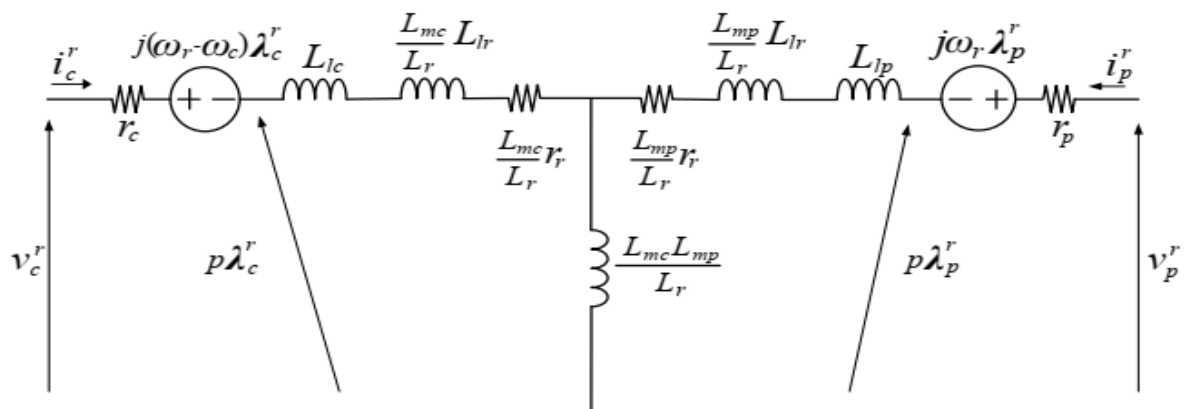


Figure (II.8) : Représentation du modèle présenté par MADASB.

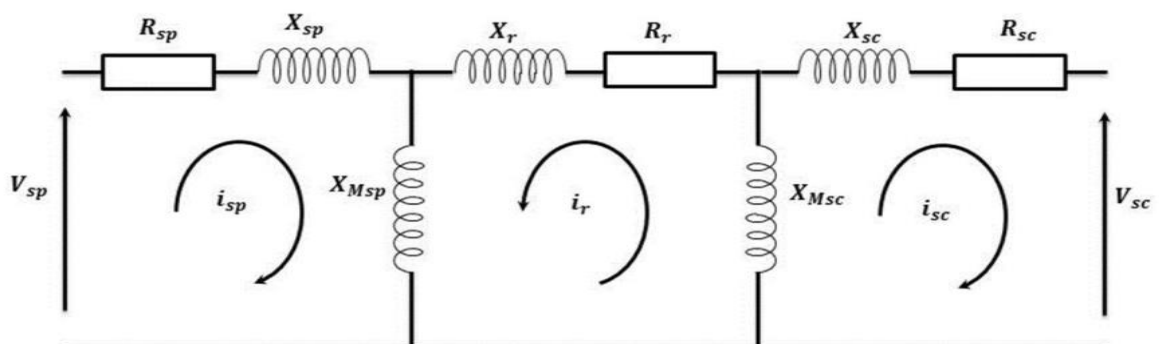


Figure (II.9) : Schéma équivalent de la MADASB référencé au stator BP.

II.3.4 Modélisation vectorielle de la MADA Sans Balais (BDFIG)

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MADASB rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Une modélisation correcte de la MADA Sans Balais devient indispensable pour la conception, l'analyse de fonctionnement et de la commande. Le modèle de la MADASB permet de connaître, à priori, les caractéristiques de fonctionnement de la machine. Pour pouvoir reproduire ces modes de fonctionnement dans une machine réelle on devra connaître la liaison existante entre les paramètres du modèle et les grandeurs physiques mesurables dans la machine. La MADASB étant un système non linéaire très complexe, sa modélisation nécessite l'introduction de certaines hypothèses simplificatrices sans trop exagérer pour avoir un modèle le plus proche possible de la réalité.

II.3.4.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone sans balais doublement présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc.

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices suivantes:

- La parfaite symétrie de la machine ;
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables) ;
- La répartition spatiale sinusoïdale des champs magnétiques le long de l'entrefer ;
- L'entrefer est supposé d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoches négligeable ;
- L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile ;
- On admet que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques ;
- On néglige l'effet de peau ;
- L'additivité de flux ;
- La constance des inductances propres ;
- La constance des résistances statoriques et rotoriques ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

II.3.4.2 Modèle électrique de la MADA Sans Balais dans le repère triphasé

La structure électrique d'une BDFIG triphasée est illustrée sur la figure (II.10). D'après les hypothèses simplificatrices, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

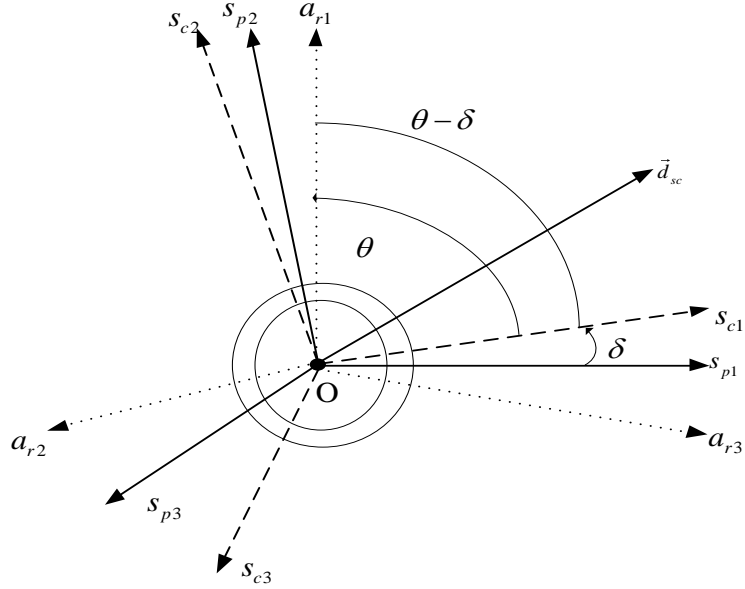


Figure (II.10) : Représentation d'une BDFIG dans le repère abc.

Le système d'équations des tensions de la MADA Sans Balais dans le plan abc est donné par :

$$\begin{cases} v_{sp}^a = -R_{sp} i_{sp}^a + \frac{d}{dt} \psi_{sp}^a \\ v_{sp}^b = -R_{sp} i_{sp}^b + \frac{d}{dt} \psi_{sp}^b \\ v_{sp}^c = -R_{sp} i_{sp}^c + \frac{d}{dt} \psi_{sp}^c \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

$$\begin{cases} v_{sc}^a = -R_{sc} i_{sc}^a + \frac{d}{dt} \psi_{sc}^a \\ v_{sc}^b = -R_{sc} i_{sc}^b + \frac{d}{dt} \psi_{sc}^b \\ v_{sc}^c = -R_{sc} i_{sc}^c + \frac{d}{dt} \psi_{sc}^c \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

$$\begin{cases} v_r^a = -R_r i_r^a + \frac{d}{dt} \psi_r^a \\ v_r^b = -R_r i_r^b + \frac{d}{dt} \psi_r^b \\ v_r^c = -R_r i_r^c + \frac{d}{dt} \psi_r^c \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

$v_{sp}^a, v_{sp}^b, v_{sp}^c$: Sont les tensions simple triphasé au stator (BP) de la machine ;

$i_{sp}^a, i_{sp}^b, i_{sp}^c$: Sont les courants simple triphasé au stator (BP) de la machine ;

$\psi_{sp}^a, \psi_{sp}^b, \psi_{sp}^c$: Sont les flux propre circulant au stator (BP) de la machine ;

$v_{sc}^a, v_{sc}^b, v_{sc}^c$: Sont les tensions simple triphasé au stator (BC) de la machine ;

$i_{sc}^a, i_{sc}^b, i_{sc}^c$ Sont les courants au stator (BC) de la machine ;

$\psi_{sc}^a, \psi_{sc}^b, \psi_{sc}^c$: Sont les flux propre circulant au stator (BC) de la machine ;

v_r^a, v_r^b, v_r^c : Sont les tensions simple triphasé au rotor de la machine ;

i_r^a, i_r^b, i_r^c : Sont les courants au rotor de la machine ;

$\psi_r^a, \psi_r^b, \psi_r^c$: Sont les flux propre circulant au rotor de la machine ;

R_{sp}, R_{sc} : Sont les résistances des enroulements statoriques (BP) et (BC) ;

R_r : Est la résistance des enroulements rotorique.

II.3.4.3 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 [66][67].

Pour ce faire on utilise la transformation de Park assurant la conservation de la puissance via la matrice de passage suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

$\theta_e = \int_0^t \omega_{obs} dt$: Angle entre les systèmes d'axes biphasé et triphasé.

ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport au système d'axes triphasé.

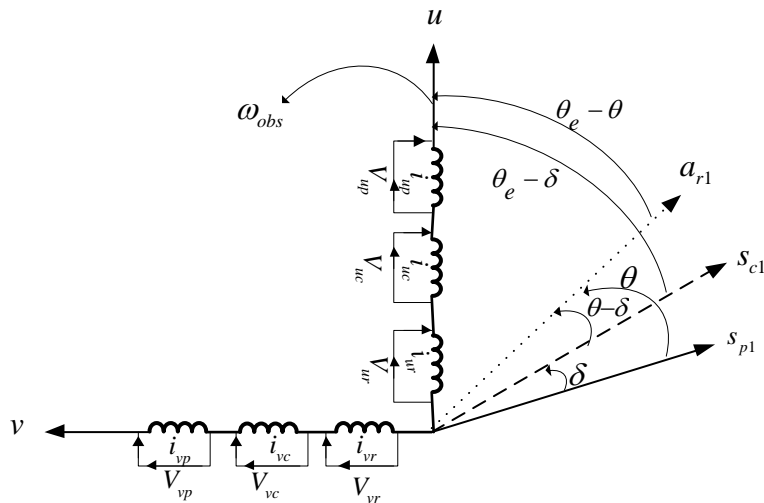


Figure (II.11) : Représentation de modèle généralisé de la MADASB.

II.3.4.4 Modèle électrique de la MADA Sans Balais dans le repère biphase

En remplaçant ω_{obs} par ω_{sp} , le modèle mathématique de la MADA Sans Balais dans le repère biphase (d, q) lié au champ tournant (bobinage de puissance BP) est donné par les expressions suivantes :

Equations électriques

$$\begin{cases} v_{sp}^d = R_{sp} i_{sp}^d + \frac{d}{dt} \psi_{sp}^d - \omega_{sp}^d \psi_{sp}^q \\ v_{sp}^q = R_{sp} i_{sp}^q + \frac{d}{dt} \psi_{sp}^q + \omega_{sp}^q \psi_{sp}^d \\ v_{sc}^d = R_{sc} i_{sc}^d + \frac{d}{dt} \psi_{sc}^d - (\omega_{sp} - (p_p + p_c) \omega_r) \psi_{sc}^q \\ v_{sc}^q = R_{sc} i_{sc}^q + \frac{d}{dt} \psi_{sc}^q + (\omega_{sp} - (p_p + p_c) \omega_r) \psi_{sc}^d \\ v_r^d = R_r i_r^d + \frac{d}{dt} \psi_r^d - (\omega_{sp} - p_p \omega_r) \psi_r^q \\ v_r^q = R_r i_r^q + \frac{d}{dt} \psi_r^q + (\omega_{sp} - p_p \omega_r) \psi_r^d \end{cases} \quad (II.35)$$

Où

$$\begin{cases} \omega_r = \omega_{sp} - p_p \Omega \\ \omega_{sc} = \omega_{sp} - (p_p + p_c) \Omega \\ \omega_{sc} = \omega_r - p_c \Omega \end{cases} \quad (II.36)$$

Equations de flux

$$\begin{cases} \psi_{sp}^d = L_{sp} i_{sp}^d + M_p i_r^d \\ \psi_{sp}^q = L_{sp} i_{sp}^q + M_p i_r^q \\ \psi_{sc}^d = L_{sc} i_{sc}^d + M_c i_r^d \\ \psi_{sc}^q = L_{sc} i_{sc}^q + M_c i_r^q \\ \psi_r^d = L_r i_r^d + M_p i_{sp}^d + M_c i_{sc}^d \\ \psi_r^q = L_r i_r^q + M_p i_{sp}^q + M_c i_{sc}^q \end{cases} \quad (II.37)$$

Où

$L_{sp} = l_{sp} - m_{sp}$: est l'inductance cyclique du stator1 (bobinage de puissance) ;

$L_{sc} = l_{sc} - m_{sc}$: est l'inductance cyclique du stator2 (bobinage de commande) ;

$L_r = l_r - m_r$: est l'inductance cyclique du rotor.

Equation du couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{3}{2} \left[P_p M_p (i_{sp}^q i_r^d - i_{sp}^d i_r^q) - P_c M_c (i_{sc}^q i_r^d - i_{sc}^d i_r^q) \right] \quad (II.38)$$

Equation mécanique

$$j_{mec} \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - C_v \tag{II.39}$$

Les puissances active et réactive :

Pour le bobinage de puissance

$$\begin{cases} P_{sp} = \frac{3}{2} (v_{sp}^d i_{sp}^d + v_{sp}^q i_{sp}^q) \\ Q_{sp} = \frac{3}{2} (v_{sp}^q i_{sp}^d - v_{sp}^d i_{sp}^q) \end{cases} \tag{II.40}$$

Pour le bobinage de commande

$$\begin{cases} P_{sc} = \frac{3}{2} (v_{sc}^d i_{sc}^d + v_{sc}^q i_{sc}^q) \\ Q_{sc} = \frac{3}{2} (v_{sc}^q i_{sc}^d - v_{sc}^d i_{sc}^q) \end{cases} \tag{II.41}$$

II.3.5 Modélisation de l'étage de conversion

La chaîne de conversion de puissance est composée de deux convertisseurs dos à dos (back-to back), l'un fonctionne comme un redresseur et l'autre comme un onduleur, et ils sont reliés par un bus DC comme le montre la figure (II.12). Cette topologie est capable d'assurer un écoulement bidirectionnel de la puissance active, le réglage du déphasage entre le courant et la tension du réseau ainsi que la régulation de la tension du bus DC [68].

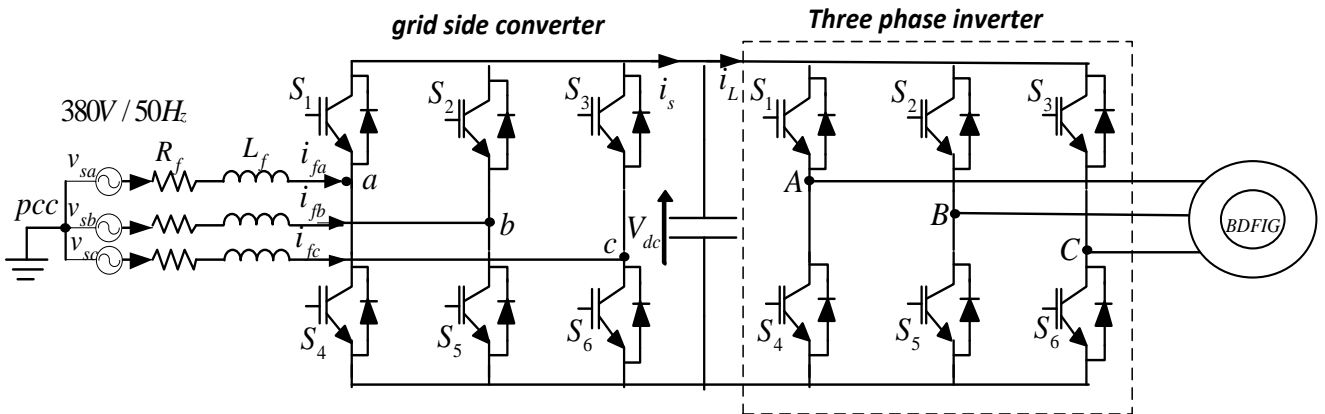


Figure (II.12) : Schéma électrique d'une chaîne de conversion d'énergie dans un système éolien à base de BDFIG.

II.3.5.1 Modélisation du convertisseur du côté réseau

Le convertisseur côté réseau s'est avéré très bénéfique, car il permet de contrôler la puissance active en préservant une tension constante du circuit intermédiaire, il règle également la puissance réactive de référence sur zéro afin de ne pas nuire à la qualité du réseau, autrement dit d'obtenir un facteur de puissance unitaire. En plus de la bidirectionnalité de puissance [10, 16].

La figure (II.13) illustre la structure d'un redresseur SVM triphasé, qui peut être divisé en trois parties: la source, le convertisseur et la charge. Le côté alternatif d'onduleur peut être modélisé dans le repère abc par l'équation suivante :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Avec

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Tensions du réseau;

i_{fa}, i_{fb}, i_{fc} : Courants du réseau;

v_{fa}, v_{fb}, v_{fc} : Tensions à l'entrée de l'onduleur;

L_f : Inductance du filtrage;

R_f : Résistance interne de la bobine de filtrage.

Afin de simplifier le modèle étudié, la transformation de *Park* et *Concordia* a été appliquée pour transférer les grandeurs triphasées du côté alternatif vers des grandeurs biphasées continues. Il y a deux motivations principales derrière cette transformation :

- Les trois variables du modèle mathématique peuvent être remplacés uniquement par deux variables ;
- Les deux variables biphasées peuvent être vues comme variables continues.

Pour rendre le modèle du système sous une forme plus simplifiée, on fait appel à la transformation de *Concordia* suivante :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{2}/3 & -\sqrt{2}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

On appliquant la transformation (II.43), l'équation (II.42) peut être réécrite sous la forme :

$$\begin{cases} L_f \frac{d}{dt} i_{f\alpha} = -R_f i_{f\alpha} + v_{f\alpha} - v_{s\alpha} \\ L_f \frac{d}{dt} i_{f\beta} = -R_f i_{f\beta} + v_{f\beta} - v_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

La transformation du système biphasé dans le repère d, q nécessite la matrice de rotation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

Où :

$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt$, et ω_s : est la pulsation électrique du réseau.

L'angle θ_s est estimé par un PLL (Phase Locked Loop) triphasé à partir des tensions du PCC. La composante v_{pq} générée par cette transformation est asservie à zéro par action sur l'angle du repère de Park (θ_{est}). En régime établi, l'angle θ_{est} est égal à l'angle du réseau θ . Le principe du PLL triphasé est détaillé dans l'*annexe 'A'*.

L'application de la transformation (II.45) conduit au modèle dans le repère dq suivant :

$$\begin{cases} L_f \frac{d}{dt} i_{fd} = -R_f i_{fd} + L_f \omega_s i_{fq} + v_{fd} - v_{sd} \\ L_f \frac{d}{dt} i_{fq} = -R_f i_{fq} - L_f \omega_s i_{fd} + v_{fq} - v_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Le côté continu du convertisseur est modélisé par :

$$i_s = i_{dc} - C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (\text{II.47})$$

II.3.5.2 Modélisation du convertisseur du côté machine

- **Structure générale**

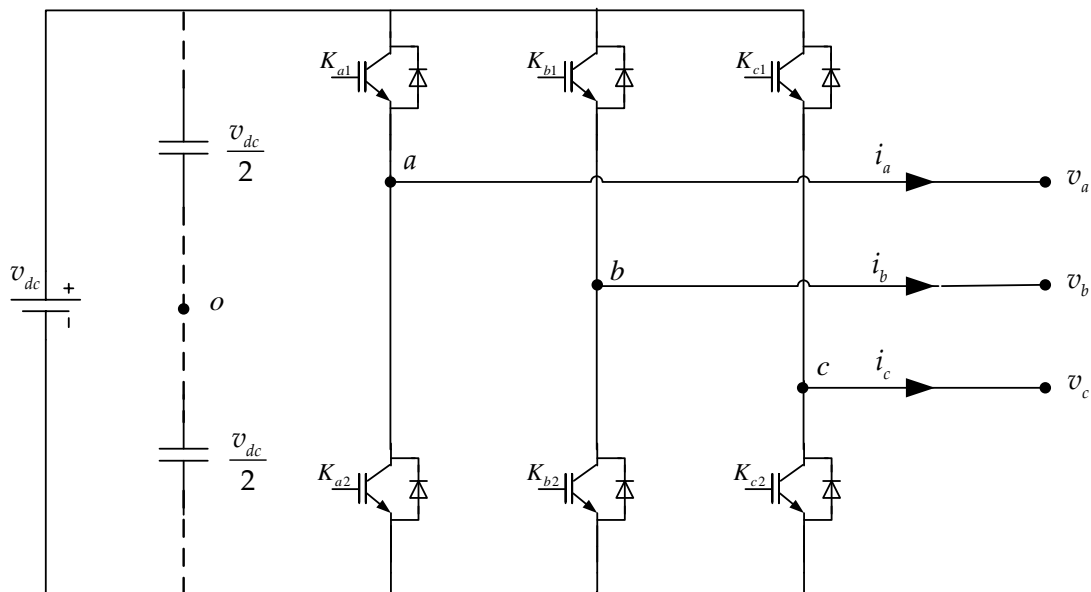


Figure (II.13) : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

La structure générale d'un onduleur de tension à deux niveaux est représentée dans la figure (II.13). L'onduleur est composé de trois bras chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Dans ce travail on a utilisé des IGBTs mis en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant.

- **Modélisation de l'onduleur**

Pour simplifier l'étude on crée un point milieu o par deux condensateurs fictives chacune prend la moitié de la tension continue v_{dc} .

- **Fonction de commutation**

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur K_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} , tel que :

$$S_{xi} = 1 \text{ si } K_{xi} \text{ fermé \& } S_{xi} = 0 \text{ si } K_{xi} \text{ ouvert} \quad (\text{II.48})$$

Avec $x=a,b,c$: Indicateur de phase; $i=1, 2$: Numéro de l'interrupteur du bras x

Sachant que la fermeture où l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs K_{x1} et K_{x2} [69]. Ce qui conduit à la relation logique suivante :

$$S_{x2} = \bar{S}_{x1} = 1 - S_{x1} \quad (\text{II.49})$$

- **Tension de sortie**

L'onduleur de tension à deux niveaux délivre deux niveaux de tensions ($v_{dc}/2$) ou $(-v_{dc}/2)$ suivant la fonction de connexion comme illustré dans l'équation suivante :

$$v_{xo} = \frac{v_{dc}}{2}(2S_{x1} - 1) \quad (\text{II.50})$$

Avec v_{xo} c'est la tension simple entre la phase x et le point milieu o. Les tensions composées entre phases v_{xy} deviennent donc :

$$v_{xy} = v_{xo} - v_{yo} = v_{dc}(S_{x1} - S_{y1}) \quad (\text{II.51})$$

Avec $y \neq x=a,b,c$: Indicateurs de phases.

Les grandeurs que l'on souhaite contrôler grâce à l'onduleur sont les tensions simples côté charge (v_a , v_b et v_c). Pour une charge triphasée équilibrée, ces tensions vérifient la relation suivante :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{II.52})$$

Les tensions phases-neutre sont données, en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu, par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

La forme complexe de la tension de sortie est donnée par :

$$v = v_a e^{i0} + v_b e^{-j2\pi/3} + v_c e^{j2\pi/3} \quad (\text{II.54})$$

Après avoir transformé le système triphasé dans un système biphasé par la transformation de Concordia, on peut représenter le vecteur v dans un espace à deux dimensions (α, β) par :

$$v = v_\alpha + jv_\beta \quad (\text{II.55})$$

Où v_α et v_β sont les projections du vecteur v dans le système fixe (α, β) données par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

autour du centre de l'hexagone avec une vitesse angulaire $\omega=d\theta/dt$ constante correspondante à la pulsation électrique souhaitée. Ce vecteur est défini par :

$$\mathbf{v}^* = v_m^* e^{i\theta} \quad (\text{II.57})$$

Si on attribue au vecteur de référence \mathbf{v}^* uniquement les huit positions discrètes de la figure (II.14), la tension de sortie sera riche en harmoniques. Afin de réduire le taux d'harmoniques de la tension de sortie résultante de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur \mathbf{v}^* de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur \mathbf{v}^* est :

$$v_{\max}^* = v_{dc} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{v_{dc}}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.58})$$

L'équation (II.57) devient :

$$\mathbf{v}^* = m \frac{v_{dc}}{\sqrt{2}} e^{i\theta} \quad (\text{II.59})$$

Avec m : le taux de modulation qui a une valeur entre 0 et 1 et θ : la position angulaire du vecteur calculée comme suit :

$$\begin{cases} \theta = \arctg\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \\ m = \frac{v_m^* \sqrt{2}}{v_{dc}} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

- **Modulation vectorielle**

Les techniques de modulations permettent de générer un signal quantifié, image du signal de référence. Le signal de référence à l'entrée du modulateur est l'image du signal qu'il faudrait idéalement appliquer au dispositif à contrôler pour obtenir l'effet désiré. Le signal généré à la sortie du modulateur (le signal modulé) est l'image du signal le plus proche que l'onduleur est capable d'imposer à l'aide des niveaux dont il dispose.

La modulation de largeurs d'impulsions est largement utilisée dans la commande des onduleurs. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo-sinusoidale, la modulation par hystérésis, et au milieu des années quatre-vingt, la modulation vectorielle (Space Vector Modulation : SVM) a été proposée par [71]. Cette dernière offre des avantages significatifs par rapport à la MLI naturelle et à échantillonnage régulier du point de vue performances de simplicité d'implantation et un rapport de transfert maximal.

II.3.5.2.1 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension de référence \mathbf{v}^* désiré sur les deux axes du plan (α, β) . Ces projections sont utilisées dans le calcul des temps de commutations désirées de deux états non nuls de l'onduleur. Si on désigne par t_i et t_{i+1} les deux temps de commutation en question, leur somme doit être forcément inférieure à la période de commutation de l'onduleur T_h . Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant le reste de la période T_h . Afin de connaître dans quel secteur se trouve le vecteur de

tension v^* , une série de tests sur v_α^* et v_β^* assure la localisation de celui-ci. A l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur, il existe différentes stratégies d'application des vecteurs assurant l'obtention de la tension désirée. Afin de réduire les harmoniques, il est préférable de générer des tensions centrées sur la période de commutation de l'onduleur. Dans les cas où le système de commande exige des tensions supérieures à la valeur maximum de l'algorithme MLI vectorielle, il sera nécessaire de développer un mécanisme de limitation des tensions de sortie [70].

II.3.5.2.2 Localisation du vecteur de référence

L'hexagone de commutation peut être divisé en six secteurs, chaque secteur étant formé d'un triangle dont les sommets sont le point milieu, et les fins des deux vecteurs consécutifs (v_i et v_{i+1}). Ces secteurs sont déterminés par l'une des méthodes suivantes :

1. À partir des coordonnées v_α^* et v_β^* , on déduit dans quel secteur (s) se situe le vecteur v^* en utilisant les équations de ses deux côtés. La figure (II.15) représente l'organigramme illustrant les étapes de cette méthode.

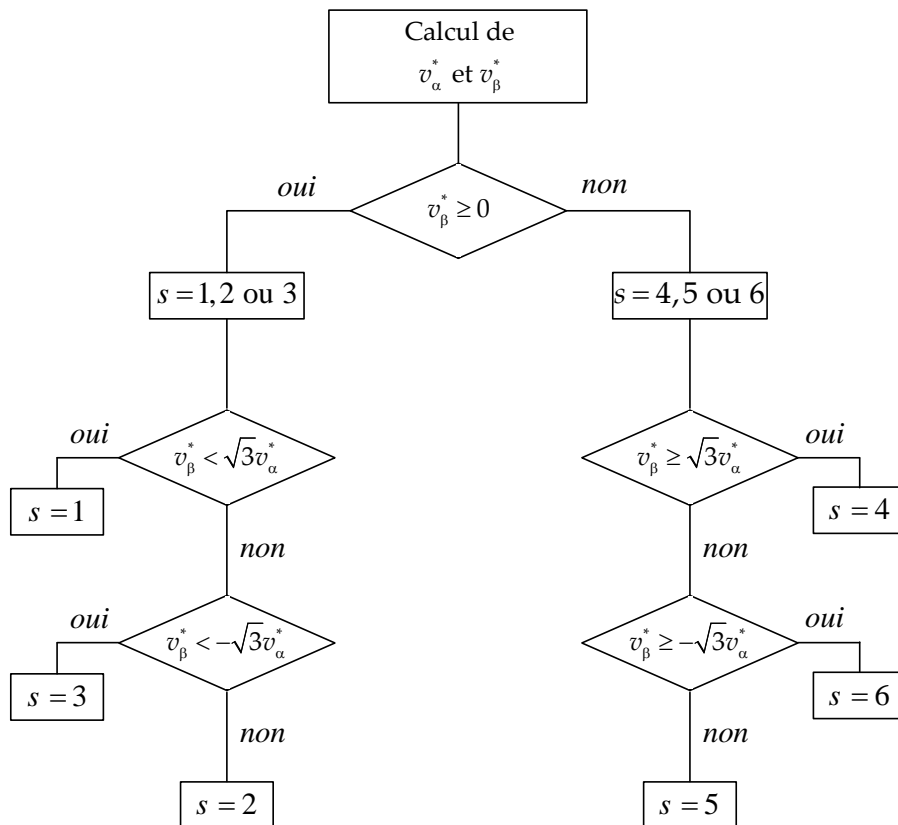


Figure (II.15) : Organigramme de calcul du secteur.

2. À partir de l'angle θ du vecteur v^* on peut déduire le secteur où il se trouve selon la relation :

$$s = \text{int} \left(\frac{3\theta}{\pi} + 1 \right) \quad (\text{II.61})$$

Avec int : fonction qui calcule la partie entière d'un nombre réel.

On peut aussi déduire la position du vecteur tension à partir de la valeur de l'angle θ tout en respectant les conditions suivantes :

$$s = \begin{cases} 1 & si & \theta \in [0, \pi/3] \\ 2 & si & \theta \in [\pi/3, 2\pi/3] \\ 3 & si & \theta \in [2\pi/3, \pi] \\ 4 & si & \theta \in [\pi, 4\pi/3] \\ 5 & si & \theta \in [4\pi/3, 5\pi/3] \\ 6 & si & \theta \in [5\pi/3, 2\pi] \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

II.3.5.2.3 Calcul des temps de commutation

Dans le cas général, l'onduleur n'est pas capable de générer directement le vecteur v^* , car il ne peut prendre que les huit états discrets illustrés précédemment. On doit donc construire v^* à l'aide d'une combinaison des vecteurs nuls (v_0 ou v_7) et des deux vecteurs adjacents v_i et v_{i+1} du secteur qui contient le vecteur de référence ($s=i$). Ces vecteurs sont appliqués individuellement pendant certaines durées t_0 , t_i et t_{i+1} de sorte que le vecteur v^* soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période de découpage :

$$\frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} v^* dt = \frac{1}{T_h} \left[\int_t^{t+t_i} v_i dt + \int_{t+t_i}^{t+t_i+t_{i+1}} v_{i+1} dt + \int_{t+t_i+t_{i+1}}^{t+T_h} v_0 dt \right] \quad (\text{II.63})$$

Puisque la période de découpage T_h est très faible, la valeur moyenne de tension v^* peut être considérée comme constante. Et puisque les vecteurs v_i et v_{i+1} sont des vecteurs fixes, l'équation (II.63) devient :

L'équation (II.63) devient :

$$T_h v^* = t_0 v_0 + t_i v_i + t_{i+1} v_{i+1} \quad (\text{II.64})$$

A noter que :

$$t_0 = T_h - t_i - t_{i+1} \quad (\text{II.65})$$

Par comparaison des parties réelles et imaginaires des deux membres de (II.64) on obtient :

$$\begin{cases} T_h v_\alpha^* = t_0 v_0^\alpha + t_i v_i^\alpha + t_{i+1} v_{i+1}^\alpha \\ T_h v_\beta^* = t_0 v_0^\beta + t_i v_i^\beta + t_{i+1} v_{i+1}^\beta \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

Connaissons les valeurs des coordonnées des vecteurs de sortie v_i^α et v_i^β (Tableau II.1). On peut calculer les temps de commutation t_0 , t_i et t_{i+1} en fonction des coordonnées du vecteur de référence par la résolution du système d'équations (II.65) et (II.66).

$$\begin{bmatrix} t_0 \\ t_i \\ t_{i+1} \end{bmatrix} = T_h \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0^\alpha & v_i^\alpha & v_{i+1}^\alpha \\ v_0^\beta & v_i^\beta & v_{i+1}^\beta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.67})$$

II.3.5.2.4 Génération des impulsions de commande

L'application des vecteurs d'états durant une période de découpage doit tenir en compte de deux critères [72] :

a- Minimisation des harmoniques, par la génération d'une tension de sortie la plus proche que possible de la tension de référence, par l'application du vecteur d'état v_i pendant une durée t_i , le vecteur v_{i+1} pendant une durée t_{i+1} et le vecteur nul pendant le reste de la période. On applique v_0 aux extrémités de la période de découpage et v_7 au centre de cette période.

b- Minimisation des pertes dans les interrupteurs par la réduction du nombre de commutation de chaque interrupteur, par l'application du vecteur actif d'indice impair avant l'application du vecteur actif d'indice pair pendant la demi période de découpage et inversement durant l'autre demi période.

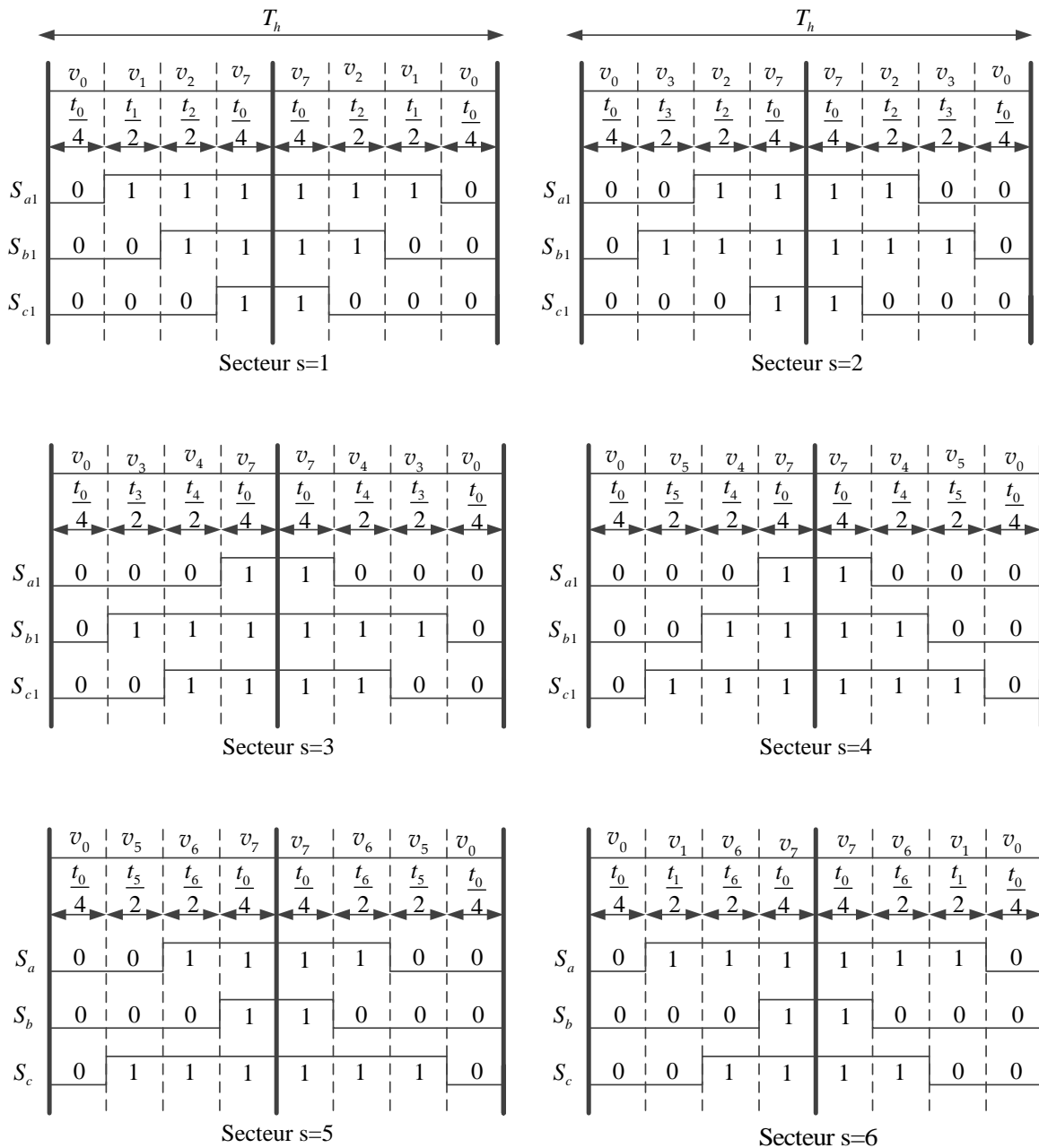


Figure (II.16) : Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle.

II.3.5.2.5 Schéma bloc de la MLI vectorielle

Si on veut résumer la méthode de calcul de la MLI vectorielle, on peut énumérer les points suivants :

- 1- A partir des tensions de référence v_a^* , v_b^* et v_c^* on déduit les composantes du vecteur référence v_α^* et v_β^* dans le repère de (α, β) ;
- 2- Calcul du numéro du secteur s où se situe le vecteur de référence ;
- 3- Calcul des temps (t_0 , t_i et t_{i+1}) d'application des vecteurs (v_0 , v_i et v_{i+1}) ;
- 4- Génération des impulsions de commande des interrupteurs.

Sur la figure (II.17), apparaît le schéma bloc de la MLI vectorielle.

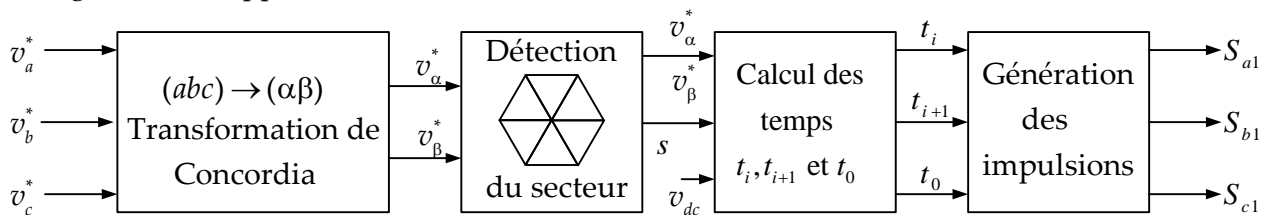


Figure (II.17) : Schéma bloc de la MLI vectorielle.

II.4 Stratégie de commande de la turbine éolienne

La nature fluctuante du vent engendre des perturbations dans le système de conversion éolien, et crée des variations continues de la puissance. Un fonctionnement idéal du système éolien nécessite un suivi parfait de la puissance [4]. Pour s'approcher de ce but, une commande spécifique connue sous la terminologie : Maximum power point tracking (MPPT) doit être utilisée. Le système de contrôle le plus répandu des éoliennes traditionnelles directement connectées au réseau électrique de distribution, est basé principalement sur la (MPPT), et ce sans supervision centralisée. Celles-ci doivent se déconnecter du réseau électrique lorsqu'un défaut survient sur ce dernier. Par conséquent, elles n'offrent aucune capacité de réglage quant à leur production et ne peuvent en aucun cas contribuer aux services de système [35].

Nous constatons dans le schéma bloc de la figure (II.5) que la vitesse de la turbine peut être contrôlée par action sur deux entrées: l'angle de calage des pales β et le couple électromagnétique de la génératrice C_{em} . On a deux techniques de commandes à 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.

Il est donc nécessaire de concevoir des stratégies de commande permettant de maximiser la puissance électrique générée (donc le couple) en ajustant la vitesse de rotation de la turbine à sa valeur de référence quel que soit la vitesse du vent considérée comme une entrée perturbatrice, à ce système de nature très fluctuante.

Nous pouvons envisager deux types de stratégie, nous présenterons différentes stratégies pour contrôler le couple électromagnétique (et indirectement la puissance électromagnétique convertie)

afin de régler la vitesse mécanique de manière à maximiser la puissance électrique générée nous utilisons une loi de contrôle de vitesse ou une loi de contrôle du couple. Si on utilise une loi de contrôle du couple, l'angle de calage reste fixe, on parle alors de contrôle indirect de la vitesse. Ce principe est connu sous la terminologie (MPPT). Par contre, si nous utilisons une loi de contrôle de vitesse, une action sur l'angle de calage permet de limiter cette puissance et nous parlons alors d'un contrôle direct de la vitesse. Donc on peut distinguer deux modes de contrôle : [35]

- le contrôle sans asservissement de vitesse mécanique;
- le contrôle avec asservissement de vitesse mécanique.

Le but de la commande à vitesse variable de la MADASB est d'extraire le maximum de puissance éolienne. Pour cela, nous avons besoin d'un algorithme agissant sur les variables de consigne afin d'avoir le meilleur rendement possible du dispositif étudié.

Pour l'étude de ces deux modes de contrôle, on supposera que la génératrice (MADASB) et ces convertisseurs sont idéaux, i.e., quelle que soit la puissance mécanique transmise par la turbine, le couple électromagnétique sur l'arbre de la génératrice C_{em} est donc à tout instant égal à sa valeur de référence imposée par la commande $C_{em} = C_t^{ref}$. Ainsi, le générateur et ces convertisseurs seront modélisés par un gain unitaire.

II.4.1 Maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse

Cette stratégie de contrôle consiste à régler le couple électromagnétique de la génératrice de manière à fixer la vitesse de rotation mécanique à une vitesse de référence permettant d'extraire le maximum de puissance de la turbine. Donc nous devons prendre en compte le gain du multiplicateur.

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

La vitesse mécanique de référence de la MADASB est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$\Omega_{mec}^{ref} = G\Omega_t^{ref} \quad (II.68)$$

Avec:

$$\Omega_t^{ref} = \frac{\lambda_{opt} v_w}{R_t} \quad (II.69)$$

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

II.4.2 Maximisation de la puissance sans asservissement de vitesse

Ce mode de contrôle repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime

permanent devant les constantes de temps électriques du système éolien, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul. Dans ce cas, à partir de l'équation (II.13), nous pouvons écrire : [61]

$$j_t \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} - C_{em} - C_{vis} \quad (II.70)$$

De plus, si l'on néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux ($C_{vis} = f_r \Omega_{mec} = 0$) par rapport au couple mécanique C_{em} , on peut alors écrire :

$$C_{mec} = C_{em} \quad (II.71)$$

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

$$\hat{\Omega}_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (II.72)$$

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

$$\hat{v}_w = \frac{\hat{\Omega}_t R_t}{\lambda_{opt}} \quad (II.73)$$

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

$$\hat{C}_t = \frac{1}{2} C_{p-max} \rho \pi R_t^3 \hat{v}_w^2 \quad (II.74)$$

Remplaçant maintenant (II.73) dans (II.74), le couple de la turbine de référence s'exprime donc par :

$$\hat{C}_t^{ref} = \frac{1}{2\lambda_{opt}^2} C_{p-max} \rho \pi \hat{\Omega}_t^2 R_t^5 \quad (II.75)$$

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

$$\hat{C}_{em}^{ref} = \hat{C}_{mec}^{ref} = \frac{\hat{C}_t^{ref}}{G} = \frac{1}{2\lambda_{opt}^2} C_{p-max} \rho \pi \hat{\Omega}_t^2 R_t^5 \quad (II.76)$$

Le schéma bloc de la figure II.18 résume le principe de la stratégie du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse de rotation.

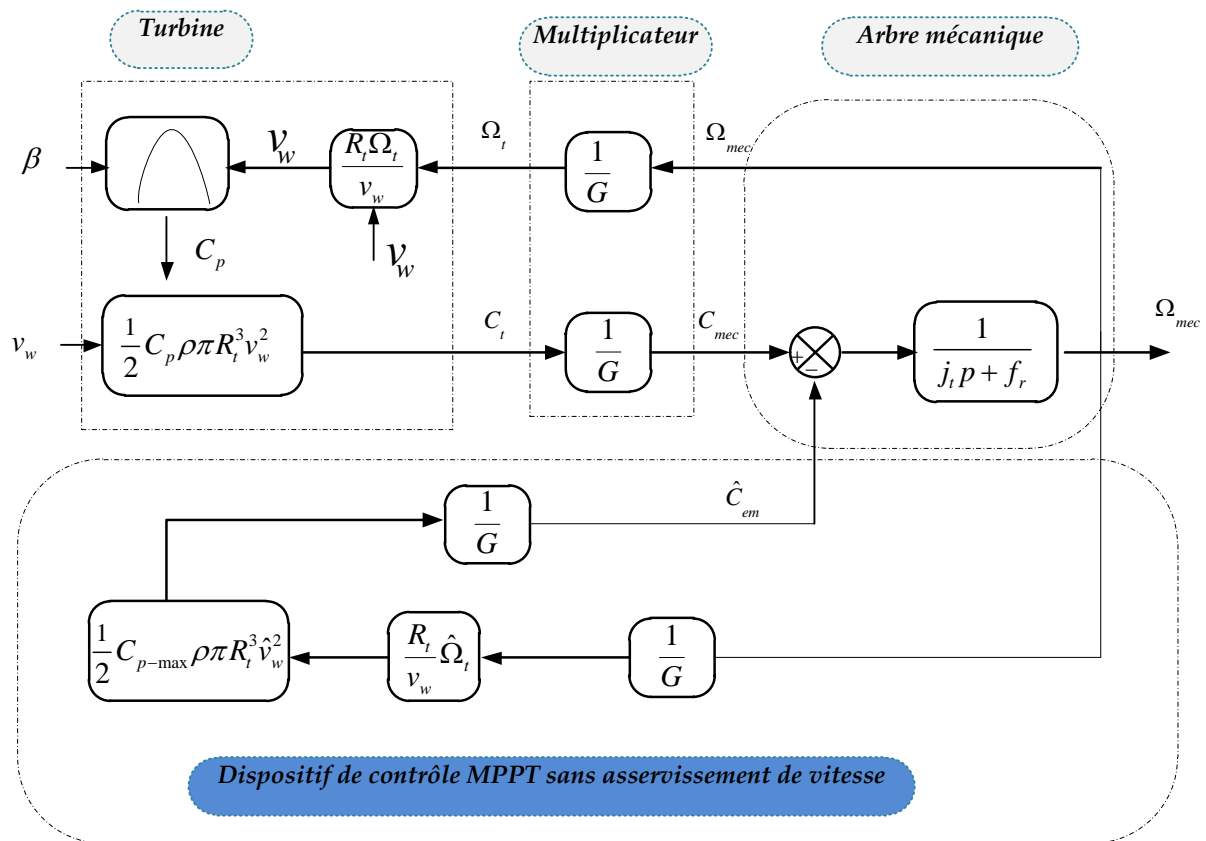


Figure (II.18) : Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.

II.4.3 Régulation du système d'orientation des pales « pitch control »

La plupart des grandes turbines éoliennes utilise deux principes de contrôle aérodynamique pour limiter la puissance extraite de la génératrice à sa valeur nominale :

- 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.
- 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.

Le système d'orientation des pales sert essentiellement à limiter la puissance générée. Avec un tel système, la pale est tournée par un dispositif de commande appelé « pitch control ».

En réglant l'angle d'orientation des pales, on modifie les performances de la turbine, et plus précisément le coefficient de puissance. Les pales sont face au vent en basses vitesses, puis pour les fortes vitesses de vent, s'inclinent pour dégrader le coefficient de puissance C_p . Elles atteignent la position « en drapeau » à la vitesse maximale.

Le système de régulation de la puissance par orientation des pales possède les avantages suivants :

- Il permet d'effectuer un contrôle actif de la puissance pour de larges variations du vent (bien sûr en dessous de la limite de sécurité).
- Il offre une production d'énergie plus importante que les éoliennes à décrochage *STALL* pour la plage de fonctionnement correspondant aux fortes vitesses de vent.
- Il facilite le freinage de l'éolienne, en réduisant la prise de vent des pales, ce qui limite

l'utilisation de freins puissants.

- Ce type de régulation réduit les efforts mécaniques lors des fonctionnements sous puissance nominale et sous grandes vitesses.

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.19) [73] [74].

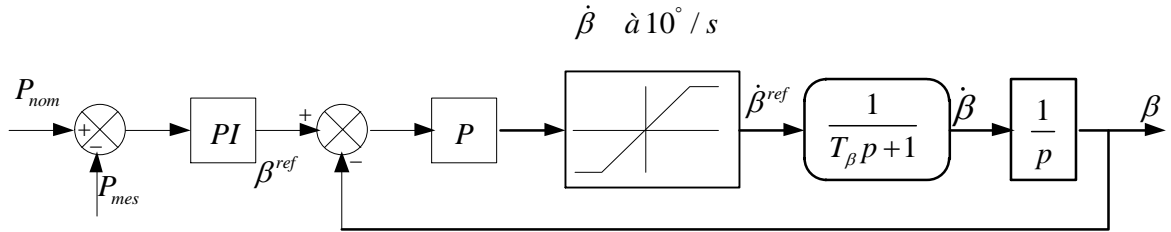


Figure (II.19) : Schémas bloc de la commande de l'angle de calage des pales.

II.5 Commande de l'onduleur du côté réseau

Le système de production d'énergie est connecté au réseau triphasé via un onduleur et un filtre triphasé. Le rôle d'onduleur est de maintenir la tension du bus continu constante quel que soit l'amplitude et le sens de la puissance, en générant le courant du condensateur nécessaire notamment dans la phase de démarrage par le contrôle des courants transités par le réseau via le filtre [75].

Un control vectoriel dans le repère de Park des courants a été adopté en utilisant un repère synchronisé avec la tension du réseau. Le convertisseur est commandé de manière à imposer des références aux tensions simples à partir de la mesure de la tension du bus continu. La figure (II.20) illustre la commande par orientation de la tension de l'onduleur du côté réseau.

II.5.1 Calcul des puissances instantanées

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions. Par contre, la puissance réactive est définie par leur produit vectoriel. Les puissances active et réactive dans le repère dq sont exprimées par :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} [v_{sd} \cdot i_{fd} + v_{sq} \cdot i_{fq}] \\ Q_s = \frac{3}{2} [v_{sq} \cdot i_{fq} - v_{sd} \cdot i_{fd}] \end{cases} \quad (\text{II.77})$$

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

$$\begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \\ v_{sq} & -v_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.78})$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes choisi, dans notre cas ($v_{sd} = v_s, v_{sq} = 0$) donne :

$$\begin{cases} P_s = v_{sd} \cdot i_{fd} \\ Q_s = v_{sq} \cdot i_{fq} \end{cases} \quad (II.79)$$

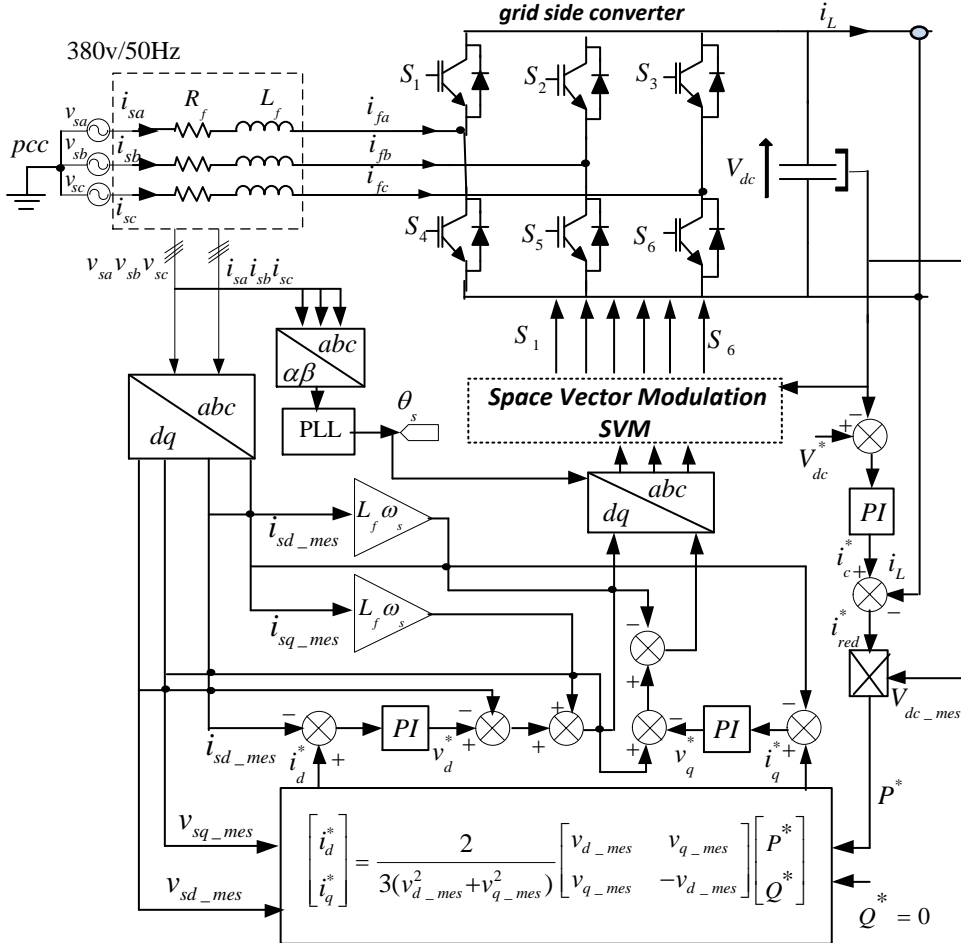


Figure (II.20) : Principe de la commande de l'onduleur du côté réseau.

II.5.2 Découplage du modèle de l'onduleur

L'équation (II.42) montre que le modèle de l'onduleur dans le repère (d, q) fait apparaître des termes de couplage entre les axes d et q. Dans ce système les composantes directe et quadratique du courant (i_{fd} et i_{fq}) sont les variables d'états, les composantes v_{fd} et v_{fq} sont les variables de commande et v_{pd} et v_{pq} sont les variables de perturbation. Ce système peut être découplé par le changement de variables suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} \quad (II.80)$$

Où les deux composantes v_{sd} et v_{sq} sont les nouvelles variables de commandes obtenus à partir de deux régulateurs PI.

A partir de cette équation on définit les deux systèmes découplés de premier ordre suivants :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} = \frac{-R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \tag{II.81}$$

Les tensions de références de l'onduleur sont calculées à l'aide de l'équation (II.72) comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{fd}^* \\ v_{fq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + L_f \omega_s \begin{bmatrix} -i_{fq} \\ i_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fd} \\ v_{fq} \end{bmatrix} \tag{II.82}$$

La boucle de contrôle de courant interne calcule les tensions de référence nécessaires pour le block de la modulation vectorielle, qui à son tour calcule les signaux d'ouverture et fermeture des IGBTs. Dans le cadre de cette étude, on a utilisé deux correcteurs PI dans le repère tournant pour contrôler les composantes active et réactive du courant. La Figure (II.21) présente la structure de la boucle interne de contrôle de courant.

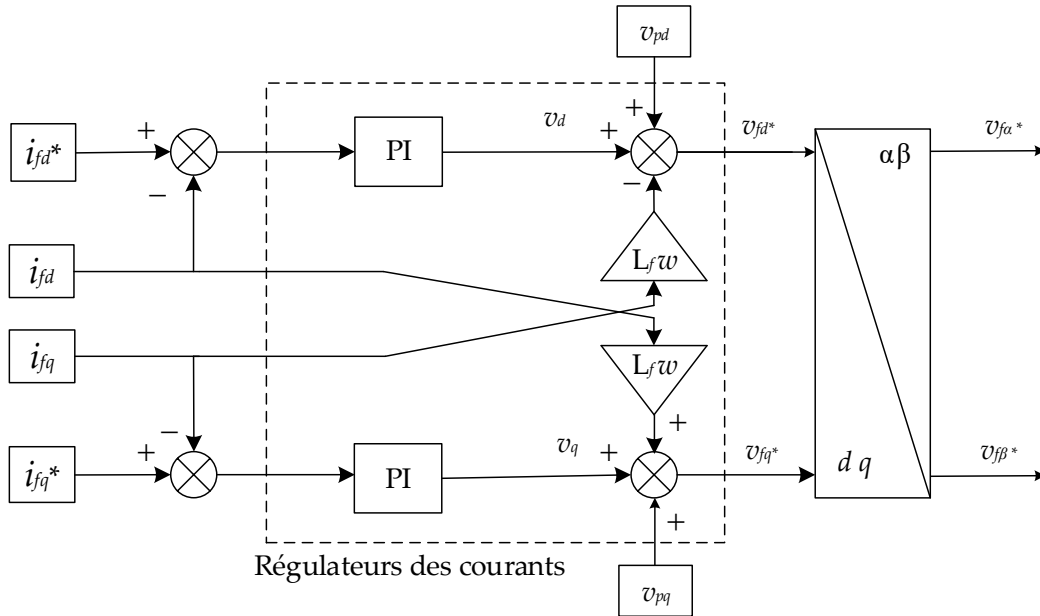


Figure (II.21) : Boucle interne de contrôle de courant.

II.5.3 Synthèse des régulateurs des courants

Le correcteur proportionnel-intégral est le correcteur le plus classiquement utilisé pour le contrôle du courant à cause de sa simplicité. La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$R(p) = \frac{k_p p + k_i}{p} \tag{II.83}$$

Où : p est l'opérateur de Laplace, k_p et k_i désignent les gains de régulateur.

Après compensation, le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant est illustré par la figure (II.22).

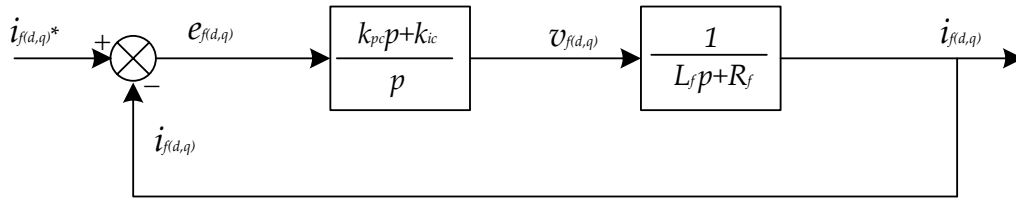


Figure (II.22) : Schéma bloc de régulation des courants par des régulateurs PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à ce schéma est :

$$F(p) = \frac{k_{pc}p + k_{ic}}{p} \frac{1}{L_f p + R_f} \quad (\text{II.84})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$H(p) = \frac{k_{pc}p + k_{ic}}{L_f p^2 + (R_f + k_{pc})p + k_{ic}} \quad (\text{II.85})$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients k_{pc} et k_{ic} . Dans la méthode d'imposition des pôles, on doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G(p) = p^2 + 2\xi_c \omega_{nc} p + \omega_{nc}^2 \quad (\text{II.86})$$

Finalement on en déduit les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$\begin{aligned} k_{pc} &= 2\xi_c \omega_{nc} L_f - R_f \\ k_{ic} &= L_f \omega_{nc}^2 \end{aligned} \quad (\text{II.87})$$

Où ξ_c et ω_{nc} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système du deuxième ordre.

II.5.4 Synthèse du régulateur de la tension continue

La tension continue v_{dc} aux bornes du bus continu, doit être maintenue constante. Les fluctuations de cette tension doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs, et d'autre part pour ne pas dégrader les performances de l'onduleur. Afin d'assurer la régulation de la tension continue, un régulateur est indispensable.

L'application de la transformation de Laplace sur l'équation (II.47) conduit à :

$$v_{dc}(p) = \frac{1}{C_{\acute{e}q} p} i_{c\acute{e}q}(p) \quad (\text{II.88})$$

Pour obtenir le signal $i_{c\acute{e}q}$ nous avons le choix entre un régulateur proportionnel et un régulateur proportionnel intégral. Ce dernier est souvent préférable du fait qu'il permet d'annuler l'erreur statique.

Le bloc de régulation de la tension continue peut-être représenté par le schéma illustré dans la figure (II.23).

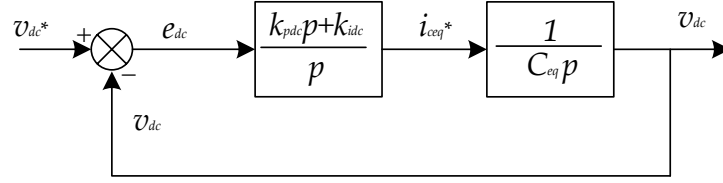


Figure (II.23) : Schéma bloc de régulation de la tension continue par un régulateur PI.

La fonction de transfère en boucle ouverte correspondante à ce schéma est :

$$F_{dc}(p) = \frac{k_{pdc}p + k_{idc}}{p} \frac{1}{C_{eq}p} \quad (II.89)$$

La fonction de transfère en boucle fermée sera donc :

$$H_{dc}(p) = \frac{k_{pdc}p + k_{idc}}{C_{eq}p^2 + k_{pdc}p + k_{idc}} \quad (II.90)$$

On doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H_{dc}(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G_{dc}(p) = p^2 + 2\xi_{dc}\omega_{ndc}p + \omega_{ndc}^2 \quad (II.91)$$

Finalement on trouve les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$\begin{aligned} k_{pdc} &= 2\xi_{dc}\omega_{ndc}C_{eq} \\ k_{idc} &= C_{eq}\omega_{ndc}^2 \end{aligned} \quad (II.92)$$

II.6 Simulations numériques

Pour vérifier la validité du modèle agrégé du la MADASB, un fonctionnement du dispositif complet a été simulé sous environnement MATLAB/Simulink. Nous considérons que le système éolien est en régime permanent et qu'il fonctionne dans la zone de fonctionnement optimal c'est-à-dire qu'il produit le maximum de puissance en fonction de la vitesse de vent. Les résultats de simulation que nous allons présenter ont été faits pour un système éolien basé sur une MADASB dont paramètres sont donnés dans l'Annexe B.

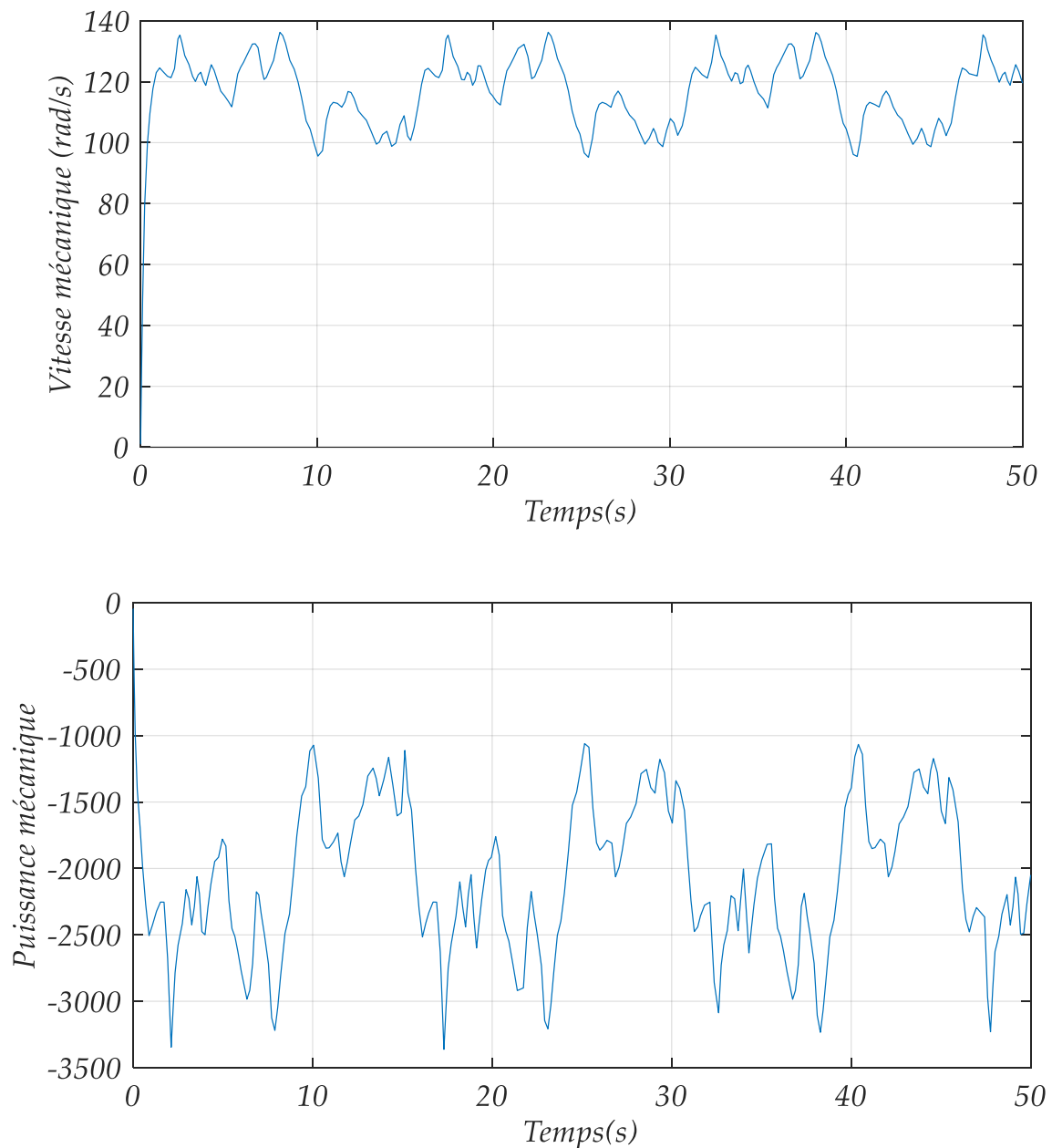


Figure (II.24) : Vitesse mécanique, et la puissance mécanique produite.

Nous présentons la simulation du fonctionnement de la partie mécanique de l'éolienne. Les résultats obtenus sont basés sur la structure de commande sans asservissement de la vitesse.

Nous n'allons pas raccorder hélice et le multiplicateur à une génératrice mais tout simplement observer la vitesse, le couple et la puissance produite à la sortie du multiplicateur en fonction de l'évolution du vent (figure II.2) avec un angle de calage β constant égale 2° .

Les résultats de simulation montrent que la variation de la vitesse mécanique est adaptée à celle du vent. On constate que la vitesse spécifique suit la référence optimale imposée, et le coefficient de puissance suit le coefficient de puissance maximum souhaité.

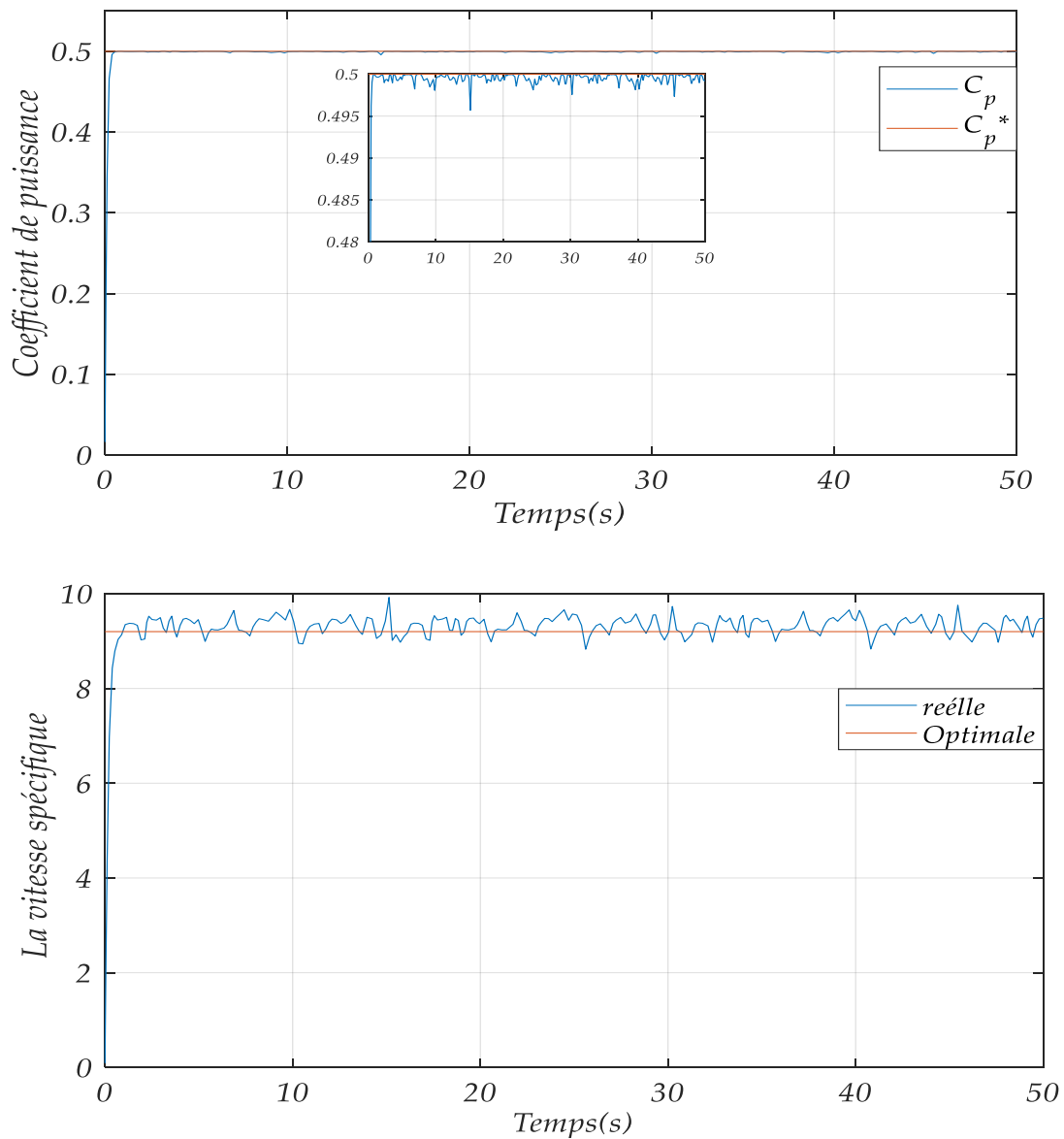


Figure (II.25) : Coefficient de puissance et la vitesse spécifique.

La MADASB est entraînée à une vitesse variable et alimentées directement par deux sources de tension triphasées (figure II.26) Le stator de puissance est alimenté par une source triphasée de $v_{sp} = \sqrt{2} * 220 \text{ v}$ avec une fréquence de réseau 50Hz. Et l'autre au niveau de bobinage de commande avec amplitude de $v_{sc} = \sqrt{2} * 15 \text{ v}$, et une fréquence f_{sc} variable selon la variation de la vitesse de rotation de la turbine.

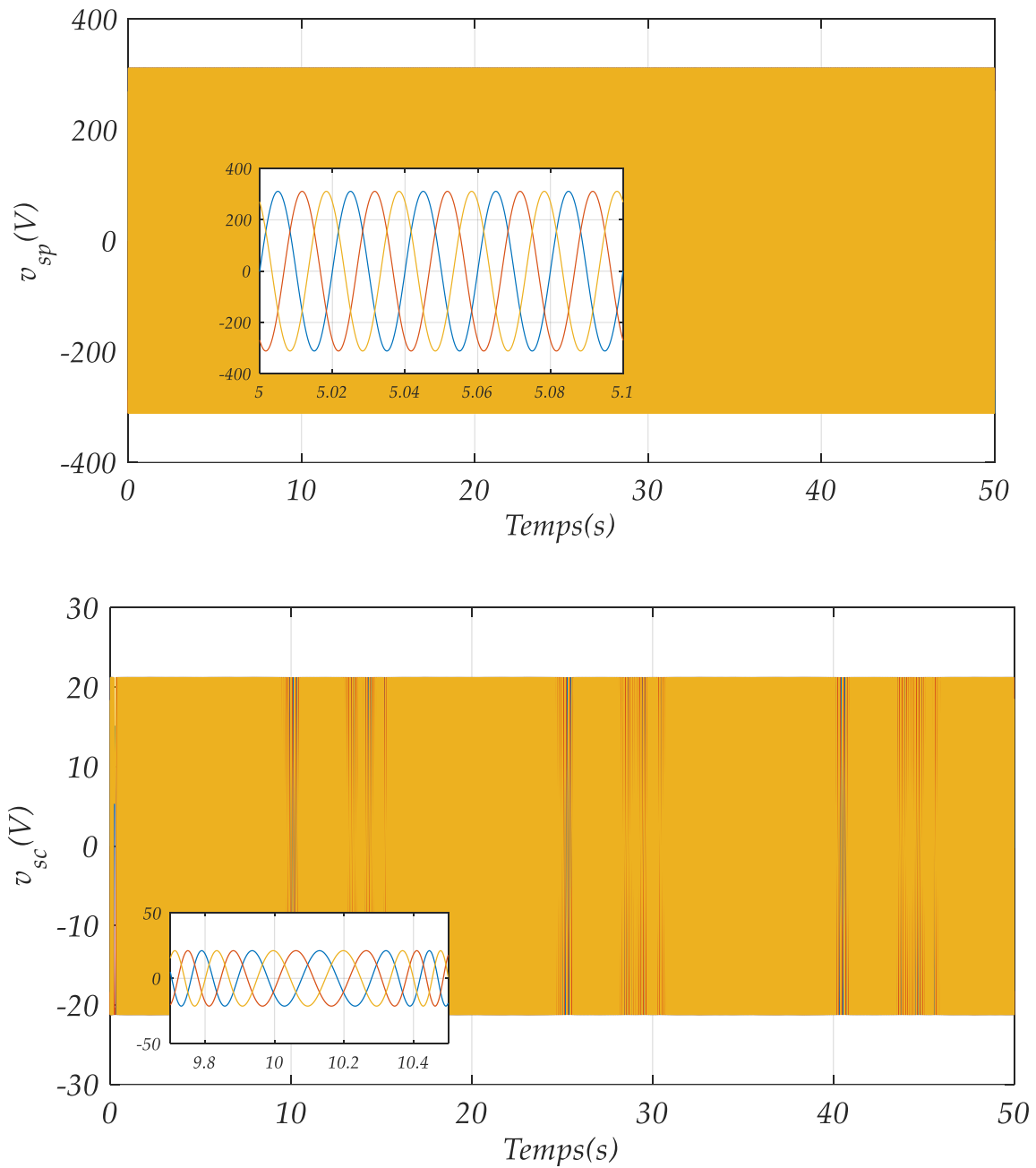


Figure (II.26) : Tension v_{sp} et v_{sc} de la MADASB

La figure(II.27) montre que pendant le régime dynamique, le couple électromagnétique est négatif, la MADASB fonctionne comme génératrice. Les résultats de simulation montrent que pendant le régime dynamique les courants statoriques prennent leurs formes sinusoïdales avec une fréquence constante égale (50Hz) pour les courants statoriques du BP et une fréquence variable pour les courants statoriques BC (figure II.28).

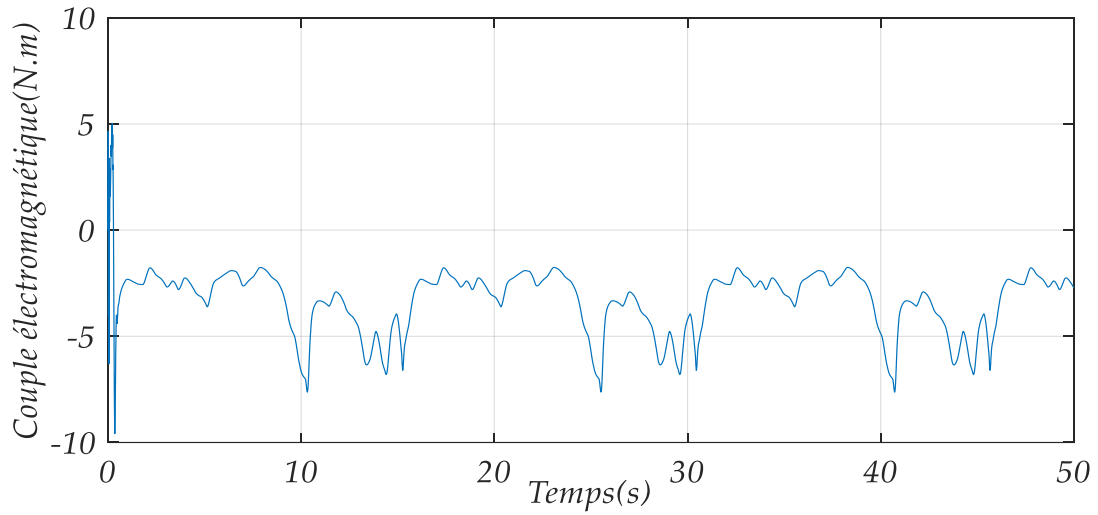


Figure (II.27) : Le couple électromagnétique.

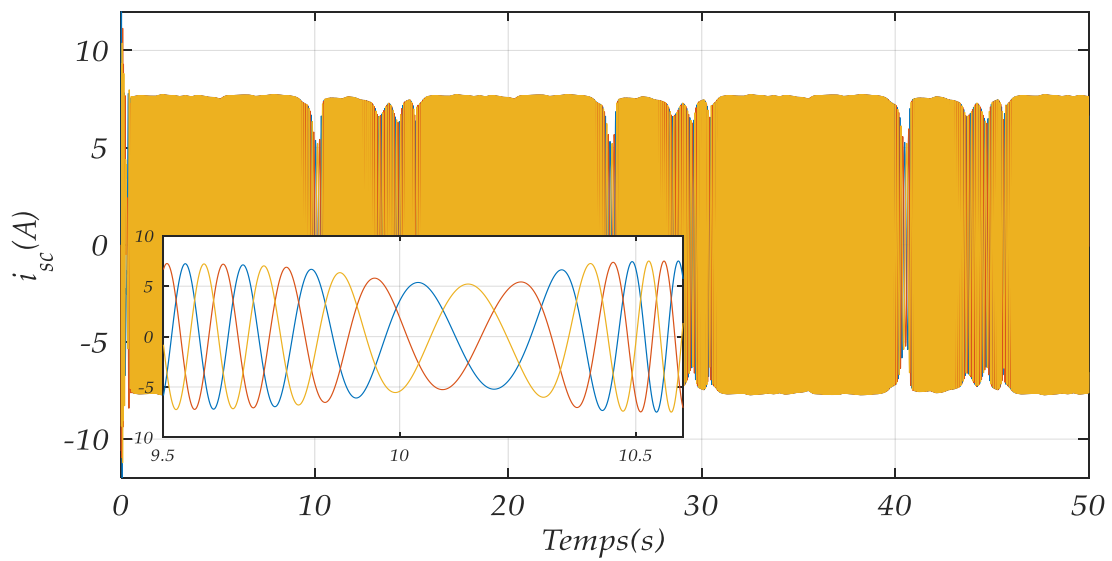
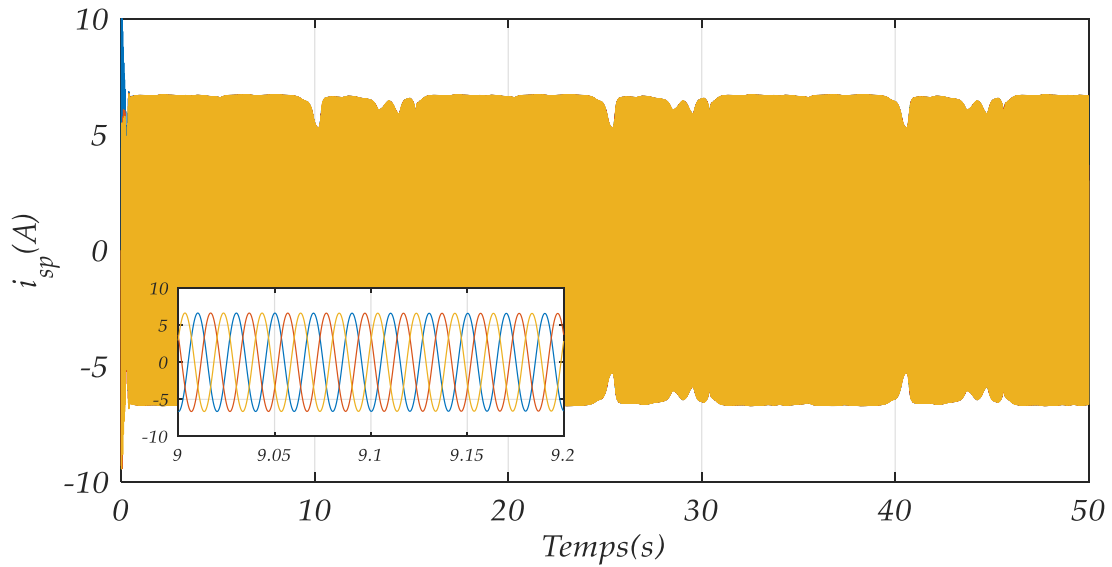


Figure (II.28) : Courants i_{sp} et i_{sc} de la machine.

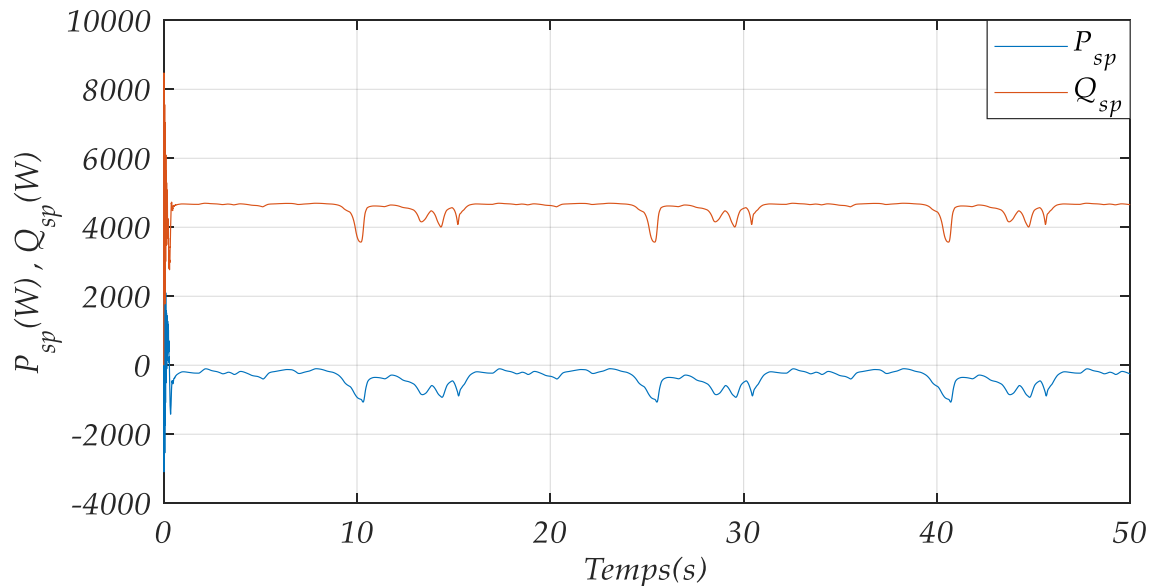


Figure (II.29) : Puissance active et réactive de la machine

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les trois parties essentielles de système de conversion éolienne.

Dans un premier temps, nous avons présenté la modélisation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable basé sur une MADASB. La première représente la partie mécanique qui contient la turbine, le multiplicateur et l'arbre de la MADASB, en suite, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation sans balais en fonctionnement génératrice. En se basant sur quelques hypothèses simplificatrices, un modèle mathématique a été établi, où la complexité a été réduite. Nous avons constaté que le modèle de la MADASB est un système à équations différentielles dont les Coefficients sont des fonctions périodiques du temps, la transformation de Park nous a permis de simplifier ce modèle la modélisation de convertisseur coté machine et le convertisseur coté réseau et la liaison de CCR via le filtre RL.

Dans la deuxième partie, 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, en suite 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.

Chapitre III

Commande de Puissances Active et Réactive d'un Système Eolien à Vitesse Variable Basé Sur une MADASB

III.1 Introduction

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'électricité de l'éolienne, nous allons réaliser un contrôle indépendant des puissances actives et réactives en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions statoriques, générées par un onduleur, aux puissances actives et réactives statoriques.

Pour avoir une bonne qualité d'énergie électrique produite par un système éolien basé sur une MADA Sans Balais, 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, la commande vectorielle à base de régulateurs PI, la commande par logique floue (en anglais : fuzzy logic), qui est une technique pour le traitement de connaissances imprécises basées, sur des termes linguistiques, ces deux commandes permettent de contrôler indépendamment les puissances active et réactive de la génératrice asynchrone double alimentation sans balais avec orientation du repère (d-q) suivant le flux statorique.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à ses deux techniques de commande. Notre objectif n'est pas de traiter en profondeur ces techniques, mais plutôt de présenter un bref rappel puis, de les appliquées dans la commande de notre système.

III.2 Commande vectorielle des puissances active et réactive

La commande vectorielle des machines à double alimentation sans balais est une solution plus attractive pour des applications à haute performance comme l'entraînement à vitesse variable des systèmes de génération de l'énergie électrique. 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 (BP) et les tensions statoriques (BC) 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.

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à introduire un algorithme de commande des puissances active et réactive pour un système de production d'énergie électrique à la base de la MADA Sans Balais alimentée par un onduleur contrôlé par la technique de MLI Vectorielle (SVM).

III.2.1 Principe de la commande vectorielle de la MADA Sans Balais

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des machines électriques à courant alternatif. Le principe de la commande par orientation du flux consiste à orienter une des composantes du flux statorique ou rotorique ou d'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse synchrone (Figure III.3 (a)) [76].

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double alimentation sans balais à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (Figure III.3 (b)). Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double alimentation sans balais à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (Figure III.1). En effet, dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux. L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par :

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

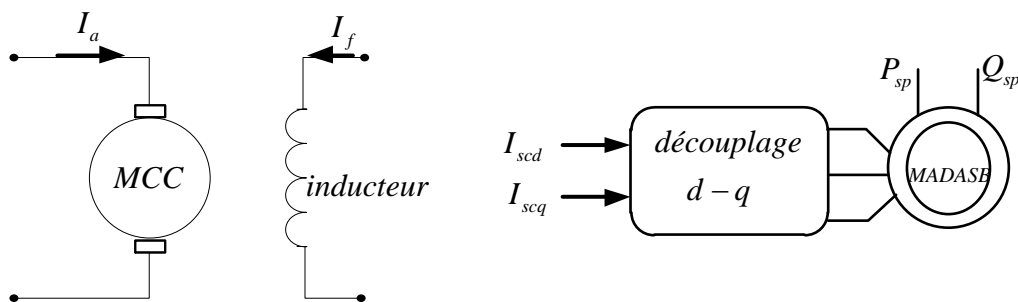


Figure (III.1) : Principe de la commande vectorielle à flux orienté.

Avec :

ψ : Flux imposé par le courant d'excitation I_f ;

I_a : Courant d'induit;

k, k' : Constantes.

Le couple électromagnétique du bobinage de puissance que nous allons examiner :

$$C_{emp} = \frac{3}{2} P_p \left(\psi_{sp}^d i_{sp}^q - \psi_{sp}^q i_{sp}^d \right) \quad (III.2)$$

En se basant sur cette équation, on peut réaliser un découplage de telle façon à ce que le couple soit commandé uniquement par le courant statorique en quadrature i_{sp}^q (l'axe q doit être dépourvu du flux ($\psi_{sp}^q = 0$), et le flux par le courant statorique du bobinage de commande i_{sc}^d .

La relation finale du couple du bobinage de puissance est:

$$C_{emp} = \frac{3}{2} P_p \psi_{sp}^d i_{sp}^q \quad (\text{III.3})$$

III.2.2 Stratégie de commande en puissances active et réactive de la MADASB

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'énergie électrique de l'éolienne, nous allons réaliser un contrôle indépendant des puissances active et réactive en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions statoriques du bobinage de commande (BC), générées par un onduleur, aux puissances active et réactive statorique du bobinage de puissance (BP).

Dans ce qui suit nous allons supposer que l'axe d du *Park* est orienté suivant le flux statorique. Ce choix n'est pas dû au hasard mais il se justifie par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau puissant de tension et de fréquence constante, ce qui entraîne un flux constant au stator de la machine [21].

L'orientation suivant le flux du BP simplifié énormément les équations dynamiques puisque la valeur de $|\psi_{sp}|$ est pratiquement constante, et donc les termes qui présentent le facteur $\frac{d|\psi_{sp}|}{dt}$ sont presque nuls.

Nous utilisons la modélisation diphasée de la BDFM (voir Eqs. : II.35, II.37, II.38, II.39 et II.40). On oriente le repère d, q afin que l'axe d soit aligné sur le flux statorique du bobinage de puissance ψ_{sp} . Avec un flux statorique constant est orienté [77].

$$\begin{cases} \psi_{sp}^d = \psi_{sp} \\ \psi_{sp}^q = 0 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Et l'équation des flux statoriques du bobinage de puissance devient :

$$\begin{cases} \psi_{sp} = L_{sp} i_{sp}^d + M_p i_r^d \\ 0 = L_{sp} i_{sp}^q + M_p i_r^q \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Si on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple v_{sp} , cela conduit à un flux statorique ψ_{sp} constant.

De plus, si on néglige la résistance des enroulements statoriques du BP, les équations des tensions statoriques du BP se réduisent à :

$$\begin{cases} v_{sp}^d = \frac{d}{dt} \psi_{sp}^d \\ v_{sp}^q = \omega_{sp} \psi_{sp}^d \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Avec l'hypothèse du flux statorique constant, on obtient :

$$\begin{cases} v_{sp}^d = 0 \\ v_{sp}^q = v_{sp} \end{cases} \quad (III.7)$$

A l'aide de l'équation (II.35) et du flux (III. 5), on peut établir le lien entre les courants statoriques de puissance BP et les courants statoriques du BC :

$$\begin{cases} i_{sp}^q = \frac{-M_p}{L_{sp}} i_r^q \\ i_{sp}^d = \frac{\psi_{sp}^d - M_p i_r^d}{L_{sp}} \end{cases} \quad (III.8)$$

$$\begin{cases} i_r^q = \frac{\psi_r^q - M_p i_{sp}^q - M_c i_{sc}^q}{L_r} \\ i_r^d = \frac{\psi_r^d - M_p i_{sp}^d - M_c i_{sc}^d}{L_r} \end{cases} \quad (III.9)$$

Ensuit les équations des courants deviennent :

$$\begin{cases} i_{sp}^q = \frac{-M_p}{L_{sp}L_r - M_p^2} \psi_r^q + \frac{M_p M_c}{L_{sp}L_r - M_p^2} i_{sc}^q \\ i_{sp}^d = \frac{L_r}{L_{sp}L_r - M_p^2} \psi_{sp}^d - \frac{M_p}{L_{sp}L_r - M_p^2} \psi_r^d + \frac{M_p M_c}{L_{sp}L_r - M_p^2} i_{sc}^d \end{cases} \quad (III.10)$$

III.2.3 Expression des puissances active et réactive statoriques (BP)

A l'aide de l'équation (II.40) et d'après l'équation (III.7), les puissances active et réactive statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} P_{sp} = \frac{3}{2} v_{sp} i_{sp}^q \\ Q_{sp} = \frac{3}{2} v_{sp} i_{sp}^d \end{cases} \quad (III.11)$$

Pour obtenir l'expression des puissances du BP en fonction des courants statoriques du BC, on remplace dans l'équation précédente les courants par l'équation (III.10) :

$$\begin{cases} P_{sp} = \frac{3}{2} v_{sp} \left(\frac{-M_p}{L_{sp}L_r - M_p^2} \psi_r^q + \frac{M_p M_c}{L_{sp}L_r - M_p^2} i_{sc}^q \right) \\ Q_{sp} = \frac{3}{2} v_{sp} \left(\frac{L_r}{L_{sp}L_r - M_p^2} \psi_{sp}^d - \frac{M_p}{L_{sp}L_r - M_p^2} \psi_r^d + \frac{M_p M_c}{L_{sp}L_r - M_p^2} i_{sc}^d \right) \end{cases} \quad (III.12)$$

On remarque que l'équation (III.12) fait apparaître que la puissance active statorique du BP P_{sp} est directement proportionnelle au courant statorique en quadrature i_{sc}^q du BC. De plus, la puissance réactive Q_{sp} est proportionnelle au courant statorique direct i_{sc}^d du BC.

Afin de pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut alors établir la relation entre les courants et les tensions statoriques du BC qui seront appliqués à la MADASB.

En remplaçant dans l'équation des flux statoriques du BC les courants statoriques du BP par l'expression (III.10), on obtient :

$$\begin{cases} \Psi_{sp}^q = \frac{M_p M_c}{L_r} i_{sp}^q - \frac{M_c}{L_r} \Psi_r^q + \frac{L_{sc} L_r - M_p^2}{L_r} i_{sc}^q \\ \Psi_{sp}^d = \frac{M_p M_c}{L_r} i_{sp}^d - \frac{M_c}{L_r} \Psi_r^d + \frac{L_{sc} L_r - M_p^2}{L_r} i_{sc}^d \end{cases} \quad (III.13)$$

III.2.4 Expression des tensions statoriques (BC)

En remplaçant l'expression précédente des flux (III.13) par leurs expressions dans les équations des tensions statoriques du BC (II.35) on obtient :

$$\begin{cases} v_{sc}^d = R_{sc} i_{sc}^d + \left(\frac{d}{dt} (\lambda_1 \Psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d) - \omega_{sc} (\lambda_1 \Psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q - \lambda_3 \Psi_{sp}^q) \right) \\ v_{sc}^q = R_{sc} i_{sc}^q + \left(\frac{d}{dt} (\lambda_1 \Psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) + \omega_{sc} (\lambda_1 i_{sc}^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \Psi_{sp}^d) \right) \end{cases} \quad (III.14)$$

Les facteurs de dispersion s'écrivent comme suit :

$$\lambda_1 = \frac{L_{sp} M_c}{L_r L_{sp} - M_p^2}, \lambda_2 = L_{sc} - \frac{L_{sp} M_c^2}{L_r L_{sp} - M_p^2}, \lambda_3 = \frac{M_c M_p}{L_r L_{sp} - M_p^2}$$

$$\lambda_4 = \frac{M_p}{L_r L_{sp} - M_p^2}, \lambda_5 = \frac{L_r}{L_r L_{sp} - M_p^2}$$

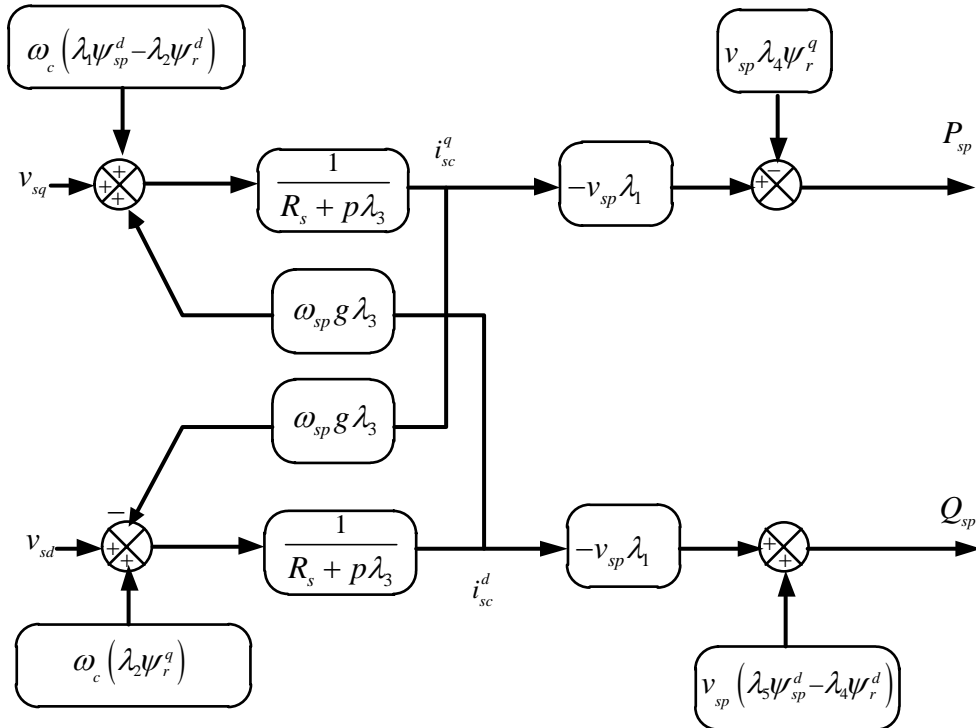


Figure (III.2) : Schéma bloc de la MADASB.

A partir des équations que nous venons de mettre en place, nous pouvons établir les relations entre

les tensions appliquées au stator du BC et les puissances statoriques du BC que cela engendre. Il est donc possible maintenant de décrire le schéma bloc de la BDFM qui sera le bloc à réguler par la suite.

Dans le schéma de la commande vectorielle qui fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur.

Dans le schéma de commande figure (III.2), on utilise la technique de boucles multiples en cascade. Ce schéma de commande proposé qui essaye d'établir le couple de la machine par la commande du courant du BP. La commande du courant du BP est obtenue en modifiant le courant du BC, et finalement en faisant varier la tension du BC pour établir le courant du BC

En examinant les équations III.13 et III.15, on peut établir le schéma bloc de la figure III.2 qui comporte en entrées les tensions statoriques du BC et en sorties les puissances active et réactive statoriques du BP.

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

Ainsi, la méthode de la commande qui sera appliquée à la machine est appelée méthode indirecte ; celle-ci consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants statoriques du BC. Tout cela découle directement des équations (III.13) et (III.15).

III.2.4 Commande indirecte sans boucle de puissance de la MADASB

Cette commande ne consiste pas à réguler directement les puissances comme la commande précédente, mais elle est basée sur la régulation indirecte des courants statorique (BC) mesurés qui seront asservis avec les courants de références déjà déterminés par les puissances statoriques de références imposés à la machine [57][77].

La méthode indirecte consiste à reproduire, en sens inverse, le schéma bloc du système à réguler [21]. On construit ainsi un schéma bloc permettant d'exprimer les tensions en fonction des puissances. On aboutit alors à un modèle qui correspond à celui de la machine mais dans l'autre sens. La commande indirecte va donc contenir tous les éléments présents dans le schéma bloc de la MADASB.

On part donc de la puissance statorique du BP en fonction des courants statoriques du BC et des expressions des tensions statoriques du BC en fonction des courants statoriques du BC.

A l'aide de l'équation (III.12) on peut établir le lien entre les courants statoriques de référence de la machine (BC) et les puissances active et réactive (BP) :

$$\begin{cases} P_{sp} = \frac{3}{2} v_{sp} (\lambda_5 \psi_{sp}^q - \lambda_4 \psi_r^q + \lambda_3 i_{sc}^q) \\ Q_{sp} = \frac{3}{2} v_{sp} (\lambda_5 \psi_{sp}^d - \lambda_4 \psi_r^d + \lambda_3 i_{sc}^d) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} i_{sc}^{d-ref} = \frac{Q_{sp}^{ref}}{1.5 v_{sp}^q \lambda_3} + \frac{\lambda_4}{\lambda_3} \psi_r^d - \frac{\lambda_5}{\lambda_3} \psi_{sp}^d \\ i_{sc}^{q-ref} = \frac{P_{sp}^{ref}}{1.5 v_{sp}^q \lambda_3} + \frac{\lambda_4}{\lambda_3} \psi_r^q \end{cases} \quad (III.15)$$

A partir d'équations (III.14) peuvent être réorganisées en deux termes :

$$\begin{cases} v_{sc}^q = H_1(i_{sc}^q) + \chi_1(\psi_r^q + \psi_r^d + i_{sc}^d + \psi_{sp}^q) \\ v_{sc}^d = H_2(i_{sc}^d) + \chi_2(\psi_r^q + \psi_r^d + i_{sc}^q) \end{cases} \quad (III.16)$$

Dont les expressions individuelles sont :

$$\begin{cases} H_1(i_{sc}^q) = R_{sc} i_{sc}^q + \left(L_{sc} - \frac{L_{sp} M_c^2}{L_r L_{sp} - M_p^2} \right) \frac{d}{dt} i_{sc}^q \\ H_2(i_{sc}^d) = R_{sc} i_{sc}^d + \left(L_{sc} - \frac{L_{sp} M_c^2}{L_r L_{sp} - M_p^2} \right) \frac{d}{dt} i_{sc}^d \end{cases} \quad (III.17)$$

$$\begin{cases} \chi_1 = \lambda_1 \frac{d}{dt} \psi_r^q + \omega_{sc} (\lambda_1 i_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) \\ \chi_2 = \lambda_1 \frac{d}{dt} \psi_r^d - \omega_{sc} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q - \lambda_3 \psi_{sp}^q) \end{cases} \quad (III.18)$$

Les fonctions $H_1(i_{sc}^q)$ et $H_2(i_{sc}^d)$ reflètent un rapport linéaire entre les composantes vectorielles directes des tensions et les courants BC, tandis que χ_1 et χ_2 représentent le couplage de courant entre les composantes vectorielles croisées entre l'axe directe (d) et l'axe quadrature (q).

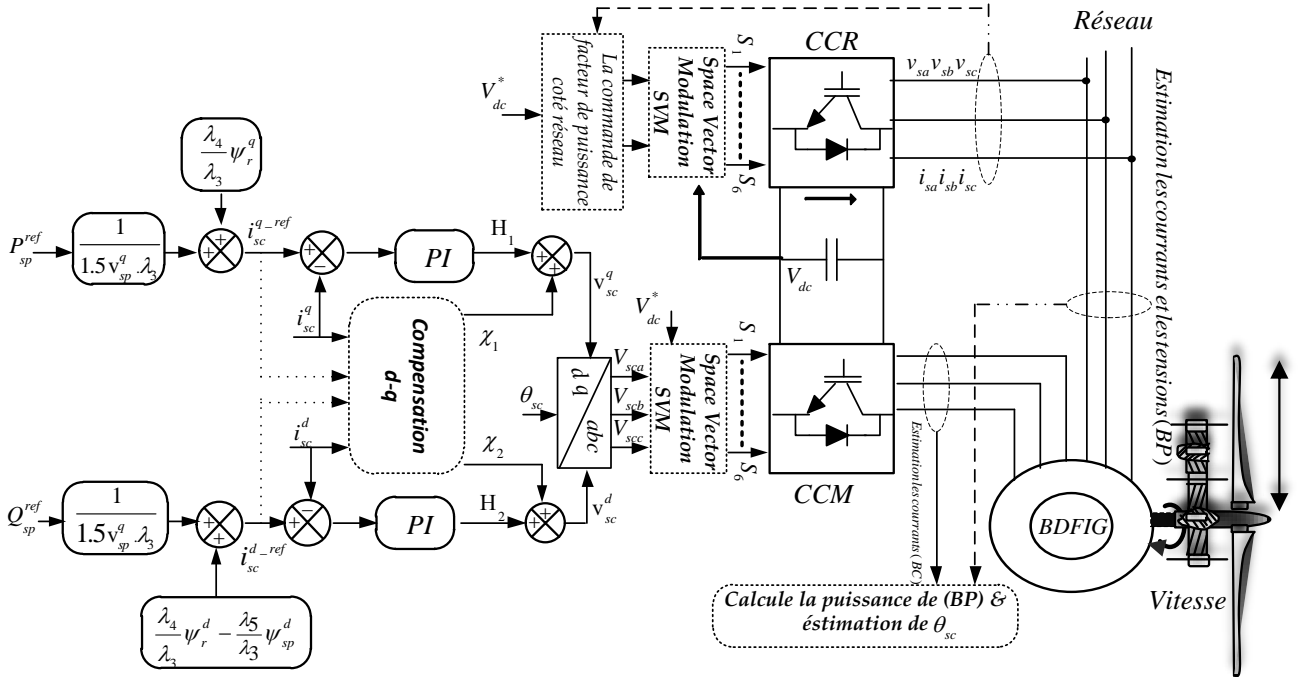


Figure (III.3) : Schéma synoptique du contrôle de la MADASB.

Dans le schéma de commande on ajoute les termes χ_1 et χ_2 à travers une action directe. A partir des systèmes d'équations (III.14) et (III.15), nous pouvons élaborer le modèle pour le contrôle des puissances active et réactive. Le schéma bloc III.3 présent le schéma synoptique de la simulation, avec les paramètres de la machine illustrés par l'annexe. La machine est connectée directement au réseau du côté statorique (BP), de plus, le circuit statorique (BC) est alimenté à travers un onduleur contrôlé par la technique MLI Vectorielle. Pour réguler la machine, nous allons mettre en place une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur indépendant tout en compensant les termes de

perturbation qui sont présents dans le schéma bloc de la figure (III.3).

En gardant les mêmes hypothèses sur la stabilité du réseau, on établit le système de régulation de la figure (III.3) où l'on trouve désormais une boucle de régulation des courants statoriques de BC dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine. Nous obtenons alors une commande vectorielle avec un seul régulateur par axe, présentée sur la figure (III.3).

III.2.5 Synthèse de la régulation PI

Pour chacune des boucles de courants, nous avons adopté un régulateur PI. Le régulateur Proportionnel Intégral (PI), utilisé pour commander la BDFM en fonctionnement génératrice, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables. C'est pour cela qu'il a retenu notre attention pour une étude globale de système de génération éolien.

Le régulateur PI utilisé pour le réglage des puissances active et réactive, offre plusieurs avantages notamment la rapidité et la simplicité à mettre en œuvre, ainsi qu'il offre des performances acceptables à la régulation du système considéré [21]. Le régulateur PI résulte de la combinaison harmonieuse de deux actions, une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité ou la dynamique du système, et une action intégrale qui permet d'éliminer l'écart entre la grandeur de consigne et celle que l'on désire asservir.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$H(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (III.19)$$

La fonction de transfert du courant se caractérisera par le système de premier ordre suivant :

$$\Gamma_{i_{sc}}(p) = k_c + \frac{k_c}{\tau_c p} \quad (III.20)$$

Ou

$$\begin{cases} k_c = \frac{1}{R_{sc}} \\ \tau_c = \frac{\lambda_2}{R_{sc}} \end{cases} \quad (III.21)$$

Après compensation, la boucle de régulation du courant est illustrée par la figure (III.4).

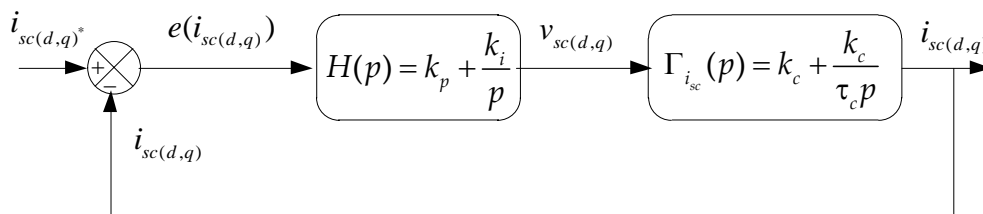


Figure (III.4) : Schéma synoptique de régulation des courants.

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à ce schéma est :

$$F(p) = k_p + \frac{k_i}{p} . k_c + \frac{k_c}{\tau_c p} \quad (III.22)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$T(p) = \frac{k_p k_c p + k_i k_c}{\tau_c p^2 + (1 + k_p k_c) p + k_i k_c} \quad (\text{III.23})$$

Dans la méthode d'imposition des pôles, on doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $T(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G(p) = p^2 + 2\xi_c \omega_n p + \omega_n^2 \quad (\text{III.24})$$

L'identification des gains du régulateur est obtenue en comparant les deux dénominateurs, d'où les paramètres du correcteur PI seront :

$$\begin{cases} k_p = \left(\frac{2\xi_c \omega_n \tau_c - 1}{k_c} \right) \\ k_i = \frac{\omega_n^2 \tau_c}{k_c} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

III.3 Commande par la logique floue des puissances active et réactive

Les systèmes d'inférence floue (SIF) peuvent être considérés comme des systèmes logiques qui utilisent des règles linguistiques pour établir des relations entre leurs variables d'entrée et de sortie. Aujourd'hui, les applications des SIF sont très nombreuses outre la commande, ils sont largement utilisés pour la commande, la modélisation, le diagnostic et la reconnaissance de formes. Pour une meilleure compréhension, nous présentons quelques notions de base de ces systèmes ainsi que leurs types et leurs caractéristiques.

La logique floue est une théorie qui a connu un grand engouement depuis que le professeur *Lotfi A. Zadeh* en introduisant le concept de sous-ensembles flous en 1965. Cette technique est intéressante car elle permet la prise de décision malgré l'absence d'une modélisation du système amont complexe comme le cas des systèmes non linéaires ou à structure variable. Dans ce sens, des correcteurs à base de la logique floue améliorent de façon globale aussi bien les performances que la robustesse des systèmes commandés, en s'appuyant sur la connaissance de ceux-ci [78] [79].

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 sans balais.

III.3.1 Généralités sur la logique floue

Les éléments constituant la théorie de base de la logique floue sont [78]:

- Les variables linguistiques et les ensembles flous ;
- Les fonctions d'appartenance ;
- Les opérateurs.

III.3.1.1 Variables linguistiques et ensembles flous

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne

peut se faire que par des expressions floues à savoir {grand, petit, positif, négatif, etc...}. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe.

Un sous-ensemble flou A de X est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ figure (III.5) qui associe à l'élément x , son degré d'appartenance au sous-ensemble A compris entre 0 et 1. On note alors :

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\Rightarrow [0,1] \\ A &= [x, \mu_A(x)], x \in A, \text{ et } A \subset X \end{aligned} \tag{III.26}$$

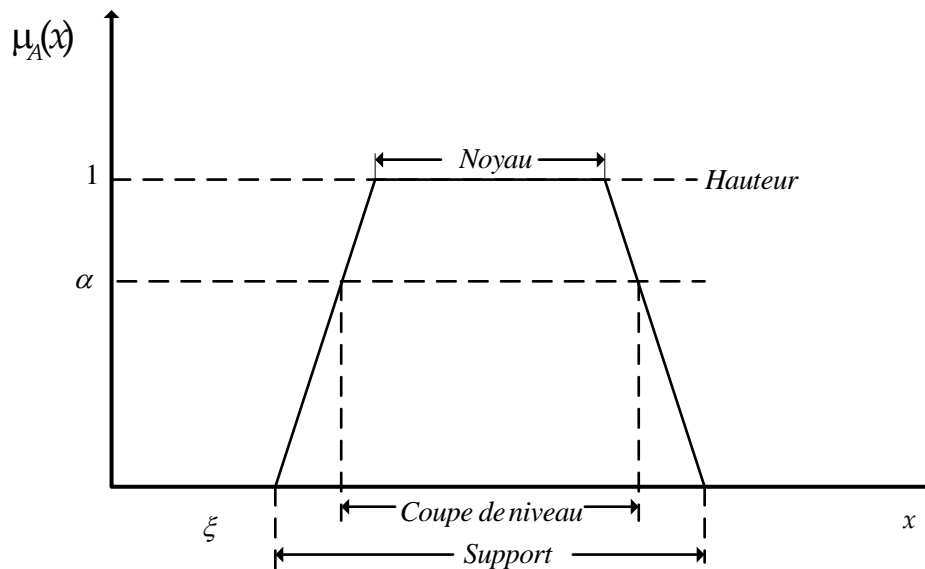


Figure (III.5) : Quelques propriétés des sous-ensembles flous

1. **Hauteur**, $h(A)$: qui est sa plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance d'un élément x à A , On définit la hauteur d'un sous-ensemble A de X par :

$$h(A) = \sup_{x \in X} (\mu_A(x)) \tag{III.27}$$

Afin de normaliser un sous-ensemble flou, on posera généralement $h(A) = 1$.

2. **Support**, $\text{supp}(A)$: Le support est défini comme l'ensemble des éléments de X appartenant au sous-ensemble A :

$$\text{supp}(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \tag{III.28}$$

L'ensemble flou dont le support est Singleton (ne contient qu'un seul élément), est représenté par une fonction d'appartenance de forme particulière appelé le *Singleton flou*. Elle est définie par $\mu_A(x) = 1$ si $x = x_0$ sinon $\mu_A(x) = 0$.

3. **Noyau**, $\text{noy}(A)$: Le noyau d'un sous-ensemble flou A de X est défini comme l'ensemble des éléments x de X appartenant à A avec un degré d'appartenance égal à 1.

$$\text{noy}(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \tag{III.29}$$

Lorsque le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé « *valeur modale* ». Pour le triangle, elle correspond à la valeur du sommet.

4. **Coupe de niveau** : $\alpha - cut(A)$: pour toute valeur α de $[0,1]$, la coupe de niveau α d'un sous-ensemble flou A de X est définie par le sous-ensemble :

$$\alpha - cut(A) = \{x \in X / \mu_A(x) > \alpha\} \tag{III.30}$$

5. **Sous-ensemble flou convexe** : un sous-ensemble flou sera convexe s'il vérifie

$$\forall x_1, x_2, x_3 \in X \text{ si } x_1 \leq x_2 \leq x_3 \text{ alors } \mu_A(x_2) \geq \min(\mu_A(x_1), \mu_A(x_3)) \tag{III.31}$$

6. **Partition flou** : on définit n_a sous-ensembles flous (A_i) de X .

$(A_1, A_2, \dots, A_{n_a})$ est appelée une partition floue de X si la condition (III.32) est satisfaite

$$\forall x \in X, \sum_{i=1}^{n_a} \mu_{A_i}(x) = 1 \tag{III.32}$$

III.3.1.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Il s'agit de formes plus simples, composées par morceaux de droites. L'allure est complètement définie par trois points a, b et c pour la forme triangulaire, ou par quatre points a, b, c et d pour la forme trapézoïdale figure (III.6). Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, il existe d'autres formes possibles telles que la forme de cloche (Gaussienne) et la monotone croissante ou décroissante. La forme rectangulaire est utilisée pour représenter la logique classique [80].

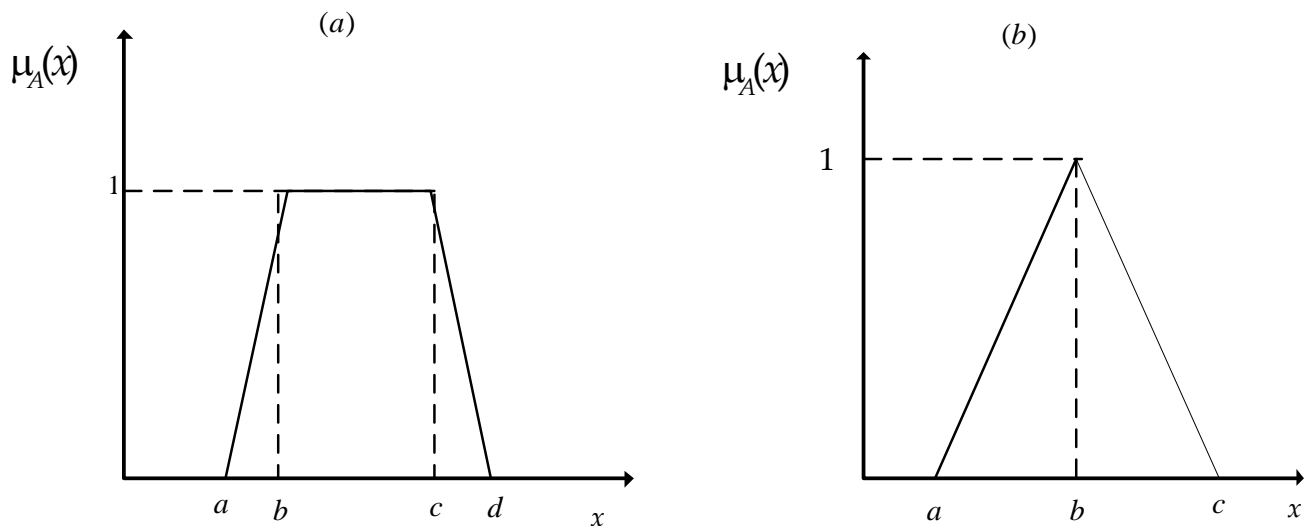


Figure (III.6) : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Le degré d'appartenance associé à la forme triangulaire est défini par l'une des expressions suivantes :

$$\mu_A = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [b, c] \\ 0 & \text{si } x \text{ est ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Ou

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{III.34})$$

Le degré d'appartenance associé à la forme trapézoïdale est défini par l'une des expressions suivantes:

$$\mu_A = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ 1 & \text{si } x \in [b, c] \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } x \in [c, d] \\ 0 & \text{si } x \text{ est ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Ou

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{III.36})$$

Il est alors possible d'associer aux variables linguistiques des coefficients d'appartenance à des sous-ensembles flous prenant des valeurs dans l'intervalle [0,1] et quantifiant l'incertitude sur la variable.

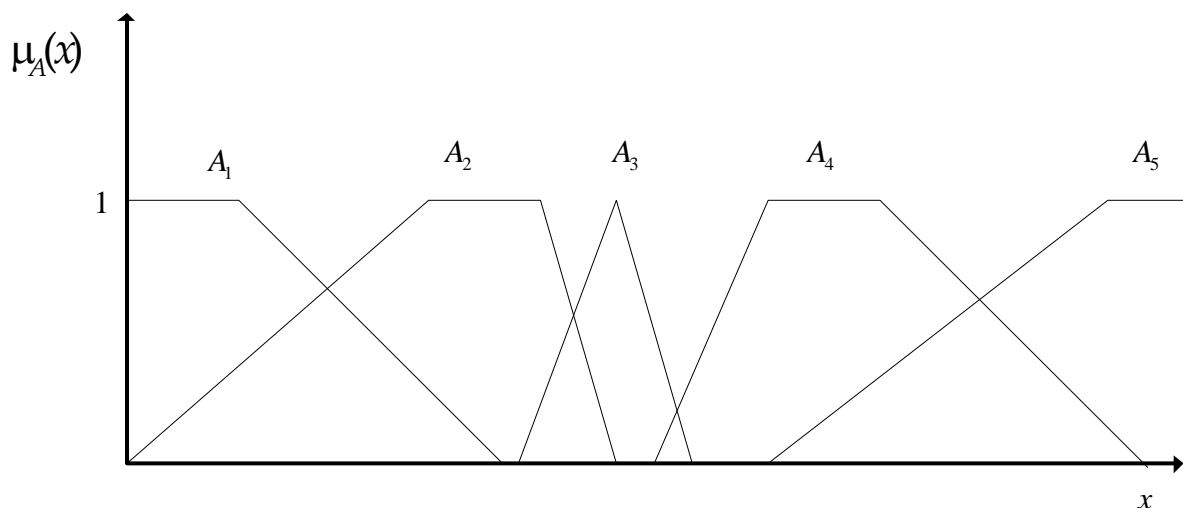


Figure (III.7) : Répartition des fonctions d'appartenance

L'univers de discours d'une variable x , peut être divisé en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance (A_i) triangulaire et trapézoïdale figure III.7.

III.3.1.2 Opérateurs sur les ensembles flous

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenances. Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs flous.

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 [81] [82].

Parmi ces opérateurs, on présente les plus utilisés:

A) Intersection floue (et): L. A. Zadeh a proposé en 1965 [66] les opérateurs *min* et *max* pour l'intersection (ET) figure (III.8.a). l'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cap B$) de fonction d'appartenance «produit »:

$$\forall x \in X : \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \tag{III.37}$$

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 :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{III.38}$$

B) Union floue (ou): L'union de deux ensembles flous ($A \cup B$) de fonction d'appartenance «somme », comme montre la figure (III.8.b):

$$\forall x \in X : \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \tag{III.39}$$

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 :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{III.40}$$

C) Complément d'un sous-ensemble flou (non) : Dans la logique floue cet opérateur peut être appelé aussi *NON* (Négation ou Inverse), figure (III.b.c) et défini par :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{III.41}$$

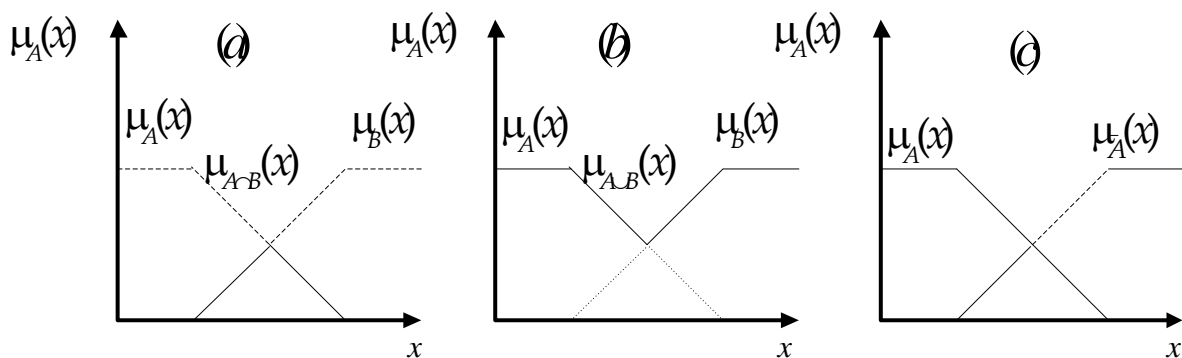


Figure (III.8) : Opérateurs de complément, intersection et union.

D) Egalité floue : deux ensembles flous ($A = B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III.42})$$

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

$$\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.43})$$

III.3.2 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 [83].

si x_1 est A et x_2 est B alors y est C

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:

$$\forall x \in X, \mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.44})$$

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 : $\mu_R(x, y) = \mu_A(x) * \mu_B(x)$

III.3.2 Présentation d'un régulateur par logique floue

Le succès de la commande floue trouve aussi en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques « si... alors » facilement interprétables. L'idée centrale de la commande par logique floue est la règle de commande linguistique. Cette règle peut prendre plusieurs formes, cependant elle indique invariablement quelle action de commande. Ces actions de commande peuvent avoir la forme : « *augmenter le courant* », « *diminuer de beaucoup la tension* », et les conditions peuvent avoir la forme : « *si l'erreur de tension est assez grande* », « *si l'erreur de courant est très petite* ». Les mots clés ici sont « *assez grande* », « *beaucoup* » et « *très petite* ». Une règle de commande est une combinaison d'une condition et d'une action. Plusieurs règles sont nécessaires pour la construction d'un contrôleur à logique floue, ces règles forment un algorithme [68]. La forme générale d'une règle de commande floue est : *SI l'erreur est ... ET la variation de l'erreur est ... Alors la variation de la sortie est ...*

III.3.3 Eléments d'un contrôleur flou

En général, les contrôleurs flous sont utilisés dans les structures de commande en boucle fermée des processus (figure III.9).

Les variables caractéristiques du système à commander et les consignes définissent les variables d'entrées du contrôleur flou. Les variables caractéristiques sont, en général, les grandeurs de sortie du processus et, le cas échéant, d'autres mesures déterminantes pour saisir l'évolution dynamique du système. Les variables de sortie du contrôleur flou sont les commandes appliquées au processus. La Mise en échelle (normalisation/dénormalisation) des grandeurs d'entrées/sorties permet d'adapter le traitement des signaux d'entrées/sorties. Par convention, la plage de variation des variables

d'entrées/sorties est comprise entre -1 et +1. Les opérations de normalisation et dénormalisation sont optionnelles. La configuration de base du contrôleur flou comprend quatre parties :

- Interface de fuzzification ;
- Base de connaissances ;
- Moteur d'inférence floue ;
- Interface de défuzzification.

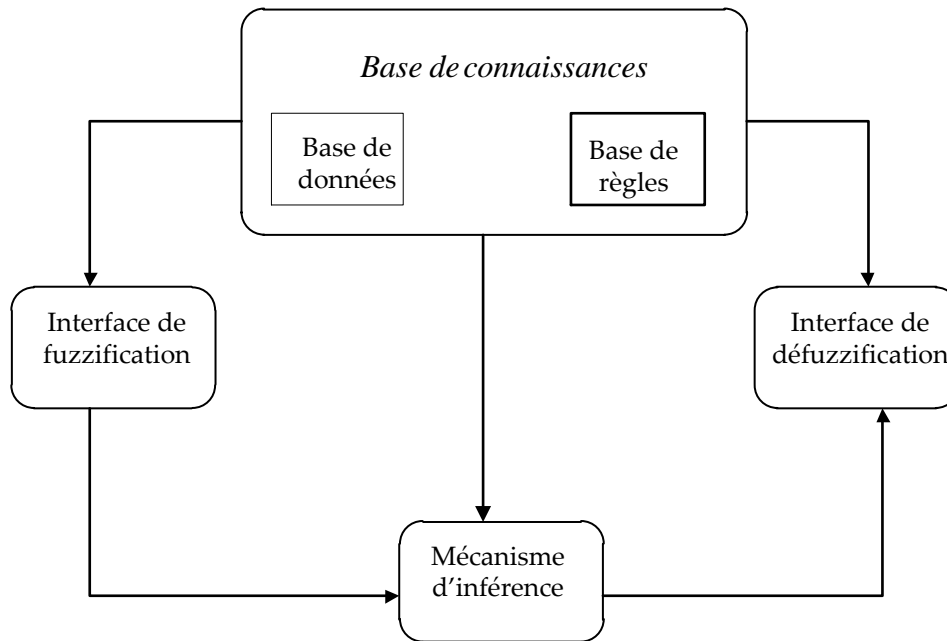


Figure (III.9) : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

III.3.3.1 Interface de fuzzification

La fuzzification de la valeur précise d'une variable consiste à caractériser le degré avec lequel cette mesure appartient à un sous-ensemble flou donné, c'est-à-dire le passage d'une grandeur précise à une variable floue.

Le choix des formes des fonctions d'appartenance est arbitraire. Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes des fonctions d'appartenance, les résultats sont pratiquement similaires en boucle fermée. La forme la plus fréquemment utilisée en commande floue est la forme triangulaire. Le nombre de fonctions d'appartenance est généralement impair et se répartissent autour de zéro. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous. Le choix du nombre dépend de la précision souhaitée. Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes.

III.3.3.2 Base de connaissance

La base de connaissance est composée de deux blocs [82]:

- la base de données fournit les définitions nécessaires pour définir les règles de contrôles linguistiques et la manipulation des données floues dans le contrôleur;
- la base de règles caractérise les buts et les stratégies de commande émis par les experts du

domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle.

III.3.3.3 Moteur d'inférence floue

C'est un mécanisme de décision. Il permet à partir d'un fait observé de la base des règles floues une décision en exploitant le raisonnement approximatif. Dans les inférences de régulateur par logique floue interviennent les opérateurs *ET* et *OU*. L'opérateur *ET* s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle tandis que l'opérateur *OU* lie les différentes règles.

A cause de l'empiètement des fonctions d'appartenances, en générale deux ou plusieurs règles sont activées en même temps. Ce fait doit être pris en considération lors de la réalisation de l'opérateur *OU*. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence max-min (Mamdani) ;
- Méthode d'inférence max-prod (Larsen) ;
- Méthode d'inférence somme-prod (Sugeno)

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*».

Opérateurs flous			
	<i>Et</i>	<i>Ou</i>	<i>Alors</i>
Méthodes d'inférence			
<i>Max - Min</i>	<i>Minimum</i>	<i>Maximum</i>	<i>Minimum</i>
<i>Max - Produit</i>	<i>Minimum</i>	<i>Maximum</i>	<i>Produit</i>
<i>Somme - Produi</i>	<i>Produit</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Produit</i>

Tableau (III.1) : Méthode usuelles de l'inférence floue.

III.3.3.4 Interface de défuzzification

Définit précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres linguistiques fournis par les méthodes d'inférences. L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de la fonction d'appartenance résultante, la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. Cette étape de défuzzification peut être envisagée avec différentes méthodes. Nous ne donnerons pas toutes ces méthodes, mais simplement les plus utilisées [80][84].

- **Méthode du centre de gravité**

Le centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_b(y)$ est calculé simplement pour obtenir la commande réelle u . On obtient alors :

$$u = \frac{\int_Y \mu_B(y) y dy}{\int_Y \mu_B(y) dy} \quad (\text{III.45})$$

Dans le cas d'un univers discret l'équation (III.46) s'écrit:

$$u = \frac{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_B(y_q) y_q}{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_B(y_q)} \quad (\text{III.46})$$

Où :

N_q est le nombre d'intervalles de quantification de la fonction $\mu_B(y)$;

y_q est l'abscisse du centre de fonction d'appartenance (point b dans la figure (III.6)).

- **Méthode de maximum et de moyenne des maximums**

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance. Le principe de cette méthode réside dans le choix de l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante. Cependant cette méthode présente un inconvénient. Lorsque l'abscisse de la valeur maximale est limitée entre deux valeurs x_1 et x_2 ; toutes les valeurs comprises entre ces deux limites peuvent être utilisées. Cette méthode n'est donc pas recommandable pour le réglage par logique floue. Pour remédier à cet inconvénient, on utilise la méthode de moyenne des maximums, cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale. Sa relation est donnée par :

$$u = \frac{\sum_{k=1}^{N_q} y_k}{m} \quad (\text{III.47})$$

Où m est le nombre de valeurs quantifiées y_k pour lesquelles l'appartenance est maximale.

III.3.4 Contrôleur de Mamdani

Ce type de contrôleur a été présenté dans une application floue [85] et a la forme générale suivante pour N_x entrées :

$$R_k \text{ si } x_1 \text{ est } A_{1k} \text{ et } x_2 \text{ est } A_{2k} \text{ alors } y \text{ est } B_k \quad (\text{III.48})$$

Le synoptique de ce type de contrôleur est représenté sur la figure (III.10).

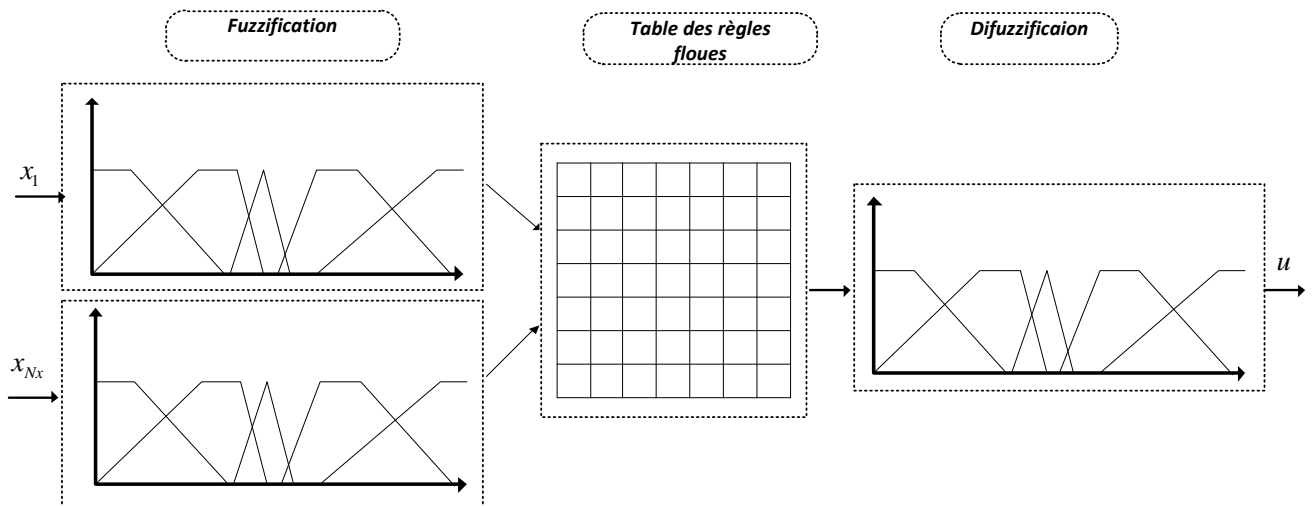


Figure (III.10) : Contrôleur de Mamdani.

III.3.5 Structure du contrôleur flou

La structure interne du contrôleur flou FLC (Fuzzy Logique Controller) proposée par Mamdani pour un système simple à une seule entrée et une seule sortie est présentée par la figure (III.11). La commande floue possède comme variables d'entrées : l'écart e entre la variable à contrôler et sa référence comme première entrée ainsi que sa variation Δe comme deuxième entrée [80].

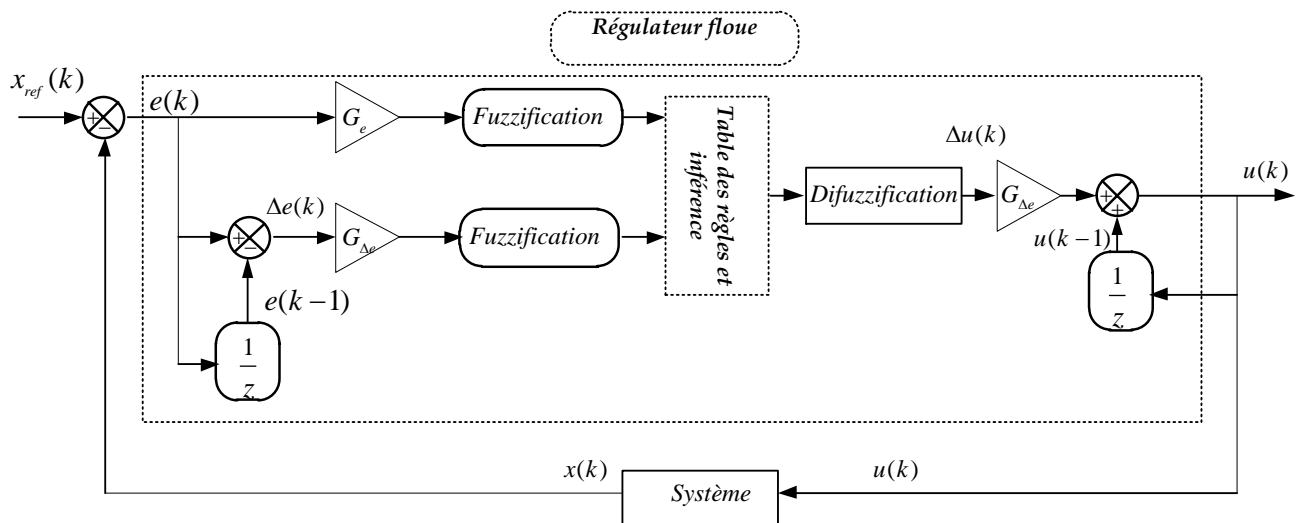


Figure (III.11) : Structure interne du contrôleur flou proposé par Mamdani.

Les deux grandeurs d'entrée sont discrétisées avec une période d'échantillonnage T_e et normalisées au moyen de gains de normalisation (G_e pour l'erreur et $G_{\Delta e}$ pour la variation de l'erreur). Elles sont définies par les expressions suivantes :

- L'erreur de réglage de la grandeur à contrôler est définie par l'écart :

$$e(k) = x_{ref}(k) - x(k) \tag{III.49}$$

- La variation incrémentale de l'erreur de réglage est définie par :

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \tag{III.50}$$

La sortie du contrôleur flou est la variation de la grandeur de sortie. La nouvelle grandeur, ajustée à chaque instant d'échantillonnage, est définie par l'équation de récurrence ci-dessous :

$$u(k) = u(k-1) + G_u \Delta u(k) \quad (\text{III.51})$$

Où G_u est un gain de normalisation de la grandeur de sortie.

Les trois gains permettent d'agir de façon globale sur la surface de commande en élargissant ou en réduisant l'univers de discours de la grandeur de commande.

III.3.6 Application de la commande par la logique floue à la MADASB

Après l'étude théorique de la commande par logique floue, nous nous intéressons ici à son application sur notre système. La commande de ce dispositif doit permettre la régulation des courants actif et réactif et par conséquent la régulation des puissances active et réactive de la MADA Sans Balais.

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance 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'appartenances. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles). Le mode de fonctionnement est le même que celui des contrôleurs de courants.

III.3.6.1 Application Caractéristiques principales du contrôleur flou utilisé

Les principales caractéristiques du contrôleur flou utilisé sont les suivantes [78]:

- La fuzzification avec un univers de discours continu $[-1, 1]$;
- L'implication utilisée est l'inférence min-max de Mamdani ;
- Sept ensembles flous pour l'erreur et pour sa variation définis par des fonctions d'appartenances triangulaires comme suit :

$$NG_{e,\Delta e} = \max(\min(1, -(x+b)/(c-b)), 0); \text{"Négatif Grand"};$$

$$NM_{e,\Delta e} = \max(\min((x+c)/(c-b), -(x+a)/(b-a)), 0); \text{"Négatif Moyen"};$$

$$NP_{e,\Delta e} = \max(\min((x+b)/(b-a), -x/a), 0); \text{"Négatif Petit"};$$

$$EZ_{e,\Delta e} = \max(\min(1+(x/a), 1-(x/a)), 0); \text{"Egal à Zéro"};$$

$$PP_{e,\Delta e} = \max(\min(x/a, (b-x)/(b-a)), 0); \text{"psitif Petit"};$$

$$PM_{e,\Delta e} = \max(\min((x-a)/(b-a)/(c-x)/(c-b)), 0); \text{"psitif Moyen"};$$

$$PG_{e,\Delta e} = \max(\min((x-b)/(c-b)), 0); \text{"psitif Grand"}.$$

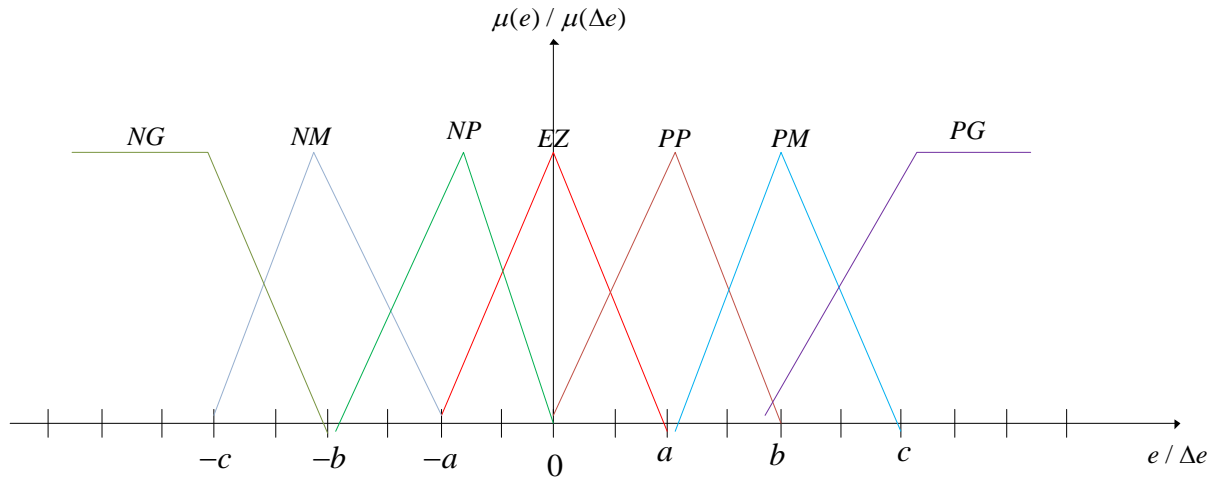


Figure (III.12) : Répartition des fonctions d'appartenances choisies.

Avec : $a = 0.25, b = 0.5, c = 0.75; x \in [-1, 1]$: prend soit e ou Δ_e

➤ Le tableau (III.2) donne l'ensemble des règles floues utilisées pour la réalisation du contrôleur.

	Erreur						
	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
Dérivée de l'erreur	NG	NG	NG	NG	ZE	ZE	ZE
	NM	NG	NG	NM	ZE	ZE	ZE
	NP	NG	NG	NP	PP	PP	PM
	ZE	NG	NM	NP	ZE	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PG	PG
	PM	ZE	ZE	ZE	PM	PG	PG
	PG	ZE	ZE	ZE	PG	PG	PG

Tableau (III.2) : Table de règles floues

➤ La défuzzification adoptée est celle du centre de gravité exprimée par :

$$u = \frac{\sum_{q=1}^7 \mu_{\Delta uq} x_{Gq}}{\sum_{q=1}^7 \mu_{\Delta uq}} \tag{III.52}$$

Où $\mu_{\Delta uq}$ est le degré d'appartenance de la prémisse ou de la condition de la q^{eme} règle. x_{Gq} est l'abscisse du centre de gravité de la surface S_q .

S_q étant l'aire de la fonction d'appartenance de la sortie en liaison avec la q^{eme} règle, et est indépendante des entrées.

III.3.6.2 Synthèse des régulateurs flous des courants alternatifs

L'objectif de notre travail est d'appliquer cette commande pour contrôler en permanence et indépendamment les puissances actives et réactive générées par la machine asynchrone à double alimentation sans balais à flux orienté. Pour le réglage dus courants du stator de commande (BC) de la MADASB les régulateurs seront synthétisés de la même manière. En effet, l'erreur entre i_{scdk} et sa

référence et i_{scqk} et sa référence seront prises comme premières entrées

$$\begin{aligned} e_{iscd} &= i_{scd}^{ref} - i_{scd} \\ e_{iscq} &= i_{scq}^{ref} - i_{scq} \end{aligned} \tag{III.53}$$

et la variation de leurs erreurs comme deuxièmes entrées

$$\begin{aligned} \Delta e_{iscdk} &= e_{iscdk}(k) - e_{iscdk}(k-1) \\ \Delta e_{iscqk} &= e_{iscqk}(k) - e_{iscqk}(k-1) \end{aligned} \tag{III.54}$$

Le schéma complet de la commande par logique floue de notre système est présenté sur la figure (III.13)

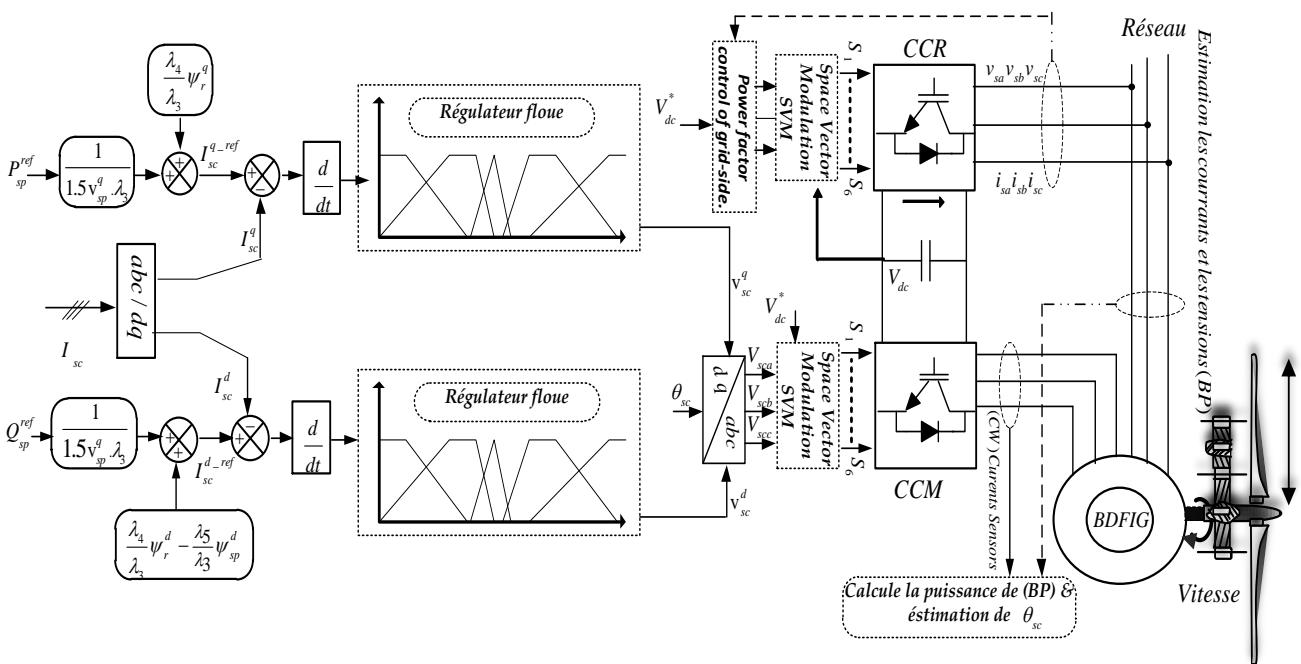


Figure (III.13) : Schéma bloc de la structure de commande floue.

III.4 Résultats de Simulations

Dans notre travail, pour contrôler la chaîne de conversion d'énergie éolienne basée sur la MADA Sans Balais, 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 de puissance comme commande vectorielle et la comparer avec la commande par logique floue.

Les simulations ont été réalisées avec logiciel Matlab/Simulink. Afin de valider les commandes étudiées dans ce chapitre. Les résultats présentés ci-dessous sont obtenus en appliquant les lois de commandes en puissances active et réactive que nous venons de présenter sur le modèle de la MADASB obtenu et validé dans le chapitre II.

Dans le cas le plus pratique, l'alimentation de l'onduleur connectée au niveau du stator de commande (BC) de la MADASB est fournie par un convertisseur triphasé à MLI vectorielle 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, (700V).

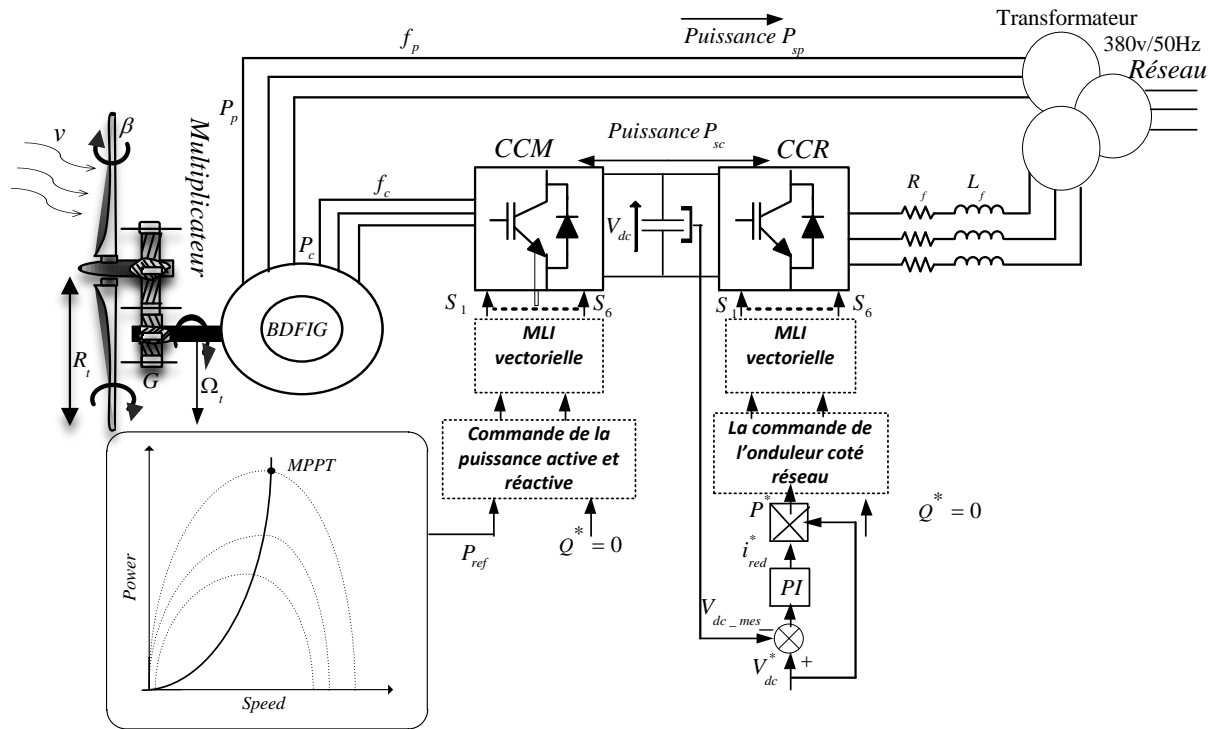


Figure (III.14) : Schéma synoptique du système (convertisseur, MADASB et turbine).

La MADASB 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 MADASB.

III.4.1 Résultats de simulation du système par la commande vectorielle

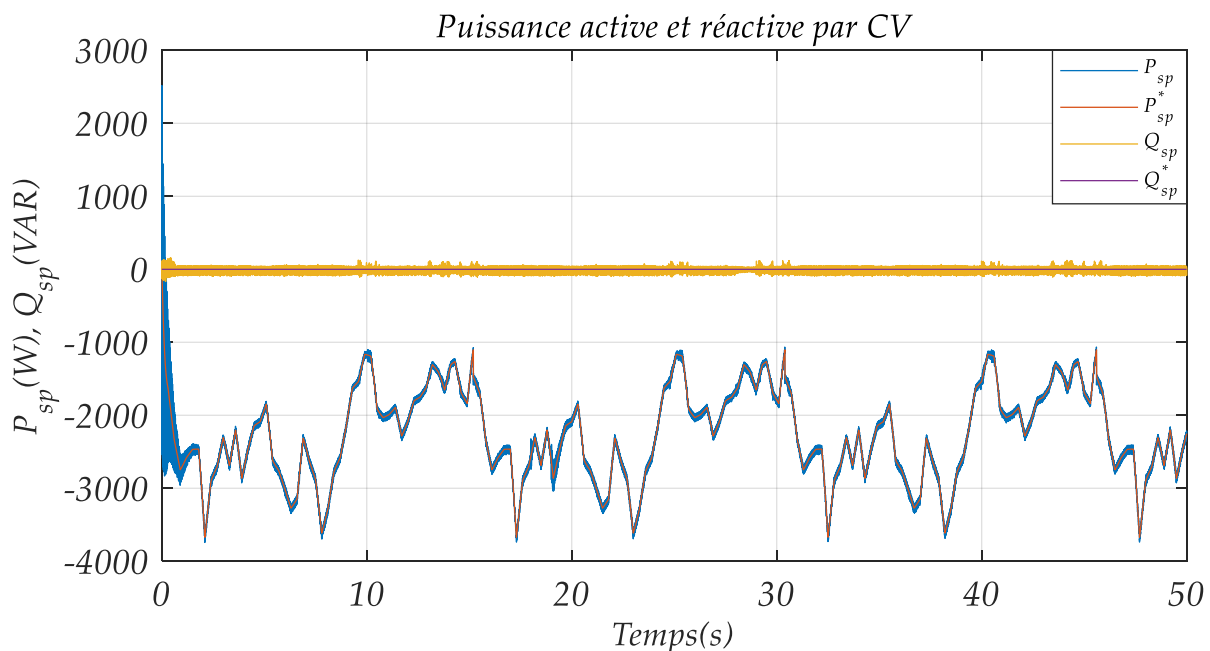


Figure (III.15) : Puissance active et réactive statorique de la MADASB par la commande vectorielle.

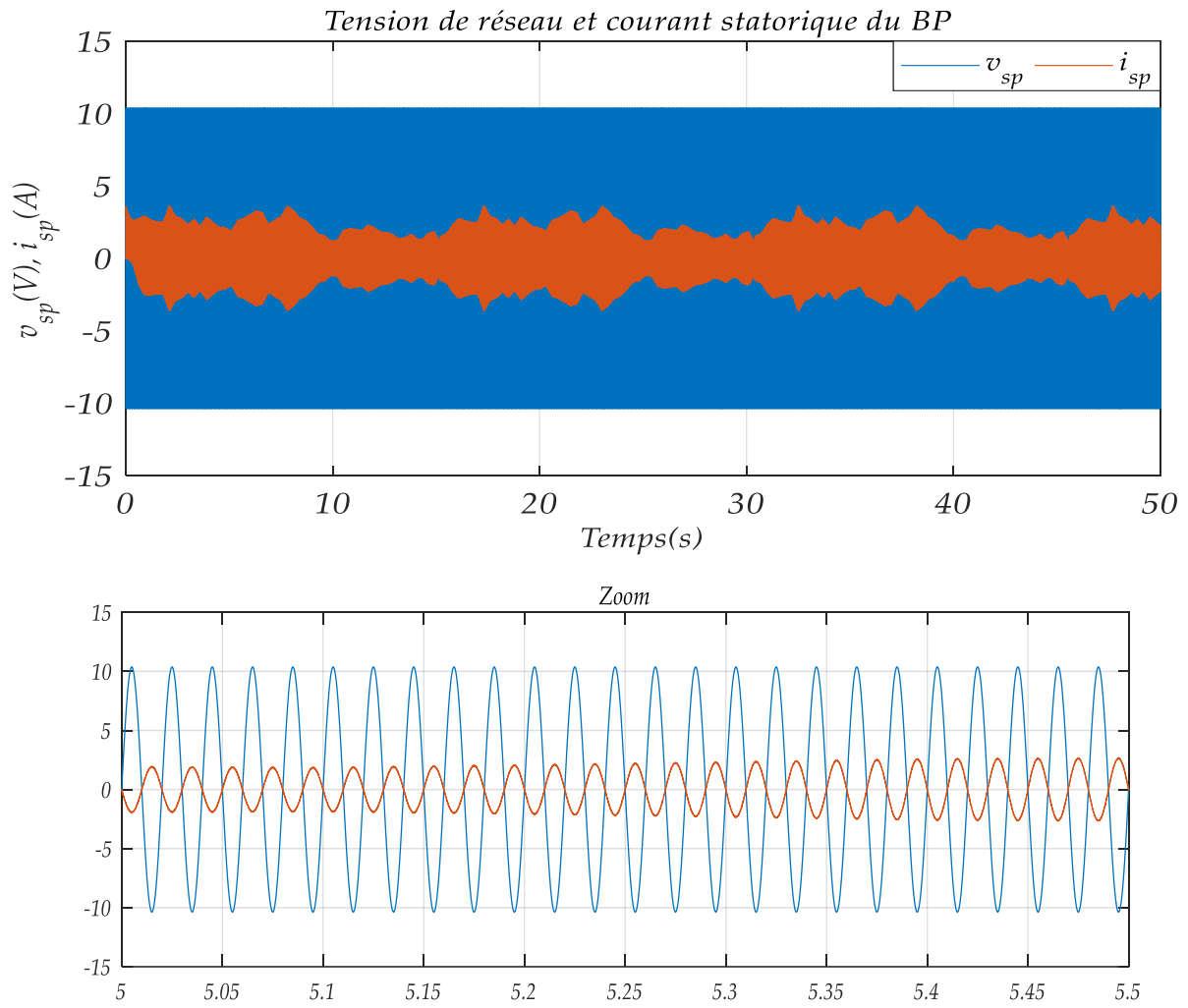
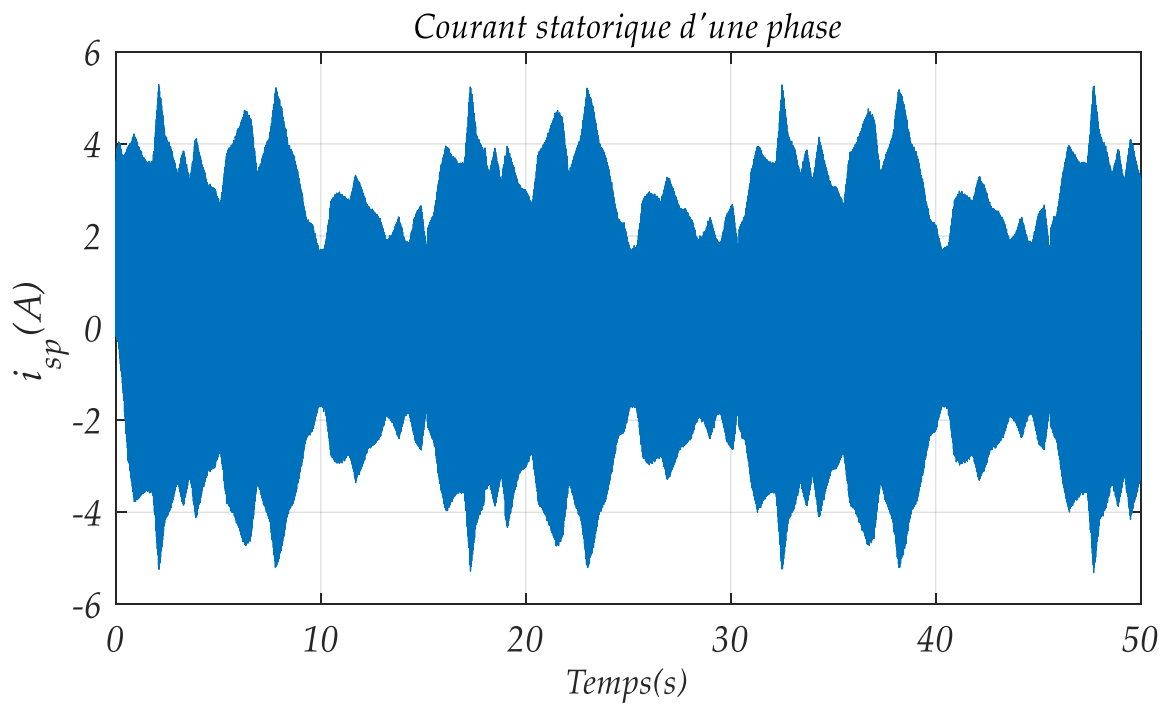


Figure (III.16) : La tension de réseau et le courant statorique de BP.



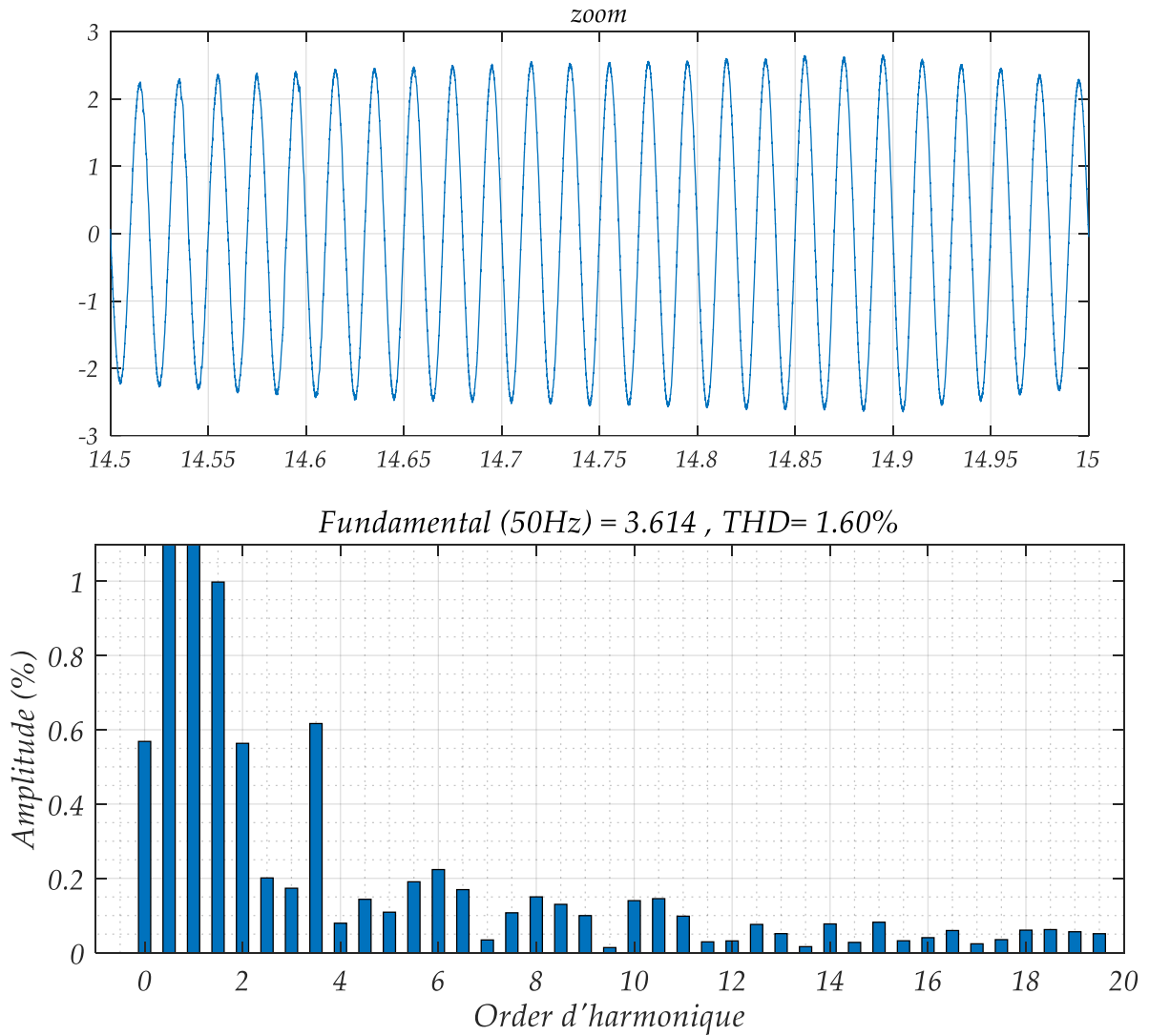
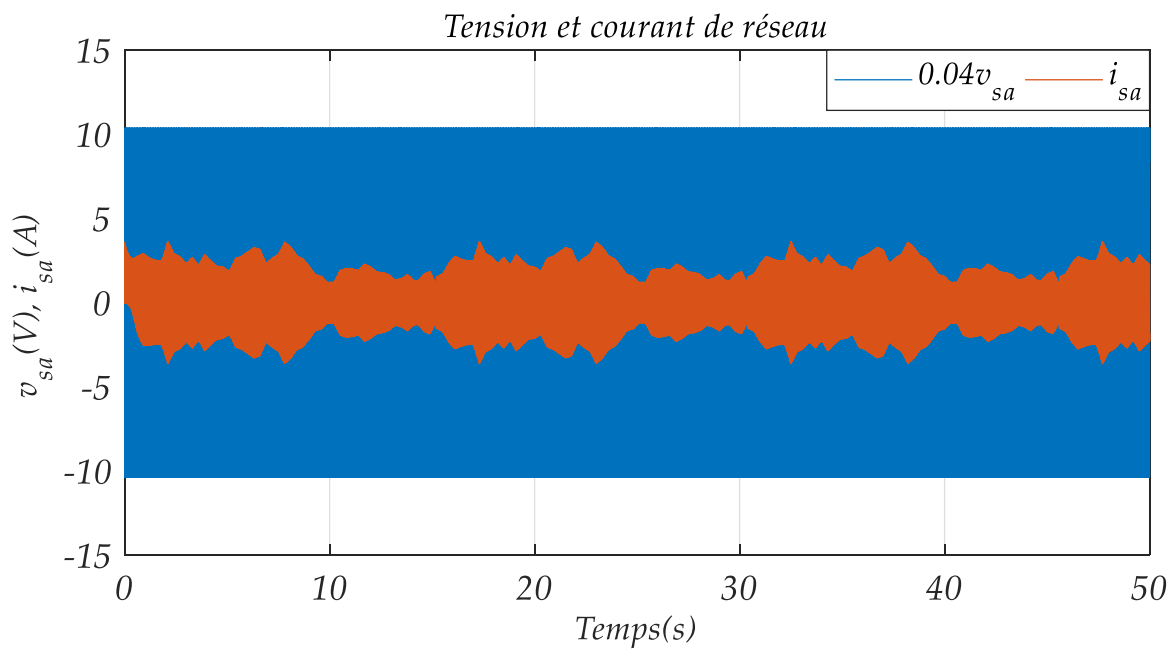


Figure (III.17) : Courant statorique d'une phase, zoom, Spectre harmonique du courant statorique.



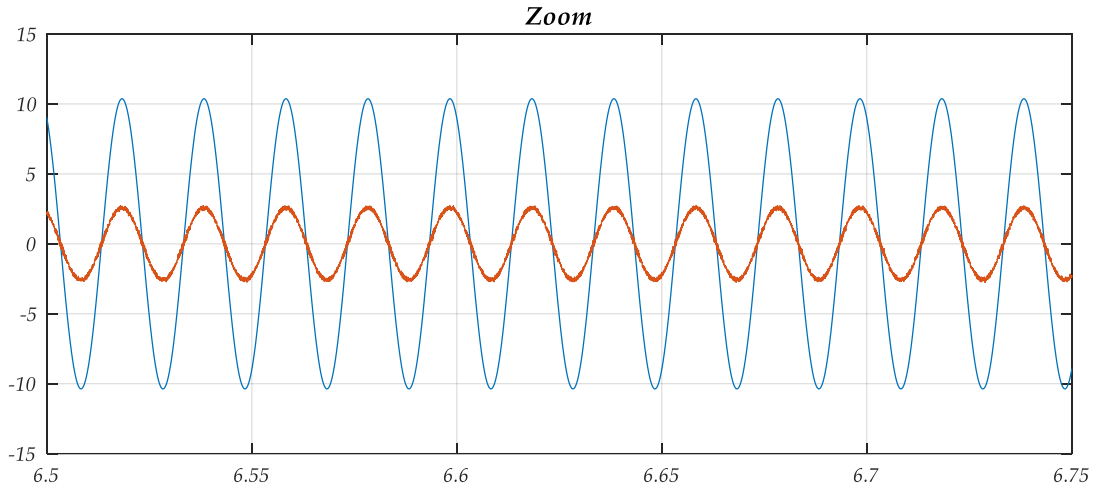


Figure (III.18) : La tension et courant de phase.

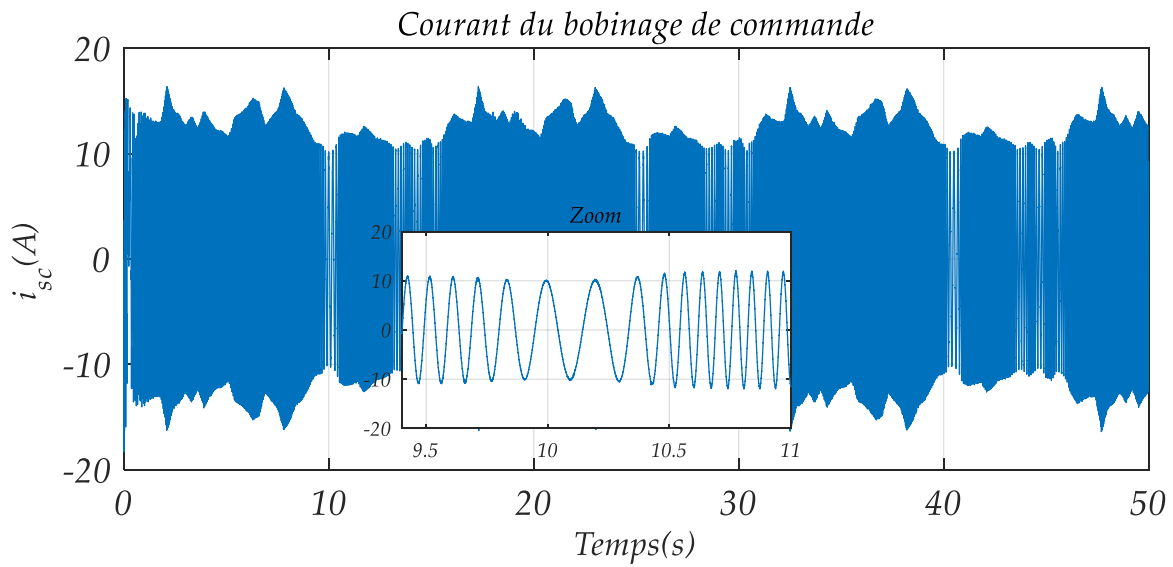


Figure (III.19) : Courant du bobinage de commande.

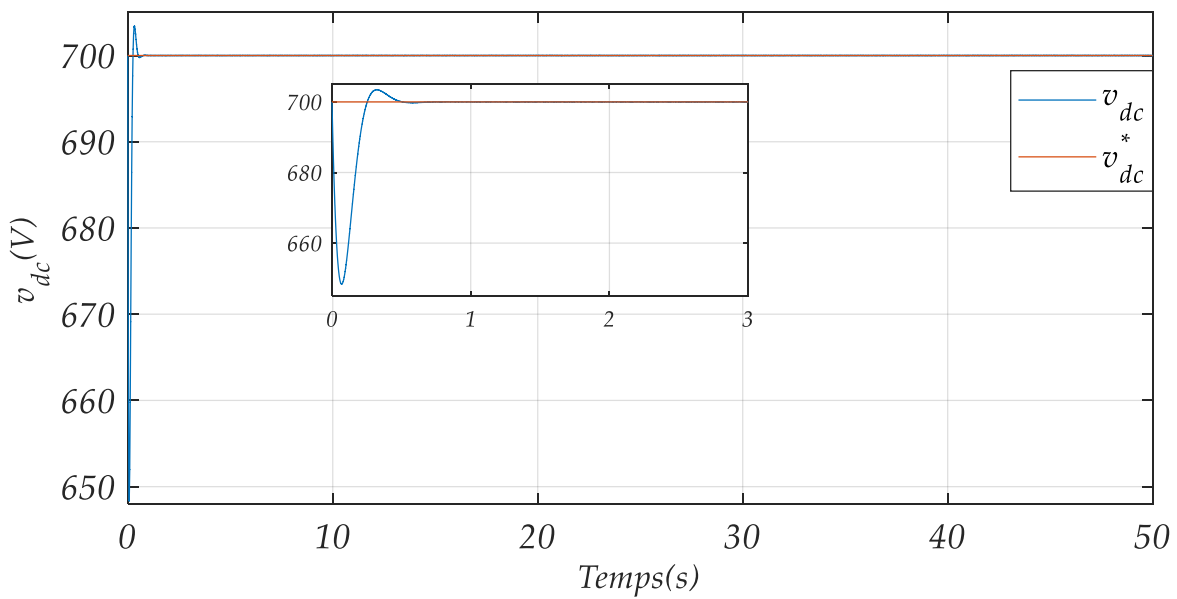


Figure (III.20) : Tension du bus continu.

III.4.2 Résultats de simulation du système par la commande logique floue

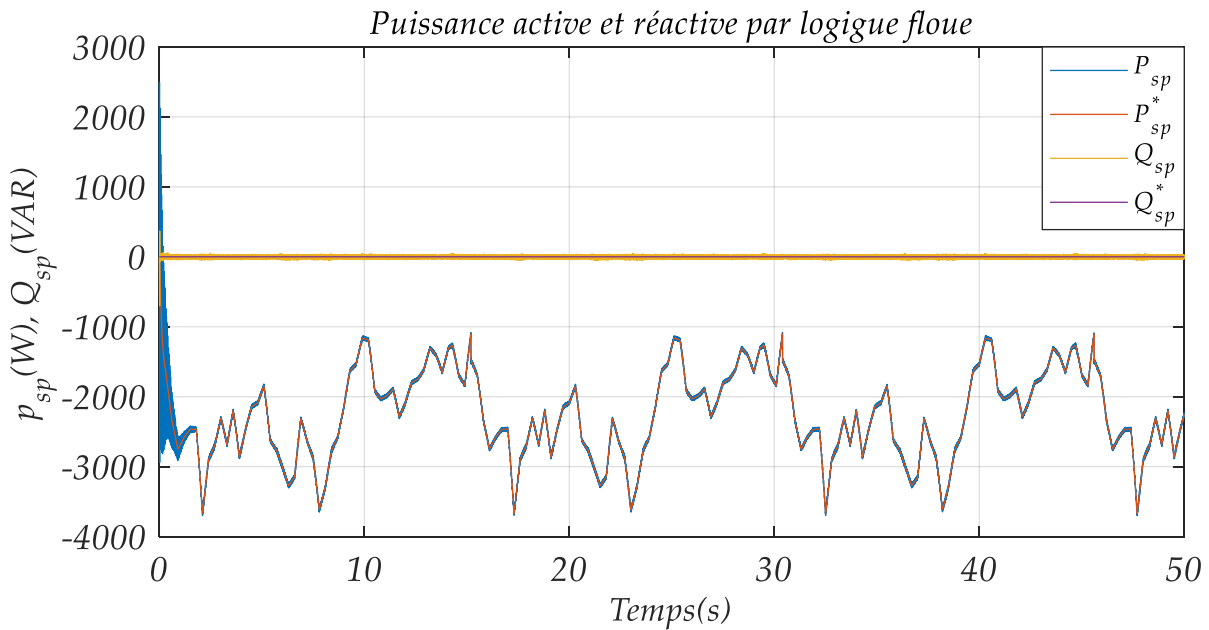
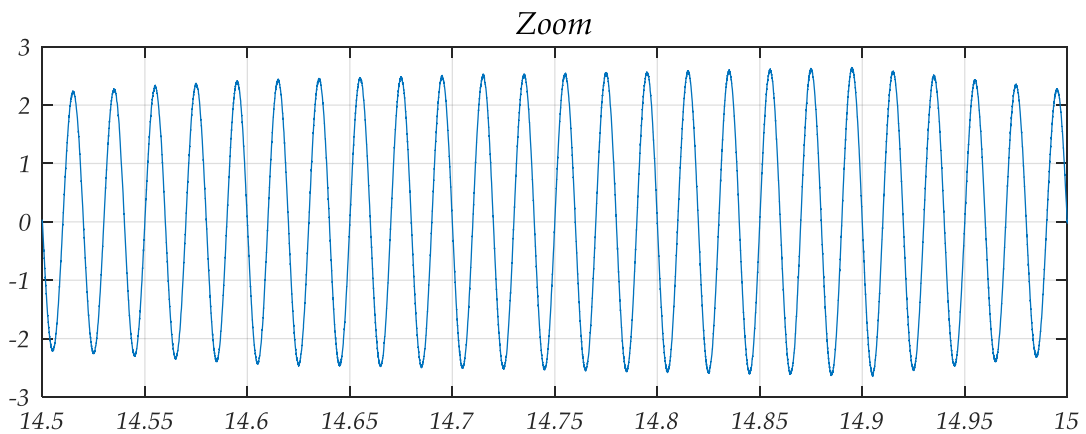
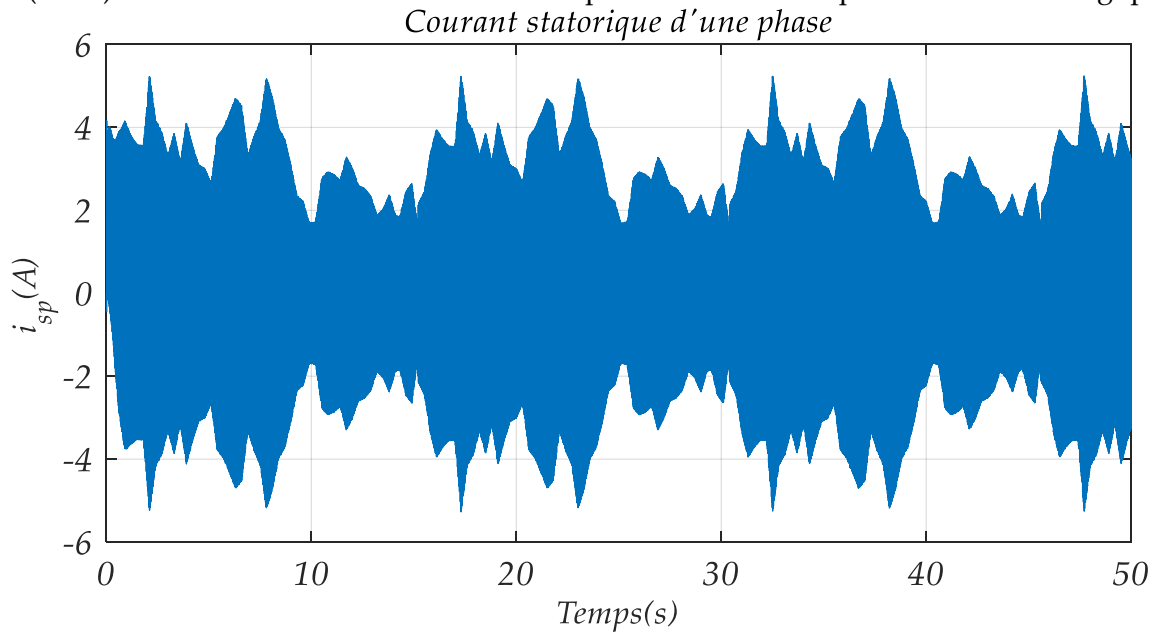


Figure (III.21) : Puissance active et réactive statorique de la MADASB par la commande logique floue.



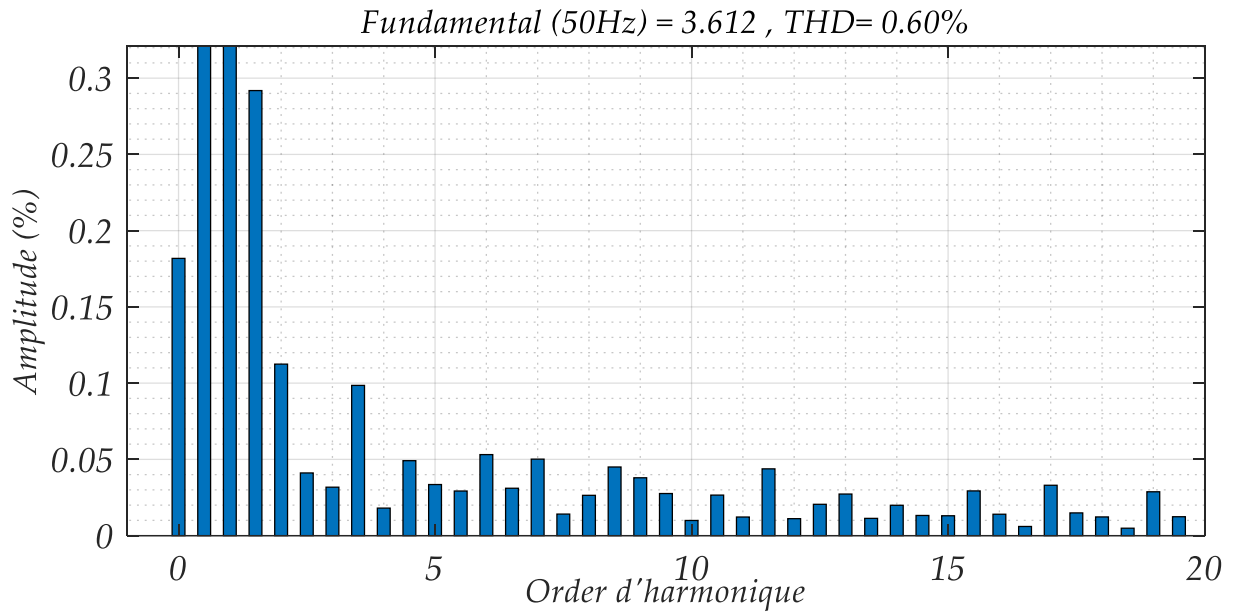


Figure (III.22) : Courant statorique d'une phase, zoom, Spectre harmonique du courant statorique.

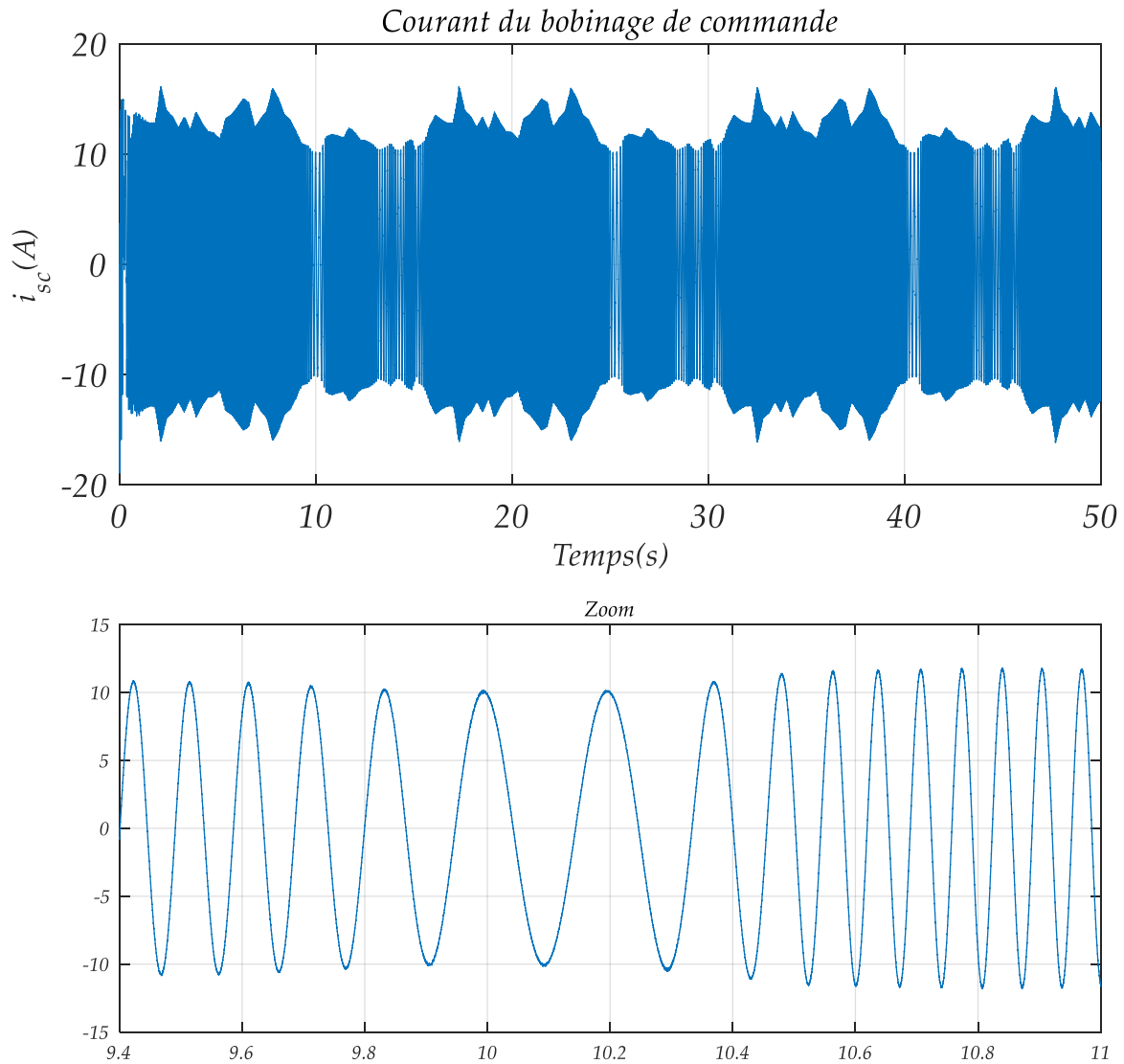


Figure (III.23) : Courant du bobinage de commande.

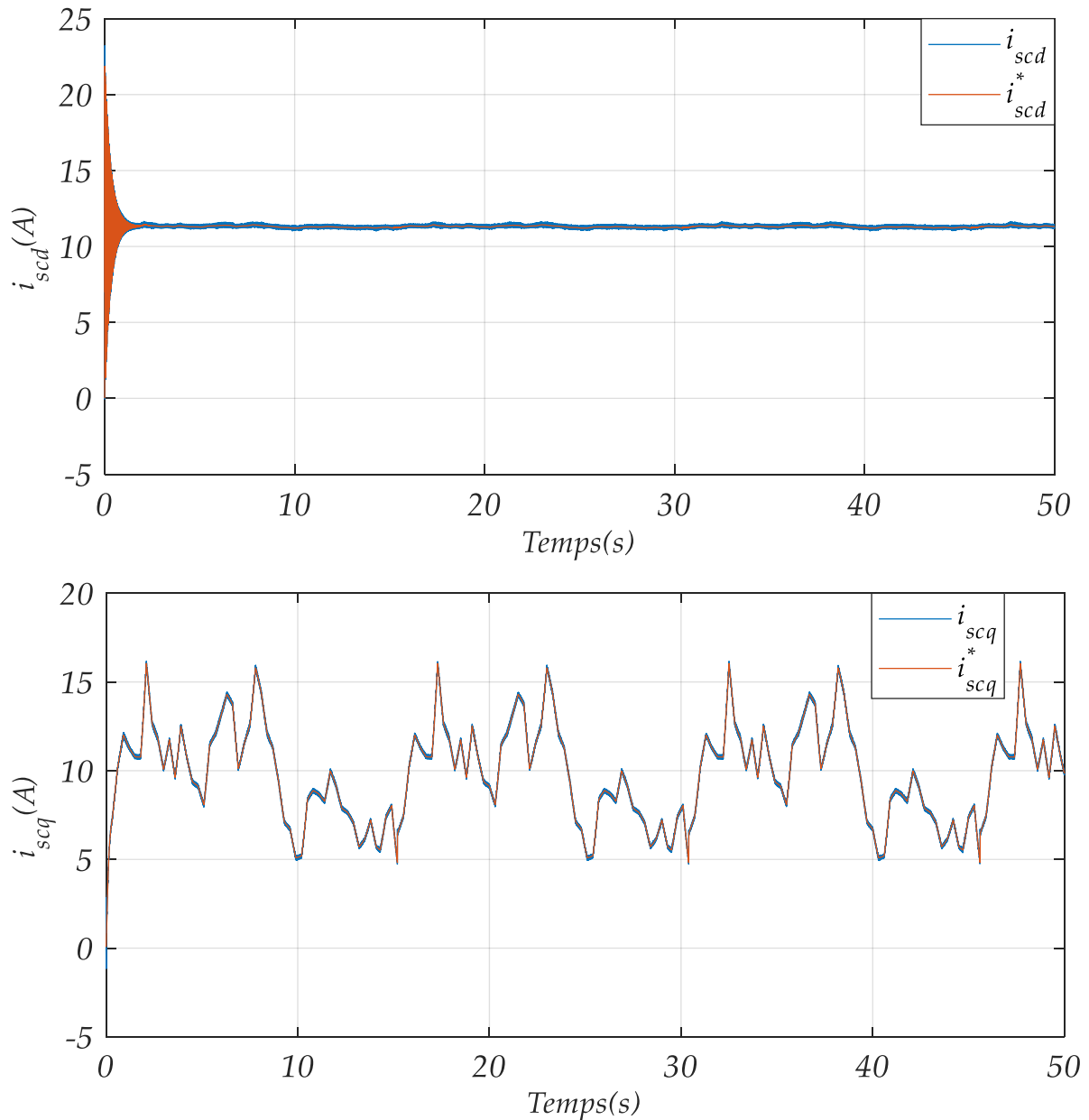


Figure (III.24) : Réponse de Courant statorique de commande (i_{scd}, i_{scq})

III.4.3 Interprétation des résultats

D'après les courbes des figure (III-15) et (III-21) 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 active et réactive statorique.

Nous constatons aussi que la commande vectorielle utilisant des correcteurs PI présente un bon découplage et un réglage des puissances actives et réactive au niveau du stator (BP) et une bonne poursuite des valeurs de références imposées dans le cas d'un fonctionnement à vitesse variable de la MADASB, cette commande est moins performante pour un fonctionnement à vitesse variable. Ceci dû à la présence de certaines perturbations aux niveaux des puissances active et réactive.

Par contre la commande par logique floue présente une dynamique satisfaisante et une erreur

statique presque nulle, que ce soit pour la puissance active ou réactive, on observe aussi une dynamique qui réagit rapidement et sans dépassement. Le couplage entre les deux puissances est très faible est peu perceptible pour le fonctionnement à vitesse variable.

La puissance active du côté statorique est négative ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la MADASB, la puissance réactive est restée nulle.

On voit bien que la puissance active statorique P_{sp} dépend du courant statorique (BC) en quadrature, i_{scq} , et que la puissance réactive statorique Q_{sp} dépend du courant statorique (BC) direct i_{scd} pour les deux techniques de commandes comme montre la figure (III.23).

En ce qui concerne les figures (III.16 et III.18), on peut observer que les tensions de réseau et les courants statorique de BP du générateur éolien et de de réseau équivalent sont sinusoïdaux.

La figure (III.16) montre le courant statorique du BP fourni par la MADASB est en opposition de phase par rapport à la tension du réseau, puisque la MADASB n'injecte que la puissance active dans le réseau ($Q_{sp}^* = 0$).

Les figures (III.17, III.19, III.22, III.23) présentent les courants de bobinage dans lesquels nous observons que la fréquence et l'amplitude de ces courants de commande changent pendant la période de variation de la puissance active et réactive. D'autre part, la fréquence du courant de l'enroulement d'alimentation reste constante pour être adaptée à la fréquence d'alimentation du réseau. Ainsi, lorsque la référence de la puissance active change, l'amplitude du courant change également.

L'analyse spectrale du courant de ligne illustré sur les figures (III.17, III.22) montre bien que les harmoniques des rangs faibles sont rejetés vers les hautes fréquences tout en diminuant le taux de distorsion harmonique pour les deux techniques de commande.

D'après les figures (III.18), les tensions et les courants obtenus au niveau des trois phases forment un système triphasé équilibré. D'un autre côté, la figure (III.18) montre que le courant du réseau est en phase avec sa tension ceci garantie un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté réseau.

On remarque sur la figure (III.20) que la tension de bus continu se stabilise sur sa valeur de référence imposée par la commande. La tension continue en sortie du redresseur est bien contrôlée et quasi insensible aux variations de la vitesse.

III.4.4 Teste de Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques

La robustesse des commandes est un point important, surtout pour les systèmes comportant plusieurs entités en interaction ou les systèmes à fortes variations de paramètres.

Donc, pour déterminer le comportement de la structure de contrôle qui fonctionne selon ces termes et pour vérifier les régulateurs robustes mis en œuvre en ce qui concerne la variation paramétrique, en

particulier la résistance du stator (BP et BC) modifiée, comme indiqué à la Figure (III.25). Le changement de leurs paramètres électriques à la suite du changement de température.

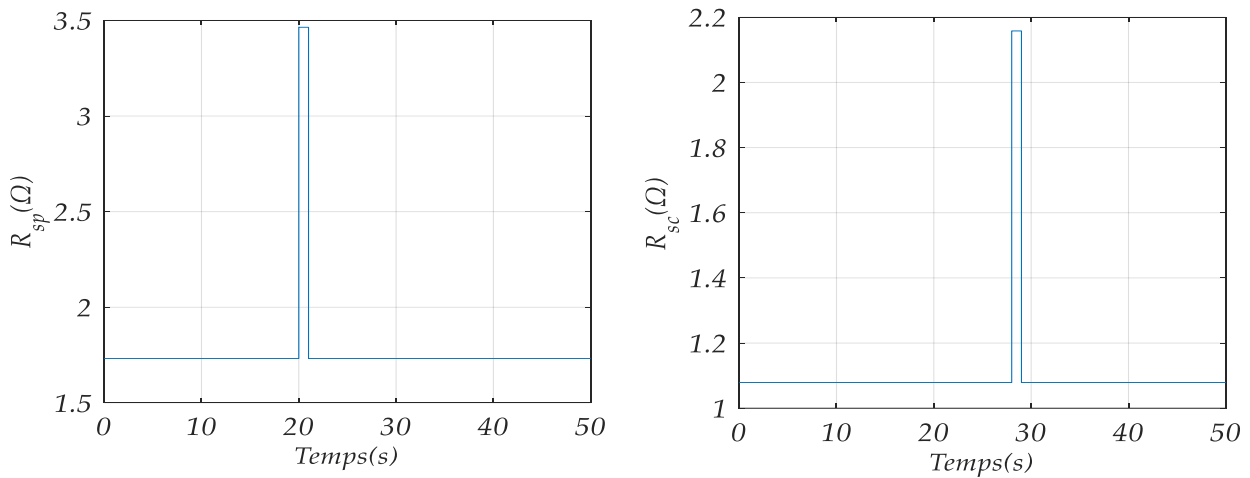
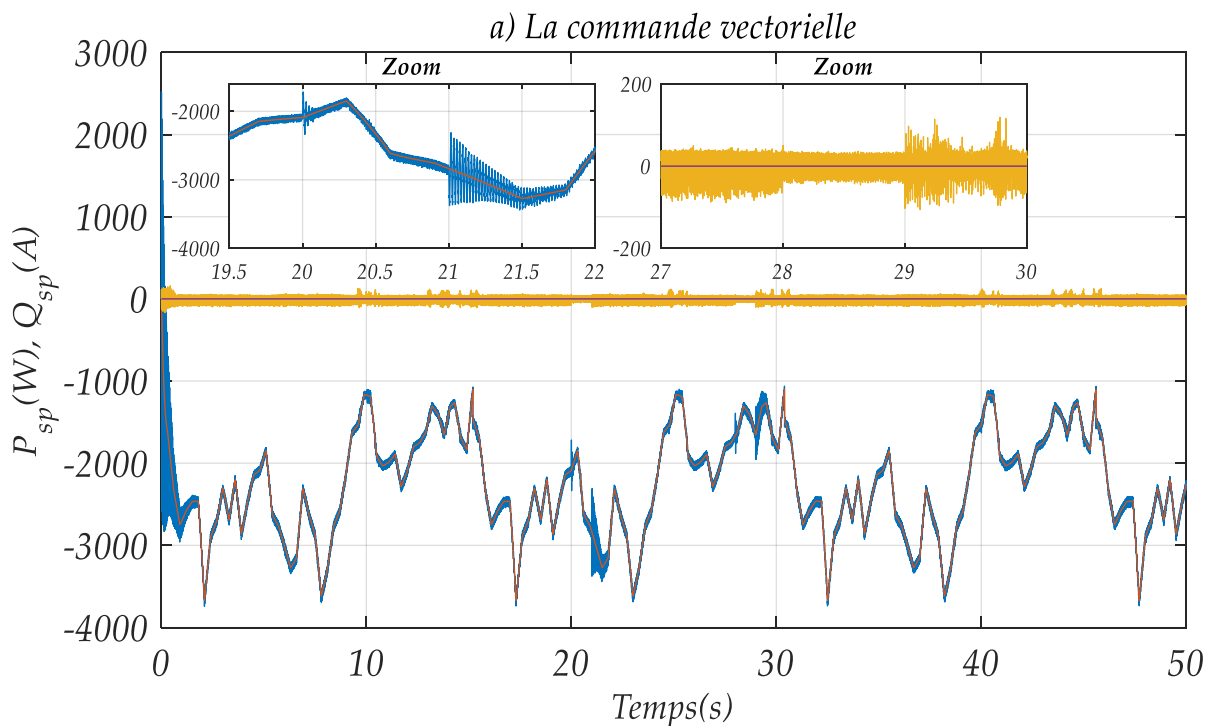


Figure (III.25) : profil de variation de la résistance statorique.

Pour bien tester la robustesse de deux techniques de commande on fait la variation paramétrique surtout la résistance statorique, nous avons présenté sur la figure (III.25), un profil de variation paramétrique, avec 100% d'augmentation sur les résistances de stator (BP) de 20s à 21s et les résistances du stator de commande (BC) de 28s à 29s, respectivement.



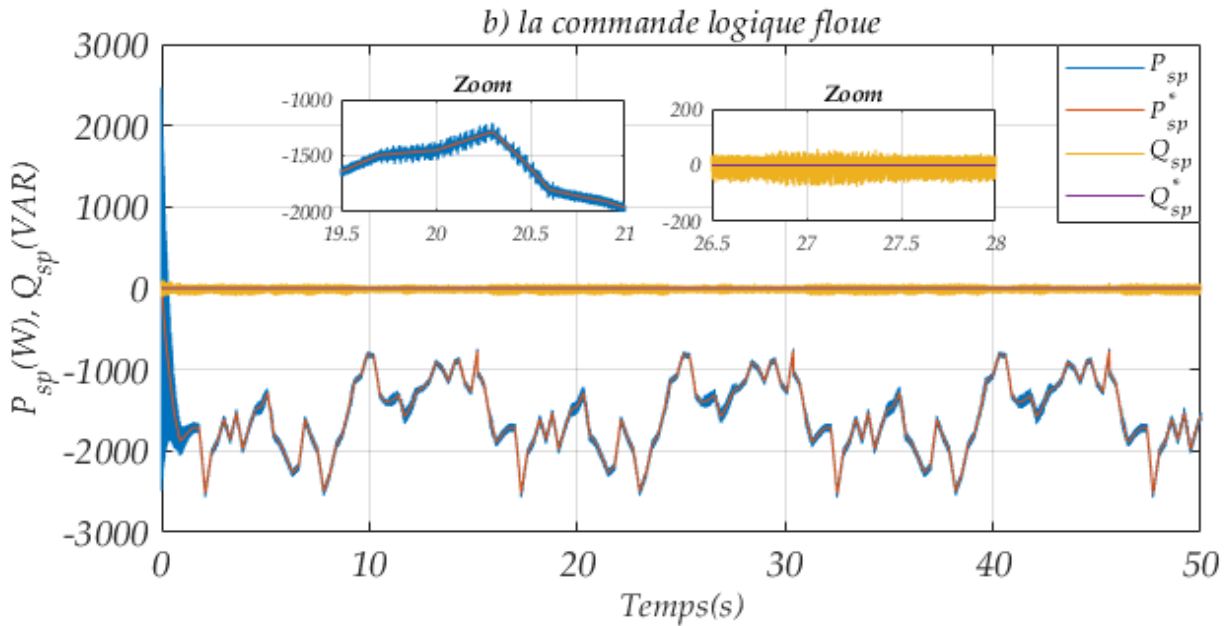


Figure (III.26) : Puissance active et réactive a) la commande vectorielle b) la commande par logique floue.

La figure (III.26) illustre une réponse de suivi de la valeur de référence des puissances active et réactive du stator de puissance. La figure (III.26.a) représente le résultat d'un contrôle vectoriel traditionnel. La figure (III.26.b) donne les contrôles donnés par la logique floue. Les résultats confirment la fiabilité de la logique floue par rapport au contrôle vectoriel dans l'opération d'état dynamique. Cette approche permet d'améliorer considérablement les performances dynamiques et statiques.

III.4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé et commandé le système de conversion d'énergie éolienne, constitué d'une machine asynchrone à double alimentation sans balais pilotée par un convertisseur MLI Vectorielle et relié au réseau via un bus continu.

Dans ce chapitre, deux techniques de commande différente pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la MADASB 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 statoriques (BC) afin d'obtenir des puissances générées aux bornes du stator (BP) de la MADASB désirées.

En premier lieu, on a développé un modèle pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive statorique en partant de la commande vectorielle de la MADASB à flux statorique orienté sur ce système en utilisant un régulateur proportionnel intégral.

En deuxième 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.

Les résultats obtenus montrent que le réglage par régulateur flou apporte une amélioration remarquable par rapport aux régulateurs classiques PI en particulier au régime transitoire avec de faibles dépassements et un temps de réponse très rapide. Cette technique a permis d'obtenir un découplage parfait entre les deux composantes du courant et présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision et temps de réponse très faible.

Pour bien tester la robustesse de la commande vis-à-vis de la variation paramétrique à cause de la température, nous avons présenté un profil de variation sur les résistances du stator.

À travers les résultats de simulation obtenus, nous constatons que ces deux stratégies de commande conduisent à une amélioration des performances du système par rapport à la commande PI, et également, à un meilleur contrôle des puissances actives et réactives tout en assurant un facteur de puissance unitaire.

Chapitre IV

Commande Par Mode Glissant d'un Système Eolien basé sur une MADA Sans Balais

IV.1 Introduction

De nombreuses incertitudes internes et perturbations externes peuvent affecter la commande du système éolien de production d'énergie. Les méthodes de commande linéaire sont conçues sur l'hypothèse de validité d'un modèle linéaire sur une plage de fonctionnement suffisamment large. Quand cette hypothèse n'est pas satisfaite, le contrôleur linéaire est susceptible de ne pas fonctionner correctement, [86].

En revanche, les contrôleurs non-linéaires peuvent prendre en compte des non-linéarités du système si elles sont connues et conduire à des lois de commande dont la performance et la robustesse sont peu sensibles, voire indépendantes du point de fonctionnement considéré. Par conséquent, les techniques de contrôle robuste des systèmes incertains sont un domaine de recherche important dans la littérature, [87, 88]. Une approche particulière à la conception du contrôleur robuste est la technique dite de la commande par mode glissant. Cette technique a connu un essor important durant les dernières décennies. Cela est dû surtout à la propriété de rapidité de convergence en temps fini ; de plus, la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et aux perturbations internes et externes, [88].

Ce chapitre sera subdivisé en deux parties. La première sera consacrée à la présentation théorique de la commande par mode glissant du premier et du second ordre. La seconde partie sera dédiée à l'application du contrôle par mode glissant du premier ordre et de second ordre au système éolien à vitesse variable à base d'une MADASB.

IV.2 Présentation des contrôleurs non linéaires

A partir des années 1930 aux années 1940, tant de savants tels que Nyquist, Bode, Weiner, Nichols, Routh et Hurwitz se sont efforcés de construire la théorie classique de contrôle basée sur la méthode du domaine fréquentiel et la technique du lieu des racines. Cependant, il y avait encore plusieurs limitations évidentes dans la théorie du contrôle classique. En effet, il était très difficile de les appliquer dans les systèmes non linéaires, ce qui a favorisé la théorie des approches non linéaires, [87].

Depuis les années 1970, la recherche dans le domaine de la théorie des systèmes de contrôle non linéaires et ses applications a atteint un développement révolutionnaire. L'application réussie d'outils mathématiques modernes tels que la géométrie différentielle et la théorie algébrique différentielle a joué un rôle clé dans ce domaine. Slotine, Khalil, Isidiri et d'autres ont adopté une approche à base de retour d'état et ont utilisé l'algèbre de Lie pour linéariser la réponse d'entrée et de sortie d'un système non linéaire avec précision, [87, 88].

La linéarisation par retour d'état est une autre approche non linéaire. L'idée de base est d'utiliser la transformation algébrique pour convertir les caractéristiques non linéaires d'un système totalement ou partiellement non linéaire en caractéristiques dynamiques linéaires. En conséquence, elle peut être considérée comme une méthode qui transforme le modèle du système original en un modèle équivalent relativement simple et linéaire. Cependant, cette méthode de conception présente également certaines limites, puisqu'elle ne s'applique pas à tous les systèmes non linéaires. Elle s'applique uniquement à un système non linéaire avec un modèle mathématique précis. En outre, lorsque les paramètres sont incertains ou que les caractéristiques dynamiques du modèle ne sont pas créés, la robustesse du système ne sera pas garantie. Concernant cette technique, deux approches sont étudiées en littérature : la linéarisation entrée-état et la linéarisation entrée-sortie, [88, 89].

En revanche, une grande attention a été accordée à la conception de contrôle pour les systèmes non linéaires et incertains en utilisant la théorie des systèmes à structure variable (Variable Structure Systems, VSS), [88]. La caractéristique principale de la commande VSS est le mode glissant, qui se produit lorsque l'état du système traverse plusieurs sous-espaces à plusieurs reprises de haute fréquence. La conception de la surface de glissement détermine tout à fait les performances du système en boucle fermée. Le contrôleur basé sur le concept de glissement à commutation haute fréquence force la trajectoire du système en boucle fermée à rester sur une variété dite surface de glissement, [88, 90].

IV.3 Commande par mode glissant

En théorie de contrôle, la commande par mode glissant est une méthode de contrôle non linéaire qui modifie la dynamique d'un système non linéaire en appliquant un signal de contrôle discontinu qui force le système à « glisser » le long d'une section transversale du comportement normal du système, [87,88,91, 92].

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz [93].

Les entraînements électriques pour des machines-outils ou des robots, entraînements qui nécessitent soit un réglage de la vitesse de rotation soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant, [94].

IV.3.1 Historique

Le concept de contrôle par mode glissant est apparu pour la première fois dans la littérature russe dans les années vingt. L'ancien expert de l'Union Soviétique Emelyanov a d'abord proposé le concept de structure variable par mode glissant. En 1932, V.Kulebakin utilisait le contrôle de structure variable pour contrôler un générateur de courant continu pour un avion. En 1934, Nikolski à utiliser la commande par mode glissant dans un relais pour contrôler la trajectoire d'un navire, [88].

Ensuite, plusieurs chercheurs ont participé à l'évolution de la théorie du contrôle par mode glissant pour en faire d'elle une branche de recherche indépendante. Elle a fait l'objet d'une étude approfondie dans les travaux d'Edwards en 1998, Utkin en 1992 et 1999 et Decarlo où il a conçu un contrôleur par mode glissant destiné à un système non linéaire multi variable en 1988, [91,92].

IV.3.2 Concept général de la commande par mode glissant

La caractéristique commune de toutes les techniques basées sur le mode glissant est qu'aucune information précise sur la dynamique de système n'est demandée. Le système contrôlé étant traité comme un objet « boîte noire » complètement incertain. La commande par mode glissant utilise des lois de contrôle de retour d'état discontinu pour forcer l'état du système à atteindre, et ensuite à rester sur une surface spécifiée dans l'espace d'état appelé surface de glissement ou surface de commutation, [92], comme l'illustre la figure IV.1 où la trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes (mode d'accès, mode glissant et point d'équilibre).

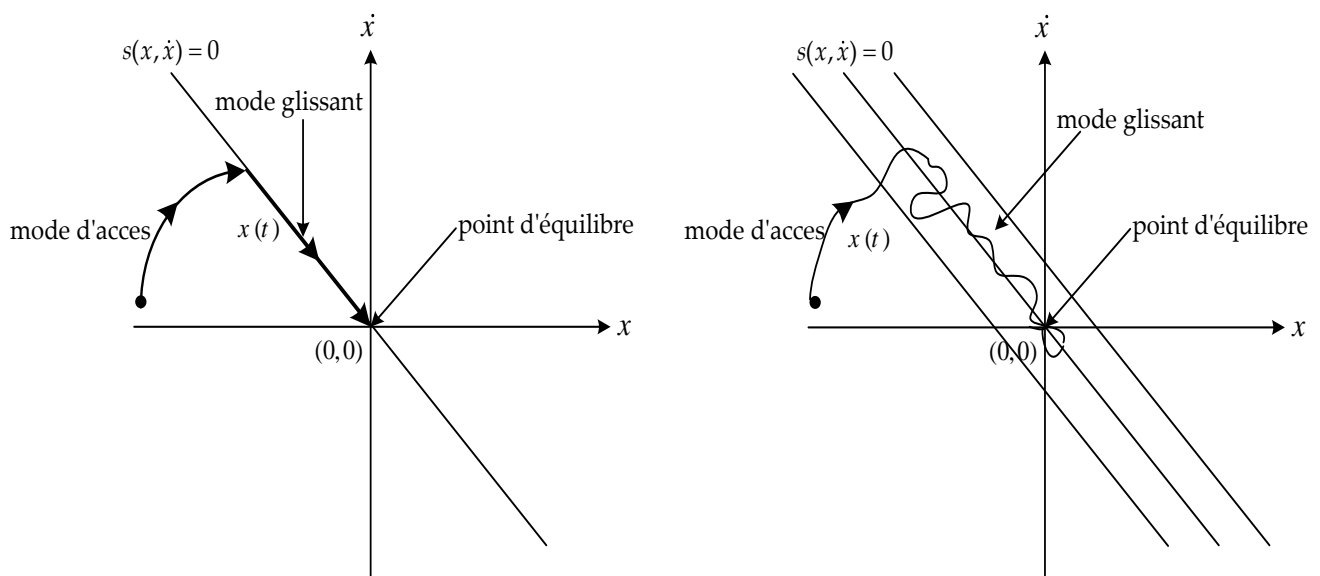


Figure (IV.1) : Différents modes de glissant dans le plan de phase : (a) glissement idéal, (b) glissement réel.

Le contrôle par mode glissant présente deux avantages principaux : le comportement dynamique du système qui peut être adapté par le choix particulier de la fonction de glissement, et la réponse en

boucle fermée qui devient totalement insensible à certaines incertitudes particulières. Ce principe s'étend aux incertitudes des paramètres de modèle, à la perturbation et à la non-linéarité supposée bornée, [93, 95]. Dans ce travail, on étudie le contrôle d'une structure variable en tant que contrôle à retour d'état commuté à haute fréquence, ce qui entraîne un mode de glissement. Dans ce cas, les gains dans chaque chemin du retour basculent entre deux valeurs selon une règle qui dépend de la valeur de l'état à chaque instant.

Le but de la loi de commande de commutation est de conduire la trajectoire d'état du modèle non linéaire sur une surface de glissement pré-spécifiée (choisie par l'utilisateur) dans l'espace d'état et de maintenir la trajectoire de l'état sur cette surface. Dans les applications d'ingénierie, on choisit couramment l'erreur entre la grandeur à contrôler et sa référence ajoutée à la dérivée de l'erreur pour former la surface de glissement, [96]. La tâche la plus importante consiste à concevoir la commande en mode glissant qui conduira l'état d'un système à la surface de glissement et le maintenir sur la surface lors de l'interception.

IV.4 Commande par mode de glissement du premier ordre

Cette commande consiste à amener la trajectoire d'état du système bouclé à partir d'une condition initiale quelconque $x(t=0) = x_0$ vers une surface de glissement et à la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de la surface jusqu'au point d'équilibre.

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement et d'y demeurer jusqu'à l'équilibre. Cette commande se fait en trois étapes, [88], [97], comme illustré sur la figure (IV.1).

- 1) Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC) : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation ;
- 2) Le mode glissant (sliding mode : SM) : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement ;
- 3) Le mode du régime permanent (MRP) : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande, [92].

IV.4.1 Structures de la commande par mode de glissement

Si S est le système à contrôler possédant une grandeur de contrôle u et une grandeur de sortie y . Une des configurations de base de la commande par mode de glissement est celle qui permet la génération de la commande par simple commutation d'interrupteurs, (figure IV.2). Cette configuration correspond à un contrôle à deux niveaux. Avec une loi de commutation très performante, seule l'information sur le signe de la fonction $S(x)$, où $S(x)$ est la surface de commutation, suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'organe de commande. Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

La grandeur de contrôle u n'est pas une fonction continue du temps, elle présente un point de discontinuité lorsque $S(x) = 0$, [98], du fait que :

$$\lim_{S(x) \rightarrow 0} u^+ \neq \lim_{S(x) \rightarrow 0} u^- \quad (\text{IV.2})$$

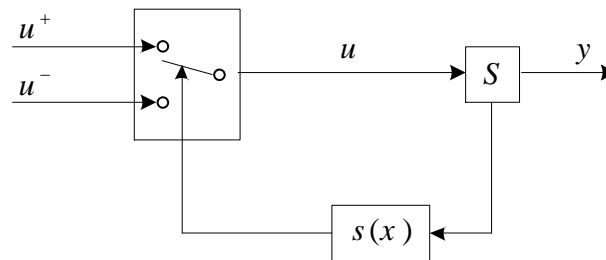


Figure (IV.2) : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette configuration de base est appelée structure par commutation au niveau de l'organe de commande. Il existe d'autres configurations, l'une fait intervenir la commutation au niveau d'une contre réaction d'état et l'autre est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la " commande équivalente ".

IV.4.1.1 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

C'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique, (Figure IV.3).

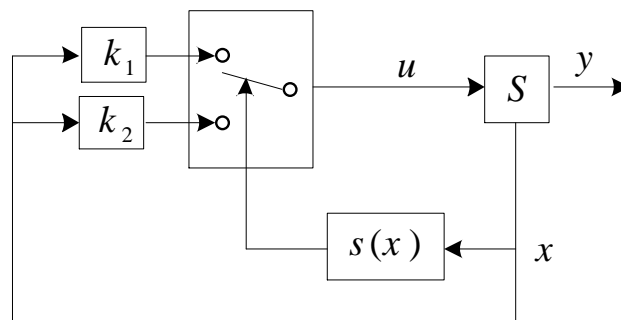


Figure (IV.3) : Structure de régulation par commutation au niveau de contre réaction d'état.

IV.4.1.2 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

Le schéma d'une structure de régulation par ajout de la commande équivalente est donné sur la figure (IV.4). Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle, [87]. Cette structure de commande est la structure adoptée dans ce travail.

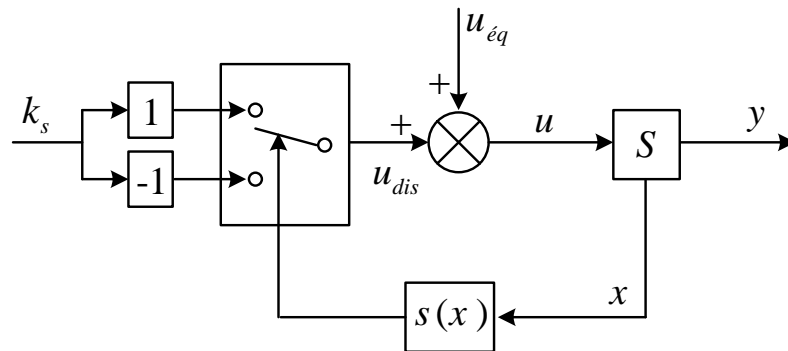


Figure (IV.4) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

IV.4.2 Conception de la commande par mode de glissement

Soit un système non linéaire défini par :

$$x^{(n)}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{IV.3})$$

Où $x(t)$ est le vecteur d'état, $u(t)$ l'entrée de contrôle et x l'état de sortie. L'exposant n de $x(t)$ montre l'ordre de différenciation. $f(x, t)$ et $g(x, t)$ sont des fonctions non linéaires de temps et d'états. La fonction $f(x, t)$ n'est pas exactement connue, mais l'étendue de l'imprécision sur $f(x, t)$ est bornée par une fonction connue et continue de x ; de même, la fonction $g(x, t)$ n'est pas exactement connue, mais de signe connu et bornée par une fonction continue connue de x .

Le problème de contrôle consiste à amener l'état à suivre un état désiré x^* en présence d'une imprécision de modèle sur $f(x, t)$ et $g(x, t)$. Une surface de glissement variant dans le temps $S(x, t)$ doit être définie dans l'espace d'état $R(n)$ en mettant $S(x, t)$ égal à zéro.

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par, [98], [99] :

1. La choix de la surface ;
2. L'établissement des conditions d'existence ;
3. La détermination de la loi de commande.

IV.4.2.1 Choix de la surface de glissement

L'objectif est de maintenir $S(0) = 0$. Donc, forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre r , tout en respectant la condition de convergence.

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé. Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension m du vecteur de commande $u(t)$.

Souvent, la surface de glissement dépend de l'erreur e avec un certain nombre de ses dérivés :

$$S(x, t) = h(e, \dot{e}, \dots, e^{(k)}) \quad (\text{IV.4})$$

Généralement, le choix le plus typique pour la surface de glissement est une combinaison linéaire de type suivant :

$$\begin{aligned}
 S(x, t) &= e(x) \\
 S(x, t) &= \dot{e}(x) + c_x e(x) \\
 S(x, t) &= \ddot{e}(x) + 2c_x \dot{e}(x) + c_x^2 e(x) \\
 S(x, t) &= \left(\frac{\partial}{\partial t} c_x \right)^{r-1} e(x)
 \end{aligned} \tag{IV.5}$$

La surface de glissement $S(x) = 0$ représente le comportement dynamique désiré du système. Slotine dans [99] propose une forme générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état $x(t)$ vers sa valeur désirée, si y_i est une sortie à commander, la surface est donnée par l'équation :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e_y(x) \tag{IV.6}$$

où :

- $e_y(x)$: l'écart entre la variable à régler et sa référence ($e_y = y_i^* - y_i$) ;
- λ : une constante positive ;
- r : le degré relatif. Il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

IV.4.2.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

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

❖ Approche directe : fonction discrète de commutation

Cette approche est proposée et étudiée par Utkin, [98] et Emilyanov, [100]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\begin{aligned}
 \dot{S}(x, t) &\geq 0 \quad \text{si } S(x, t) < 0 \\
 \dot{S}(x, t) &\leq 0 \quad \text{si } S(x, t) > 0
 \end{aligned} \tag{IV.7}$$

Cette fonction peut être formulée à la condition suivante :

$$\dot{S}(x, t)S(x, t) < 0 \tag{IV.8}$$

❖ Approche de Lyapunov

La méthode de Lyapunov est utilisée pour déterminer les propriétés de stabilité d'un point d'équilibre sans résoudre l'équation d'état. La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$).

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

La fonction de Lyapunov généralisée qui caractérise le mouvement de la trajectoire d'état vers la surface de glissement est défini en termes de la surface. Pour chaque structure de contrôle choisie, on choisit les gains pour que la dérivée de cette fonction de Lyapunov soit définie négative, garantissant ainsi le mouvement de la trajectoire d'état à la surface.

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x, t) = \frac{1}{2} S^2(x, t) \quad (\text{IV.9})$$

Une condition nécessaire et suffisante, appelée condition d'attractivité, pour qu'une variable de glissement $S(x, t)$ tende vers 0 est que la dérivée temporelle de $\dot{V}(x, t)$ soit définie négative :

$$V(x, t) = S(x, t)\dot{S}(x, t) \quad (\text{IV.10})$$

L'équation (IV.9) signifie que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $s^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie, [101].

Pour une convergence en temps fini, la condition (IV.10) qui ne garantit qu'une convergence asymptotique vers la surface de glissement est remplacée par une condition plus restrictive dite de η -attractivité et donnée par, [54] :

$$\dot{V}(x, t) = S(x, t)\dot{S}(x, t) < -\eta|S| \quad (\text{IV.11})$$

η : Constante positif.

❖ Calcul de la commande

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

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte u_{eq} et l'autre la stabilité u_{dis} .

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{dis}(t) \quad (\text{IV.12})$$

u_{eq} correspond à la commande équivalente proposée par Filipov, [65] et Utkin, [54]. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs u^+ et u^- (Figure IV.5). u_{dis} Correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition : $\dot{s}(x)s(x) < 0$.

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons le système défini par l'équation (IV.3). Il s'agit de trouver l'expression de la commande u . la dérivée de la surface de glissement est calculée par :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (IV.13)$$

En remplaçant (IV.3) et (IV.12) dans (IV.13), il vient :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t)) + \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)u_{dis}(t) \quad (IV.14)$$

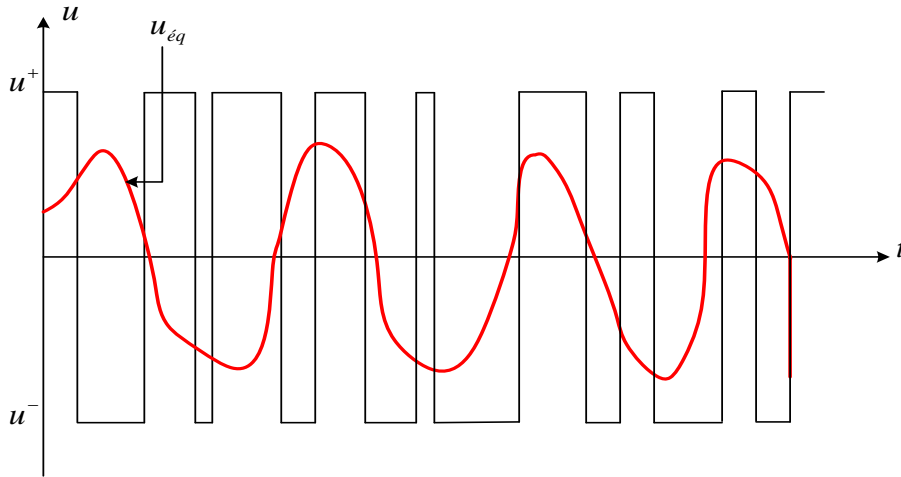


Figure (III.5) : Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u^+ et u^- .

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 nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq}(t) = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \quad (IV.15)$$

Avec la condition d'existence de :

$$\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \neq 0 \quad (IV.16)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.14), la nouvelle expression de la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)u_{dis}(t) \quad (IV.17)$$

Et la condition d'attractivité exprimée par (IV.10) devient :

$$s(x,t) \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) u_{dis}(t) < 0 \quad (IV.18)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_{dis} doit être opposé à celui de $S(x,t) \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)$. La fonction la plus simple qui peut être utilisée pour accomplir cette condition est celle d'un relais de la figure (IV.2). La commande u_{dis} sera donc :

$$u_{dis}(t) = -k_s \text{sign}(S(x,t)) \quad (IV.19)$$

avec :

$$\text{sign}(s(x,t)) = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x,t) > 0 \\ 0 & \text{si } S(x,t) = 0 \\ -1 & \text{si } S(x,t) < 0 \end{cases} \quad (IV.20)$$

Le signe de k_s doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, alors que s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande qui peuvent le détériorer, [102].

La figure (IV.6) résume les étapes de calcul de la commande par mode glissant :

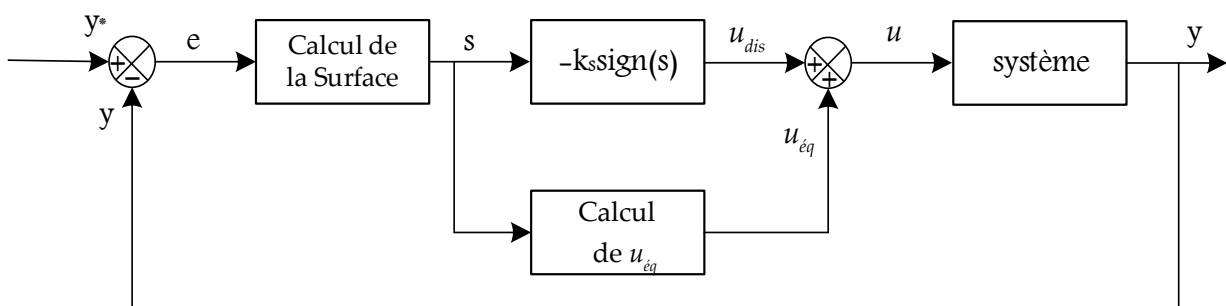


Figure (IV.6) : Principe de la commande par mode glissant avec commande équivalente.

IV.4.3 Phénomène du Chattering et ses solutions

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé réticence ou "Chattering" en anglais, [67]. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement, (figure (IV.7)). Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent s'avérer néfastes pour l'organe de commande en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable), [103].

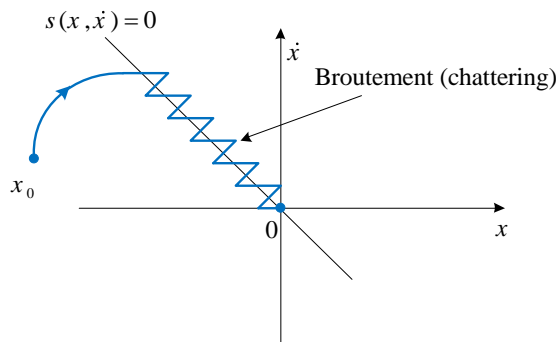


Figure (IV.7) : Phénomène de broutement.

En effet, le phénomène de chattering est le plus grand obstacle devant les applications de la commande par mode glissant. Afin de réduire ou d'éliminer le chattering dans différents domaines, les chercheurs ont proposés plusieurs approches. L'approche la plus commune est le contrôle dit «couche limite », [92] dans lequel la fonction *sign* est remplacée par d'autres approximations lorsque la trajectoire d'état se trouve dans une couche limitant la surface de commutation.

IV.4.3.1 Solution de couche limite

Cette solution, connue aussi sous le nom de "boundary layer solution", a été proposée par Slotine et Sastry en 1983, [91], elle consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue, de type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface. Parmi les fonctions utilisées nous citerons la fonction de saturation donnée par l'équation (III.18) et représentée par la figure (IV.8) :

$$\text{sat}(S(x)) = \begin{cases} \frac{S(x)}{\varepsilon} & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

ε : Largeur du seuil de la fonction de saturation.

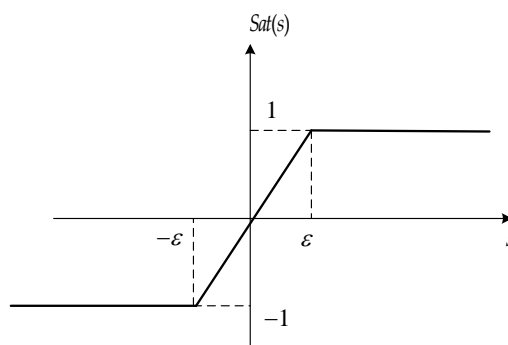


Figure (IV.8): Fonction saturation.

IV.4.3.2 La fonction smooth

L'utilisation de cette fonction est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences, [92]. Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction dans la présente étude.

L'expression mathématique de la fonction *Smooth* est donnée par :

$$\text{Smooth}(S(x,t)) = \tanh(S(x,t)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x,t)}{|S(x,t)| + \varepsilon} \quad (\text{IV.22})$$

Le système ne converge plus vers la valeur désirée, mais vers un voisinage de cette dernière. Dans ce cas, le système est dit en régime pseudo-glissant. Bien que cela permette d'atténuer le phénomène de Chattering, la précision par rapport à l'objectif fixé, la robustesse de la commande et le temps de réponse s'en trouvent dépréciés, [91].

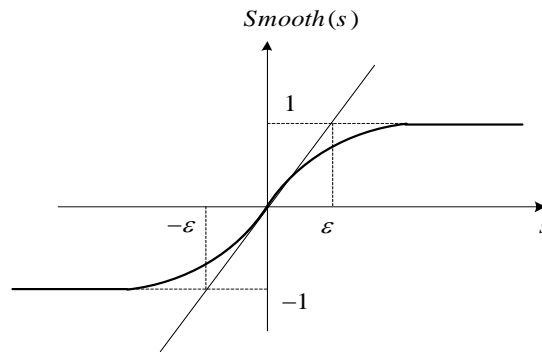


Figure (IV.9) : Fonction Smooth.

Cette méthode est paramétrée par une constante positive ε réglée pour avoir un bon compromis entre réduction du chattering et conservation de la robustesse. Dans les méthodes présentées ici, plus ε est petit, plus l'approximation tend vers la fonction signe, et donc meilleure est la robustesse, au détriment de la réduction du chattering, [91].

IV.4.3.3 La loi d'interpolation de puissance

Cette fonction est donnée par :

$$v(S, \varepsilon) = \frac{S(x,t)}{|S(x,t)| + \varepsilon} \begin{cases} \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \varepsilon \\ (\varepsilon/|S|)^{(q-1)} & \text{si } |S| < \varepsilon \\ 0 & \text{si } |S| = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

avec $q \in [0, 1[$

et représentée par la figure (IV.10) :

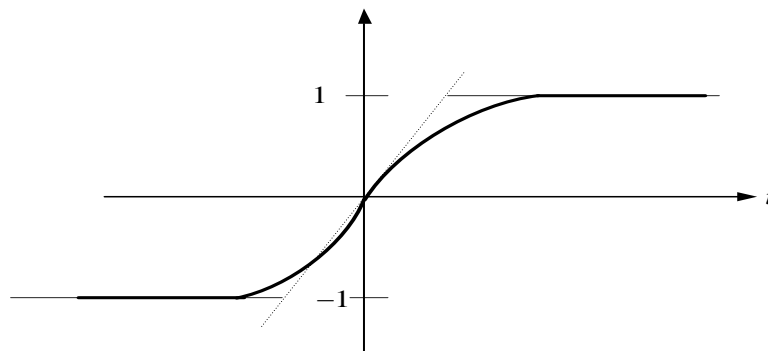


Figure (IV.10) : Fonction d'interpolation.

IV.4.3.4 La fonction pseudo-signe

Cette fonction est donnée par :

$$v(S, \varepsilon) = \frac{S}{|S| + \varepsilon} \quad (\text{IV.24})$$

et représentée par la figure (IV.11)

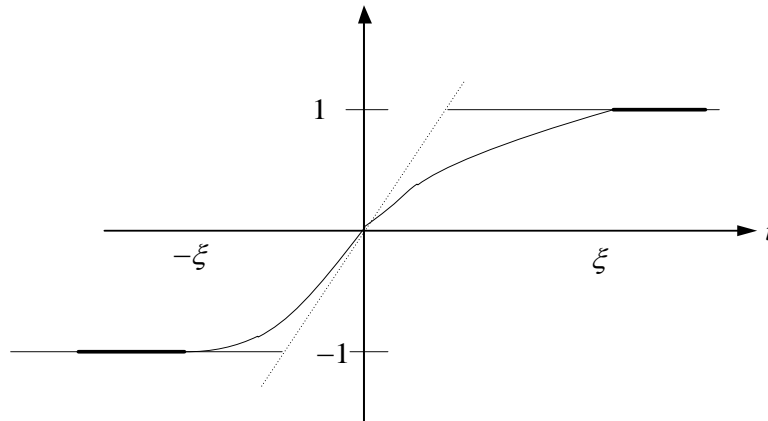


Figure (IV.11) : Fonction pseudo-signe

IV.4.3.5 La fonction arctangente

Cette fonction est donnée par :

$$v(S, \varepsilon) = \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) \quad (\text{IV.25})$$

et représentée par la figure (IV.12)

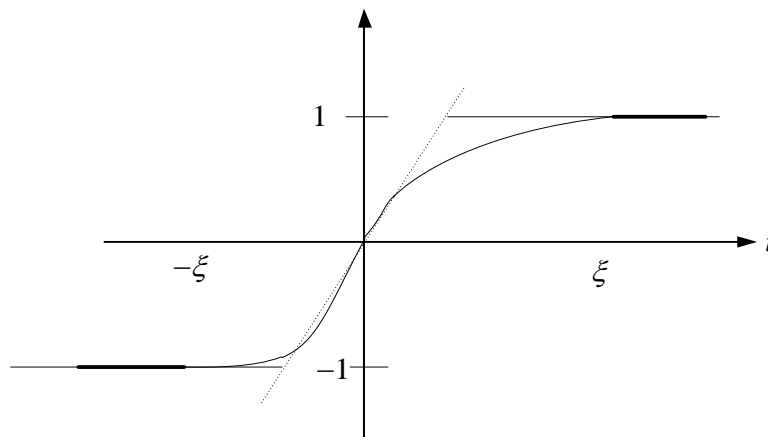


Figure (IV.12) : Fonction arctangente

IV.4.3.6 La fonction tangente hyperbolique

Cette fonction est donnée par :

$$v(S, \varepsilon) = \tanh\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) \quad (\text{IV.26})$$

et représentée par la figure (IV.13) :

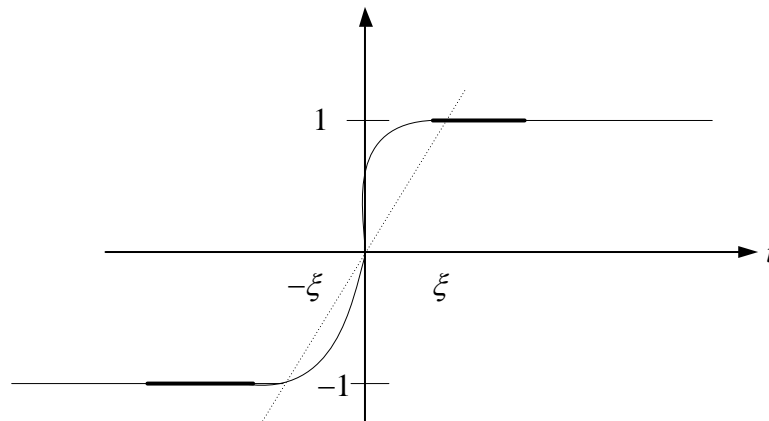


Figure (IV.13) : Fonction tangente hyperbolique

Ces approches ne sont efficaces que dans le cas où les incertitudes ne sont pas importantes, [73, 75]. De plus, ces fonctions ne peuvent pas fournir une convergence en temps fini de la variable glissante à zéro en présence de la perturbation externe. Toutefois, l'application de ces fonctions suit au détriment d'une perte de robustesse et par conséquent d'une perte de précision, [104, 105].

D'autres approches sont également présentes dans la littérature pour éviter ou réduire le phénomène de chattering, à savoir [92, 104] :

- **Filtres** : grâce à l'utilisation de filtres, le lissage du signal de contrôle est un moyen efficace d'éliminer les chattering. Un filtre passe-bas peut lisser la fonction de commutation et donc éliminer efficacement le chattering et supprimer le bruit haute fréquence.
- **Observateur** : est une autre option pour résoudre le problème de chattering.
- **Mode glissant flou** : la conception de règles floues peut effectivement réduire le chattering dans le contrôle par mode glissant.
- **Mode glissant intégral** : dans cette approche, la surface de glissement peut être perfectionnée en insérant une action intégrale dans son expression. Cette surface est alors définie par, [106 107] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e_y(t) + k_i \int e_y(t) dt \quad (IV.27)$$

où k_i est un gain positif d'intégral. L'avantage de cette approche est que la surface de glissement dans ce cas est un plan passant par l'origine. Dans le cas où le système est de deuxième ordre ($r = 2$), la solution est obtenue dans un plan, pendant que la solution est obtenue sur une ligne dans le mode glissant classique.

- **Mode glissant d'ordre supérieur** : en utilisant le contrôle par mode glissant d'ordre supérieur, on élimine non seulement les problèmes de chattering existant dans le mode

glissant classique, tout en conservant également les principaux avantages de l'approche glissant originale (robustesse, simplicité et convergence à temps fini). L'approche de la commande par mode glissant du second ordre est caractérisée par l'utilisation d'un signal discontinu agissant sur la seconde dérivée.

IV.5 Commande par mode de glissement d'ordre supérieur

Dès son apparition, la théorie des modes glissants s'est heurtée au problème de chattering qui s'est avéré être un inconvénient majeur, [108]. Récemment Emelyanov a proposé une nouvelle famille de modes glissants d'ordre supérieur. Ceux-ci sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement, préservant les principaux avantages de la commande par mode de glissant classique qui sont la robustesse et de la convergence en temps fini [105]. Ils suppriment le phénomène de chattering en garantissant même une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections de modèle ou d'organes de commande. L'ordre de glissement caractérise en particulier le degré de continuité des dynamiques du système au voisinage de la surface et correspond au nombre de dérivées continues de la variable à contraindre. Pour cela, des algorithmes de commande sont synthétisés en vue de générer des régimes glissants de tout ordre, [109].

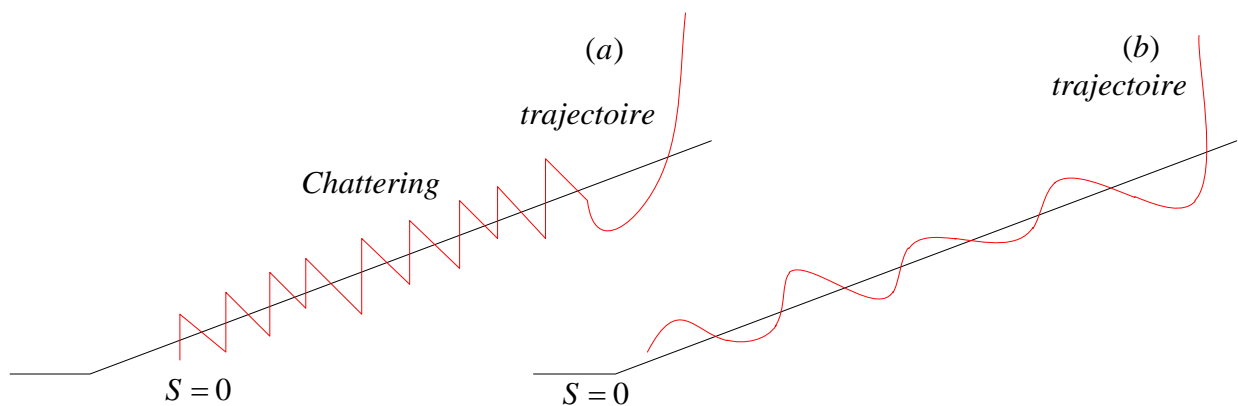


Figure (IV.14) : Régime glissant classique (a) et mode glissant d'ordre supérieur (b)

Considérons le système non linéaire IV.3. La surface de glissement choisie pour assurer une convergence en temps fini vers l'ensemble de glissement d'ordre n par rapport à la surface de glissement est donnée par :

$$S(x, t) = \dot{S}(x, t) = \ddot{S}(x, t) \dots \dots = S^{n-1}(x, t) = 0 \quad (IV.28)$$

Si le système est de degré relatif par rapport à la surface de glissement $r = n$ et $n > 1$, une commande en mode glissant d'ordre n permettra d'obtenir une convergence en temps fini vers la surface de glissement, en forçant les trajectoires d'état du système à être confinées dans l'ensemble de glissement. La figure (IV.15) représente l'intersection de trois surfaces de commutation définissant le point de référence x_{ref}

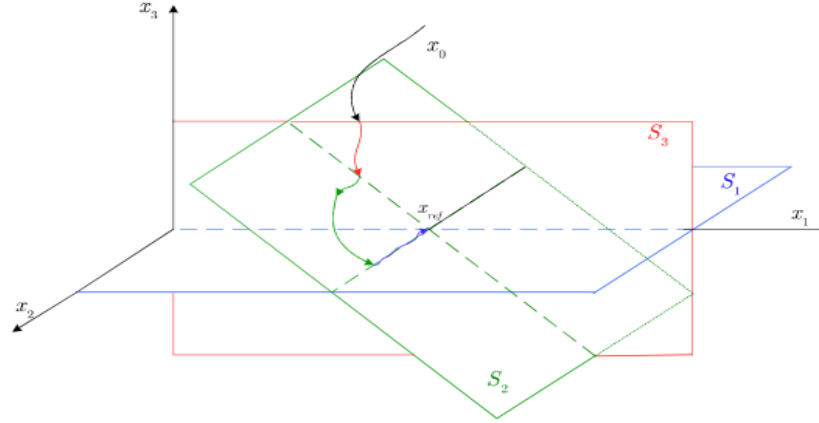


Figure (IV.15) : Intersection des 3 surfaces de commutation définit le point de référence x_{ref} .

L'ordre de la commande par mode glissant est caractérisé par particulier par le degré de continuité des dynamiques du système aux voisinages de la surface de glissement et correspond au nombre de dérivées continues de la surface de glissement. La synthèse de la loi de commande par mode glissant du second ordre dépend d'une fonction incertaine, qui apparaît dans la deuxième dérivée de la surface de glissement, [105]

IV.5.1 Commande par mode glissant du second ordre

En généralisant la notion des modes glissants et ses principales propriétés, nous présentons ici une méthode utilisant les modes glissants d'ordre supérieur. Cette méthode est basée sur la prise en compte des dérivées d'ordre supérieur de la variable de contrainte au lieu de celle de la première dérivée comme le cas du mode glissant classique. On parle dans ce cas des modes glissant d'ordre supérieur. Le but de l'application de cette commande est d'obtenir une convergence en temps fini sur l'ensemble des conditions de contraintes. Pour établir un régime glissant du second ordre par rapport à $S(x,t)$, on impose aux trajectoires d'état du système à évoluer au bout d'un temps fini sur l'ensemble $\dot{S}(x,t)$ et à ne plus le quitter ensuite, [110]. Cela se traduit par :

$$\ddot{S}(x,t) = \left\{ x \in X, S(x,t) = \dot{S}(x,t) = 0 \right\} x \in R^n \quad (IV.29)$$

On définit donc un bouclage agissant sur la dérivée second de la surface de glissement. De manière générale, en commande par mode glissant du second ordre, deux cas sont possible et ce en fonction du degré relatif du système par rapport à la surface de glissement, [105,111].

A. Cas d'un système de degré relatif 1

Si le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement est égal à 1, la commande u apparait dans la première dérivée de surface de glissement par rapport au temps. La formule de la dérivé de la surface de glissement est donné par :

$$\dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t,x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t,x) [f(t,x) + g(x,t)u] \quad (IV.30)$$

De l'expression d'IV.30, la dérivée seconde de la surface de glissement s'écrit comme suit :

$$\ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x) [f(t, x) + g(x, t)u] + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x) \dot{u} \quad (\text{IV.31})$$

qui peut se mettre sous la forme :

$$\ddot{S} = \varphi(t, x) + \gamma(t, x) \dot{u} \quad (\text{IV.32})$$

où

$$\begin{cases} \varphi(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x) [f(t, x) + g(x, t)u] \\ \gamma(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x) \end{cases}$$

avec $\varphi(t, x)$ et $\gamma(t, x)$ fonctions incertaines bornées vérifiant dans le voisinage de la surface de glissement les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} 0 < \Gamma_m \leq \gamma(t, x) \leq \Gamma_M \\ |\varphi(t, x)| \leq \Phi \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

où Γ_m, Γ_M, Φ sont des constantes positives.

B. Cas d'un système de degré relatif 2

Si le degré relatif du système est 2, la commande u apparaît dans la deuxième dérivée de la surface de glissement. Celle-ci est donnée comme suit :

$$\ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x) [f(t, x) + g(x, t)u] \quad (\text{IV.34})$$

La deuxième dérivée de surface de glissement peut être écrite sous la forme suivante :

$$\ddot{S} = \varphi'(t, x) + \gamma'(t, x) \dot{u} \quad (\text{IV.35})$$

où :

$$\begin{cases} \varphi'(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x) f(t, x) \\ \gamma'(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x) g(t, x) \end{cases}$$

avec $\varphi'(t, x), \gamma'(t, x)$ des fonctions incertaines bornées. De même que dans le cas précédent, il existe trois constantes positives $\Gamma'_m, \Gamma'_M, \Phi'$ telles que, dans un voisinage de la surface de glissement, on a :

$$\begin{cases} 0 < \Gamma'_m \leq \gamma'(t, x) \leq \Gamma'_M \\ |\varphi'(t, x)| \leq \Phi' \end{cases} \quad (\text{IV.36})$$

Les deux équations (IV.33) et (IV.36), sont très importantes pour l'étude de la robustesse du système, [112].

IV.5.2 Algorithme de commande par mode glissant du second ordre

Comme nous l'avons vu, générer des régimes glissants qui soient asymptotiquement stables ne présente pas de difficultés majeures. Ainsi, peut-on trouver dans la littérature des exemples de modes glissants de n'importe quel ordre ? Ce n'est pas tout à fait le cas lorsqu'on désire obtenir un régime glissant en temps fini. De tels algorithmes ne sont essentiellement connus que pour $r = 1$, $r = 2$, et $r = 3$, et de plus pour des cas scalaires (la surface considérée est de dimension $(n - 1)$). Des travaux sont en cours afin de développer des algorithmes de commande garantissant un régime glissant d'ordre quelconque en temps fini, mais cela nécessite de nouvelles investigations, [115]. Il a été observé qu'on pouvait distinguer les algorithmes idéaux des algorithmes réels. En ce qui concerne le premier type, l'un des problèmes majeurs pour l'implantation est que le nombre d'informations nécessaires augmente régulièrement avec l'ordre de ce régime glissant. D'une manière générale, si on utilise un algorithme de glissement d'ordre r par rapport à $S = 0$, on aura besoin de la connaissance de $S, \dot{S}, \dots, S^{(r-1)}$. Afin d'assurer la convergence de surface de glissement et sa dérivé vers zéro en temps fini, plusieurs algorithmes ont été introduits dans la littérature, à savoir : l'algorithme sous-optimal, du Twisting et du Super-Twisting, [113, 114, 115]. Les deux premiers sont réservés aux systèmes de degré relatif 2 tandis que le Super-Twisting est dédié généralement aux systèmes de degré relatif 1.

IV.5.2.1 Algorithme sous-optimal

L'algorithme sous-optimal est dédié aux systèmes de degré 1 et 2 par rapport à la surface de glissement. Il est inspiré de la commande optimale de type bang-bang, [105], et garantit la convergence de la surface de glissement et sa dérivée en temps fini vers zéro, en limitant les trajectoires par des arcs paraboliques y compris l'origine, figure (IV.16).

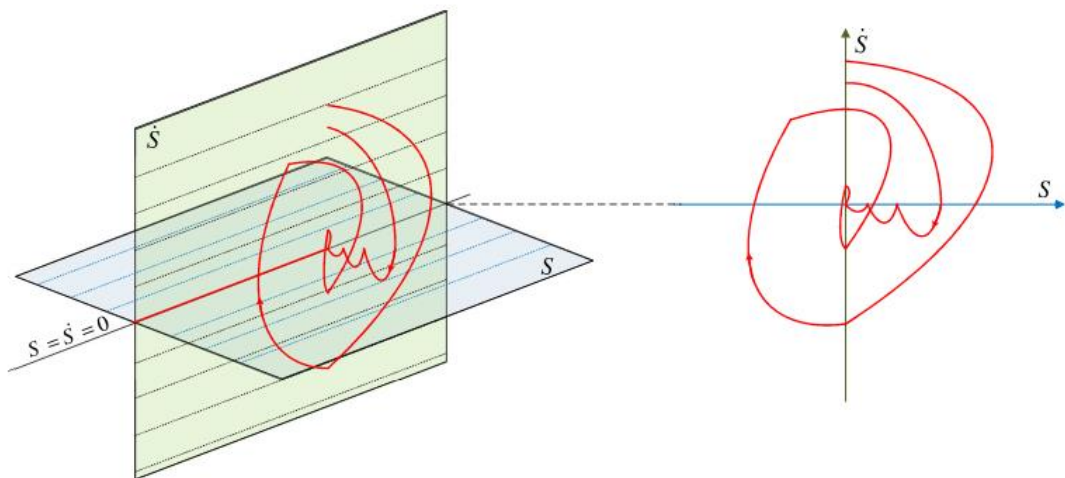


Figure (IV.16) : Trajectoire de phase de l'algorithme sous-optimal.

Si le degré relatif du système est égale à 2 par rapport à la surface de glissement, la loi de commande

basé sur l'algorithme sous-optimal est donnée par :

$$v(t) = -\alpha V_M \text{sign} \left(S(x,t) - \frac{1}{2} S_M(x,t) \right) \quad (\text{IV.37})$$

où V_M est une constante positive, et S_M est défini par :

$$S_M(t) \begin{cases} S(0) & 0 \leq t < t_{M_i} \\ S(t_{M_i}) & t_{M_i} \leq t < t_{M_{i+1}} \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots \quad (\text{IV.38})$$

où t_{M_i} sont les instants où la dérivée de la surface de glissement est égale à zéro.

$\alpha(t)$ est défini par :

$$\alpha(t) = \begin{cases} \alpha^* & \text{si} \left[S(t) - \frac{1}{2} S_M \right] (S_M - S(t)) > 0 \\ 1 & \text{si} \left[S(t) - \frac{1}{2} S_M \right] (S_M - S(t)) \leq 0 \end{cases}$$

où α^* est une constante positive.

Les conditions suffisantes correspondantes pour la convergence à temps fini sont :

$$\begin{cases} \alpha^* \in]0, 1] \cap \left(0, \frac{3\Gamma_m}{\Gamma_M} \right) \\ V_M > \max \left(\frac{\Phi}{\Gamma_m \alpha^*}, \frac{4\Phi}{3\Gamma_m - \Gamma_M \alpha^*} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.39})$$

où Γ_m , Φ et Γ_M sont des constantes positives

L'algorithme sous-optimal peut être aussi proposé pour les systèmes de degré relatif 1 par rapport à la surface de glissement, la loi de commande dans ce cas est donné par :

$$v(t) = \dot{u} = -\alpha(t) V_M \text{sign} \left(S(t) - \frac{1}{2} S_M(t) \right) \quad (\text{IV.40})$$

IV.5.2.2 Algorithme du Twisting

Dans cet algorithme, outre la commutation du signe de la commande, l'amplitude sera commutée entre deux valeurs en fonction du quadrant dans lequel se trouve l'état du système. Cette commutation crée des trajectoires circulaires d'une manière spirale jusqu'à la convergence en temps fini à l'origine, figure (IV.17).

L'algorithme du Twisting pour un système de degré relatif 2 est donné par :

$$u = -r_1 \text{sign}(S(x,t)) - r_2 \text{sign}(\dot{S}(x,t)) \quad (\text{IV.41})$$

avec : $r_2 > r_1 > 1$

Sous les conditions décrites par (IV.36), la trajectoire du système converge au point d'équilibre en temps fini sous les conditions suivantes :

$$\begin{cases} (r_1 - r_2)\Gamma'_m \succ \Phi' \\ \Gamma'_M \Phi'(r_1 - r_2) - \Phi' \succ \Gamma'_m \end{cases} \quad (\text{IV.42})$$

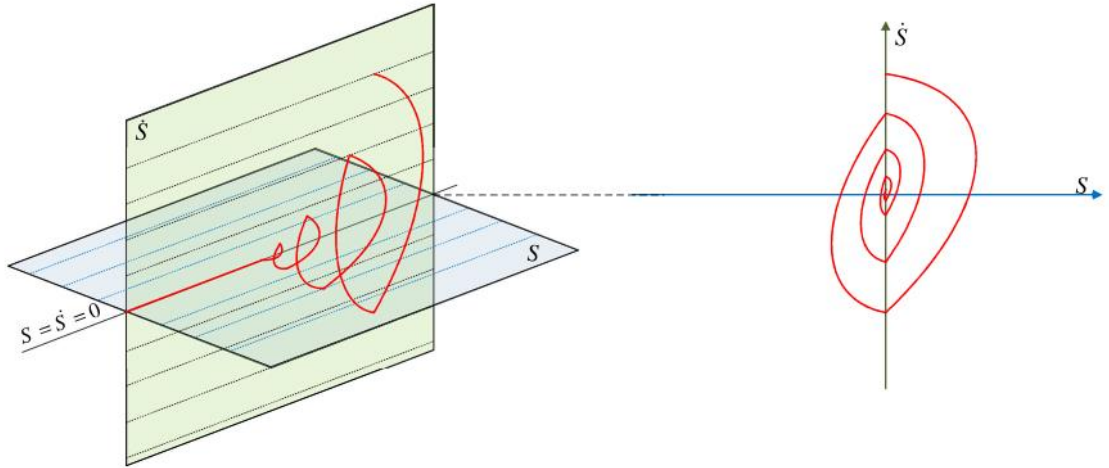


Figure (IV.17) : Trajectoire de phase de l'algorithme de Twisting.

L'algorithme du Twisting peut être appliqué aussi sur les systèmes de degré relatif 1 en augmentant le système d'un intégrateur c.-à-d. en contrôlant \dot{u} au lieu de u directement.

IV.5.2.3 Algorithme du Super Twisting

Cette algorithme a été développé pour l'asservissement des systèmes à degré relatif égal à un, cette technique a été proposée par [115, 116], puis modifiée par [106] pour les systèmes de degré relatif égal à deux. L'algorithme de Super-Twisting est conçu afin de réaliser une commande continue par mode glissant d'ordre 2 en utilisant uniquement les informations sur S et l'évaluation du signe S n'étant pas nécessaire. Cette caractéristique présente l'avantage principal de l'algorithme du Super Twisting. En générale, la commande par mode glissant du second ordre nécessite l'information sur les dérivées d'ordre supérieur de la surface de glissement.

Comme le montre la figure (IV.18), la trajectoire de l'algorithme dans le plan de phase et les intersections consécutives de celle-ci avec les axes du plan évoluent tout en se rapprochant de l'origine qui est atteinte en temps fini.

La loi de commande du Super Twisting est composée de deux parties. Une partie discontinue u_1 et une partie continue u_2 . L'expression de l'algorithme de Super-Twisting est donnée par, [114] :

$$u = u_1 + u_2$$

avec :

$$\begin{cases} u_1 = -\alpha |S|^\tau \text{sign}(S) \\ \dot{u}_2 = -\beta \text{sign}(S) \end{cases} \quad \tau \in]0, 0.5] \quad (\text{IV.43})$$

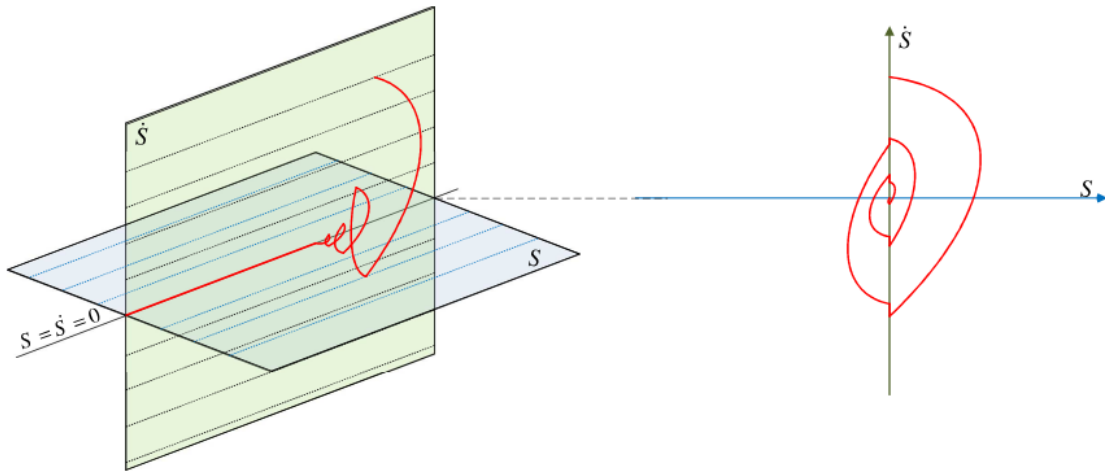


Figure (IV.18) : Trajectoire de phase de l'algorithme du Super Twisting.

avec α et β des constantes positives. La condition suffisante de la convergence de surface du mode glissant du second ordre dans un temps fini est donnée par :

$$\begin{cases} \beta > \frac{\Phi}{\Gamma_m} \\ \alpha^2 \geq \frac{4\Phi \Gamma_M (\beta + \Phi)}{\Gamma_m^2 \Gamma_m (\beta - \Phi)} \\ 0 < \tau \leq 0.5 \end{cases} \quad (\text{IV.44})$$

IV.6 Application de la commande par mode glissant sur le système éolien à base de la MADASB

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'application de deux stratégies de commande afin d'améliorer les performances dynamique du système étudié ; entre autres, la commande par mode glissant du première ordre et celle du second ordre basé sur l'algorithme du Super Twisting.

Notons que le système de commande sera implanté avec une boucle de contrôle interne des courants, et où le contrôleur non-linéaire aura pour tâche de réguler les composantes symétriques du courant.

IV.6.1 Commande par mode glissant d'ordre un des puissances active et réactive

La conception de la commande par mode glissant du premier ordre est réalisée en deux étapes. La première consiste à définir la surface de glissement, puis la conception du contrôleur en deuxième étape en définissant une action de commande qui dirige les trajectoires d'état vers la surface de glissement, [80].

La puissance active sera directement proportionnelle au courant statorique (BC) d'axe q , et la puissance réactive proportionnelle au courant statorique (BC) d'axe d .

Dans ce segment, les surfaces de glissement sont reconnues sur la base des références de puissance

active et réactive présentées dans l'équation (III.15) L'objectif principal de cette conception est de contrôler de manière indépendante les puissances générées active et réactive.

La commande par mode glissant est appliquée afin d'assurer la convergence actuelle (CW) et (PW) vers leurs références. Les surfaces sont présentées comme suit:

$$\begin{cases} S(P_{sp}) = (i_{sc}^{q-ref} - i_{sc}^q) \\ S(Q_{sp}) = (i_{sc}^{d-ref} - i_{sc}^d) \end{cases} \quad (IV.45)$$

Pour garantir la convergence des variables choisies vers les références, les deux surfaces de glissement doivent être nulles comme suit:

$$\begin{cases} S(i_{sc}^{q-ref} - i_{sc}^q) = 0 \\ S(i_{sc}^{d-ref} - i_{sc}^d) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(i_{sc}^{q-ref} - i_{sc}^q) = 0 \\ \frac{d}{dt}(i_{sc}^{d-ref} - i_{sc}^d) = 0 \end{cases} \quad (IV.46)$$

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par l'attractivité de Lyapov: $\dot{s}(x)s(x) < 0$ et l'invariance temporelle de surface $\dot{s}(x) = 0$.

Pour contrôler le courant que nous prenons ($r = 1$), alors la dérivée de la surface est présentée par ce qui suit :

$$\begin{cases} \dot{S}(P_{sp}) = (\dot{i}_{sc}^{q-ref} - \dot{i}_{sc}^q) \\ \dot{S}(Q_{sp}) = (\dot{i}_{sc}^{d-ref} - \dot{i}_{sc}^d) \end{cases} \quad (IV.47)$$

À partir de l'équation (III.14), les dérivées du courant de commande (i_{sc}^d, i_{sc}^q) peuvent être décrites comme suit:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(i_{sc}^d) = \frac{v_{sc}^d}{\lambda_2} - \frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^d + \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^d \\ \frac{d}{dt}(i_{sc}^q) = \frac{v_{sc}^q}{\lambda_2} - \frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^q - \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^q \end{cases} \quad (IV.48)$$

En changeant l'expression (IV.15) en (IV.14), nous aurons:

$$\begin{cases} \dot{S}(P_{sp}) = \left(\dot{i}_{sc}^{q-ref} - \left[\frac{v_{sc}^q}{\lambda_2} - \frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^q - \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) \right] - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^q \right) \\ \dot{S}(Q_{sp}) = \left(\dot{i}_{sc}^{d-ref} - \left[\frac{v_{sc}^q}{\lambda_2} - \frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^q + \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^d \right] \right) \end{cases} \quad (IV.49)$$

Afin de garantir la convergence du système vers la surface, la condition suivante doit être remplie:

$$\dot{S}(P_{sp}, Q_{sp}) S(P_{sp}, Q_{sp}) < 0 \quad (IV.50)$$

L'algorithme de contrôle est connu par la relation:

$$\begin{cases} v_{sc}^d = v_{sc}^{d-eq} + v_{sc}^{d-dis} \\ v_{sc}^q = v_{sc}^{q-eq} + v_{sc}^{q-dis} \end{cases} \quad (IV.51)$$

- v_{sc}^d, v_{sc}^q : grandeurs de commande,
- $v_{sc}^{d-eq}, v_{sc}^{q-eq}$: grandeur de commande équivalente,
- $v_{sc}^{d-dis}, v_{sc}^{q-dis}$: terme de commutation de commande.

Le vecteur de tension de l'enroulement de contrôle (CW) équivalent est montré par :

$$\begin{cases} v_{sc}^{q-eq} = \lambda_2 \dot{i}_{sc}^{q-ref} + (R_{sc} i_{sc}^q + \omega_{sc} (\lambda_1 \psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) + \lambda_4 \dot{\psi}_r^q) \\ v_{sc}^{d-eq} = \lambda_2 \dot{i}_{sc}^{d-ref} + (R_{sc} i_{sc}^d - \omega_{sc} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) + \lambda_4 \dot{\psi}_r^d) \end{cases} \quad (IV.52)$$

Pour cette raison, le terme de commutation est délivré par:

$$\begin{cases} v_{sc}^{q-dis} = k_q \cdot \text{sign } S(P_{sp}) \\ v_{sc}^{d-dis} = k_d \cdot \text{sign } S(Q_{sp}) \end{cases} \quad (IV.53)$$

Les commandes globales en mode glissant du système illustrées sur la figure(IV.19).

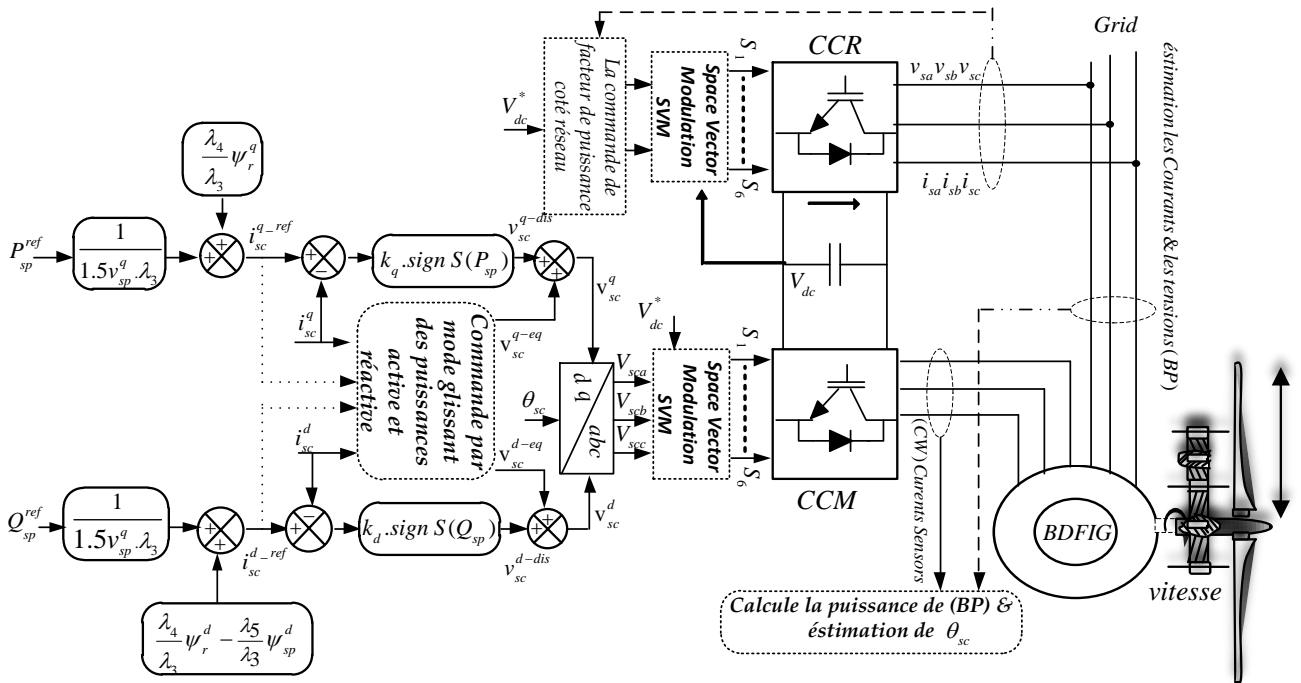


Figure (IV.19) : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.

IV.6.2 Commande par mode glissant de second ordre des puissances active et réactive

L'algorithme de super-twisting est implémenté pour concevoir un contrôle utilisant la commande par

mode glissant d'ordre deux qui assure des performances robustes en présence de variation et de perturbation paramétriques.

Les surfaces glissantes sont données dans le but de contrôler indépendamment les puissances générées actives et réactives.

[106, 115] a présenté l'approche de contrôle proposée, qui repose sur l'algorithme de super-twisting. Le contrôleur de mode glissant d'ordre supérieur (deuxième) proposé contient deux parties:

$$v_{sc}^q = u_1 + u_2$$

$$\Rightarrow \begin{cases} u_1 = \alpha_1 |S(P_{sp})|^r \text{sign } S(P_{sp}) \\ \dot{u}_2 = \beta_1 \text{sign } S(P_{sp}) \end{cases} \quad (\text{IV.54})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \dot{S}(P_{sp}) = \left(\frac{v_{sc}^q}{\lambda_2} - \frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^q - \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^q - \dot{i}_{sc}^{q-ref} \right) \\ \ddot{S}(P_{sp}) = \varphi_1(t, x) + \gamma_1(t, x) \dot{v}_{sc}^q \end{cases} \quad (\text{IV.55})$$

et :

$$v_{sc}^d = w_1 + w_2$$

$$\Rightarrow \begin{cases} w_1 = \alpha_2 |S(Q_{sp})|^r \text{sign } S(Q_{sp}) \\ \dot{w}_2 = \beta_2 \text{sign } S(Q_{sp}) \end{cases} \quad (\text{IV.56})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \dot{S}(Q_{sp}) = \left(\frac{v_{sc}^d}{\lambda_2} - \frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^d + \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^d - \dot{i}_{sc}^{d-ref} \right) \\ \ddot{S}(Q_{sp}) = \varphi_2(t, x) + \gamma_2(t, x) \dot{v}_{sc}^d \end{cases} \quad (\text{IV.57})$$

En posant G1 et G2 tels que:

$$\begin{cases} G_1 = -\frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^q - \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^q \\ G_2 = -\frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^d + \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^d \end{cases} \quad (\text{IV.58})$$

alors cela donne:

$$\begin{cases} \ddot{S}(P_{sp}) = \frac{1}{\lambda_2} \dot{v}_{sc}^q + \dot{G}_1 \\ \ddot{S}(Q_{sp}) = \frac{1}{\lambda_2} \dot{v}_{sc}^d + \dot{G}_2 \end{cases} \quad (\text{IV.59})$$

Considérons maintenant la commande suivante:

$$\begin{cases} v_{sc}^q = u_2 + \alpha_1 |S(P_{sp})|^\tau \text{sign} S(P_{sp}); \\ \dot{u}_2 = \beta_1 \cdot \text{sign} S(P_{sp}); \\ v_{sc}^d = w_2 + \alpha_2 |S(Q_{sp})|^\tau \text{sign} S(Q_{sp}); \\ \dot{w}_2 = \beta_2 \cdot \text{sign} S(Q_{sp}); \\ 0 < \tau < 0.5. \end{cases} \quad (IV.60)$$

avec des constantes positives $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2, \varphi_1, \varphi_2$ qui satisfont les inégalités suivantes.

$$\Rightarrow \begin{cases} |\dot{G}_1| < \varphi_1 \\ \alpha_1 \geq \varphi_1 \\ \beta_1^2 \geq \frac{\varphi_1(\alpha_1 + \varphi_1)}{(\beta_1 - \varphi_1)} \\ |\dot{G}_2| < \varphi_2 \\ \alpha_2 \geq \varphi_2 \\ \beta_2^2 \geq \frac{\varphi_2(\alpha_2 + \varphi_2)}{(\beta_2 - \varphi_2)} \end{cases} \quad (IV.61)$$

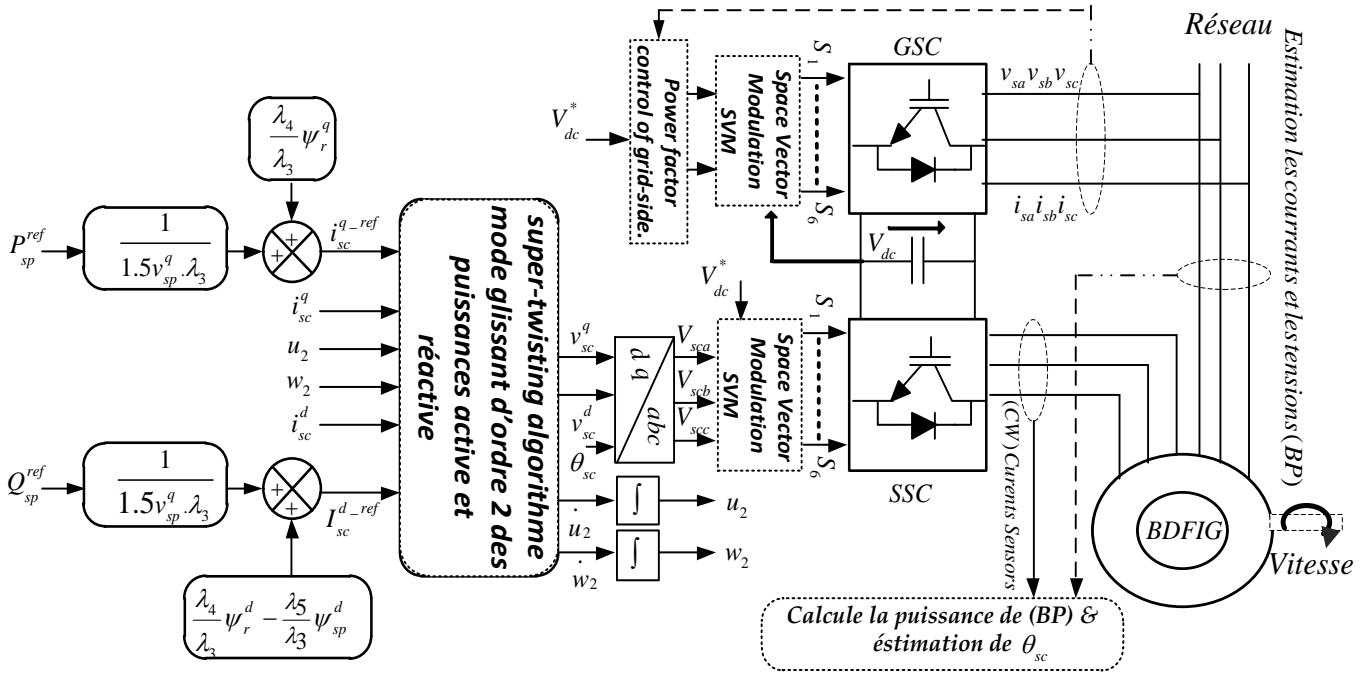


Figure (IV.20) : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant d'ordre deux.

Nous garantissons ainsi la convergence des $S(P_{sp})$ et $S(Q_{sp})$, respectivement, dans un temps fini t_{p_p} et $t_{Q_{sp}}$ respectivement.

Nous aurons donc:

$$\begin{cases} i_{sc}^{d-ref} = i_{sc}^d, & \forall t > t_{i_{sc}^d} \\ i_{sc}^{q-ref} = i_{sc}^q, & \forall t > t_{i_{sc}^q} \end{cases} \quad (IV.62)$$

La stratégie de contrôle par mode glissant d'ordre deux vise à: améliorer l'efficacité énergétique, accroître la fiabilité et minimiser le phénomène de chattering. La figure (IV.20) présente le schéma de principe général de commande par mode glissant d'ordre deux.

IV.7 Résultats de simulation

Afin d'évaluer les performances de la commande par mode glissant du premier ordre et du second ordre appliquées au système éolien à base de la MADA Sans Balais, un ensemble de simulation a été effectué dans les mêmes conditions que celles utilisées dans le chapitre précédent.

Le schéma synoptique global de la simulation réalisée est présenté sur la figure (IV.21). Le profil du vent qui sera appliqué pour la turbine éolienne a une valeur moyenne de (8m/s). Le coefficient de puissance est obtenu pour un angle de calage $\beta = 0^\circ$, qui nous donne un $\lambda_{opt} = 9.2$. On cherche à le garder conserver le plus longtemps possible afin de maximiser la production. Il varie légèrement selon la variation de la vitesse du vent.

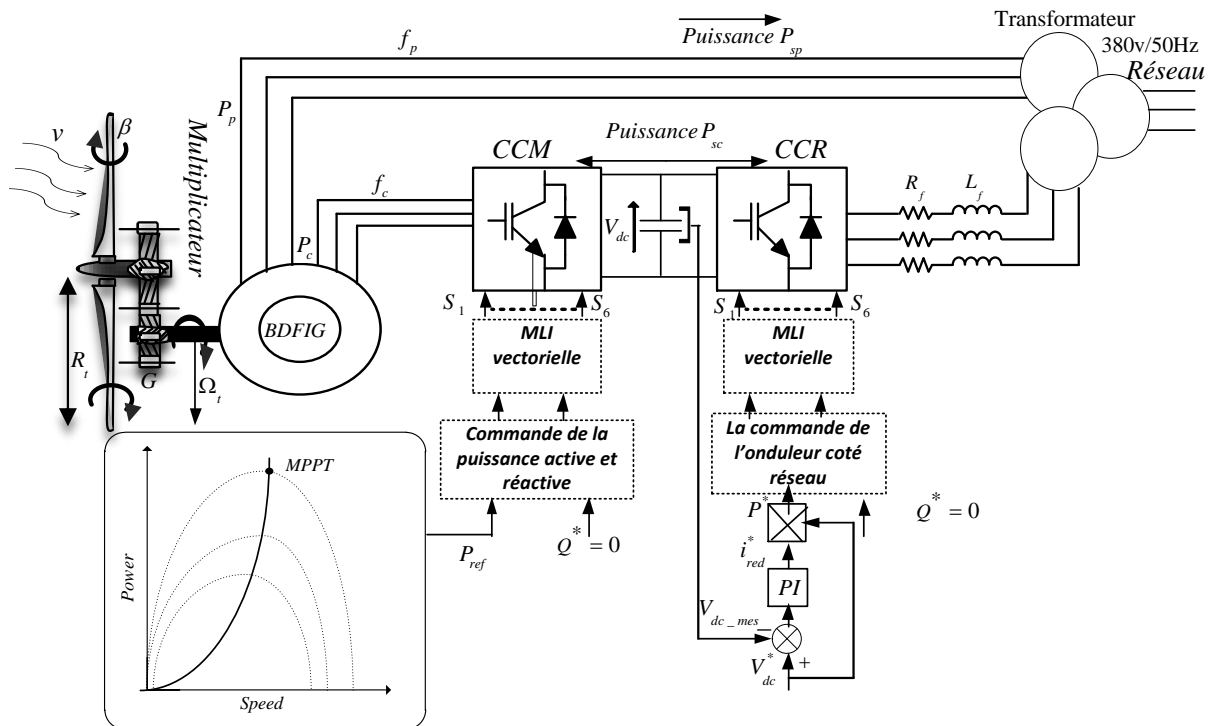


Figure (IV.21) : Schéma synoptique du système éolien global (convertisseur, MADASB et turbine).

Les différents résultats de simulation du comportement du système global sous MATLAB/Simulink sont donnés par les figures ci-dessous.

IV.7.1 Résultats de simulation du système par la commande par mode glissant d'ordre un
Sliding Mode Control(SMC1)

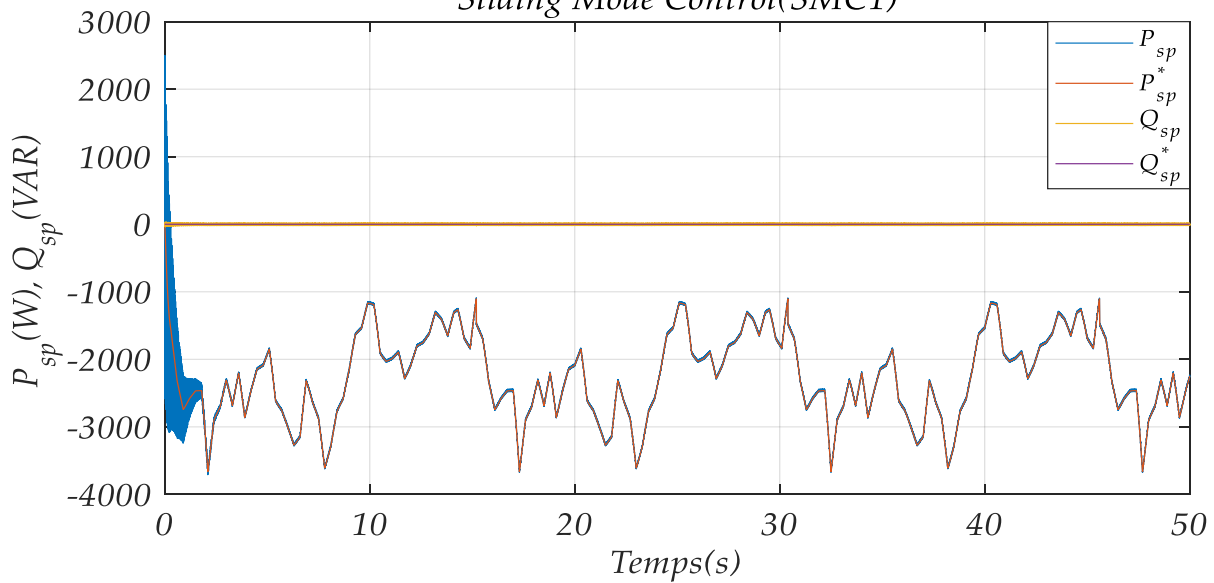


Figure (IV.22) : Puissances active et réactive statorique de la MADASB par la commande par mode glissant d'ordre un.

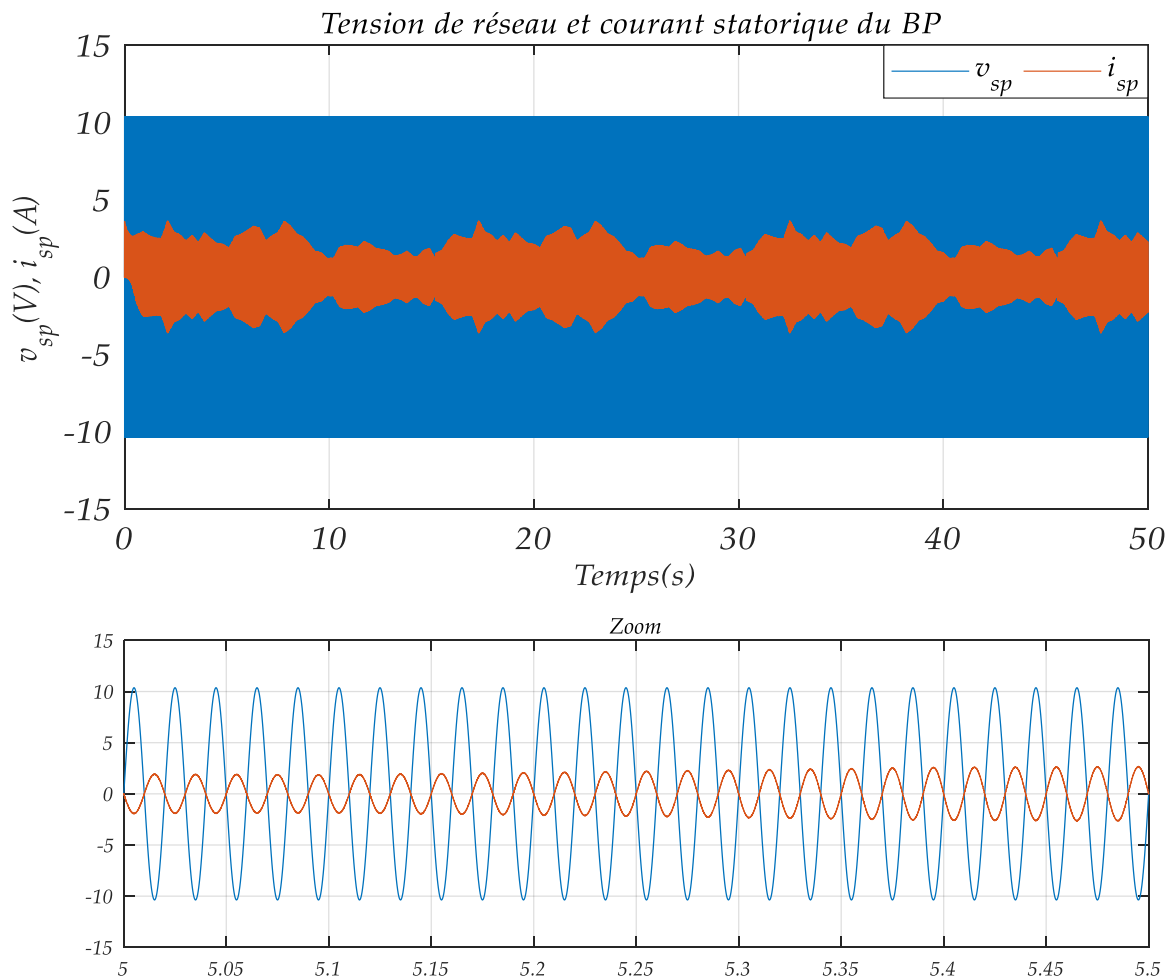


Figure (IV.23) : La tension de réseau et le courant statorique de BP.

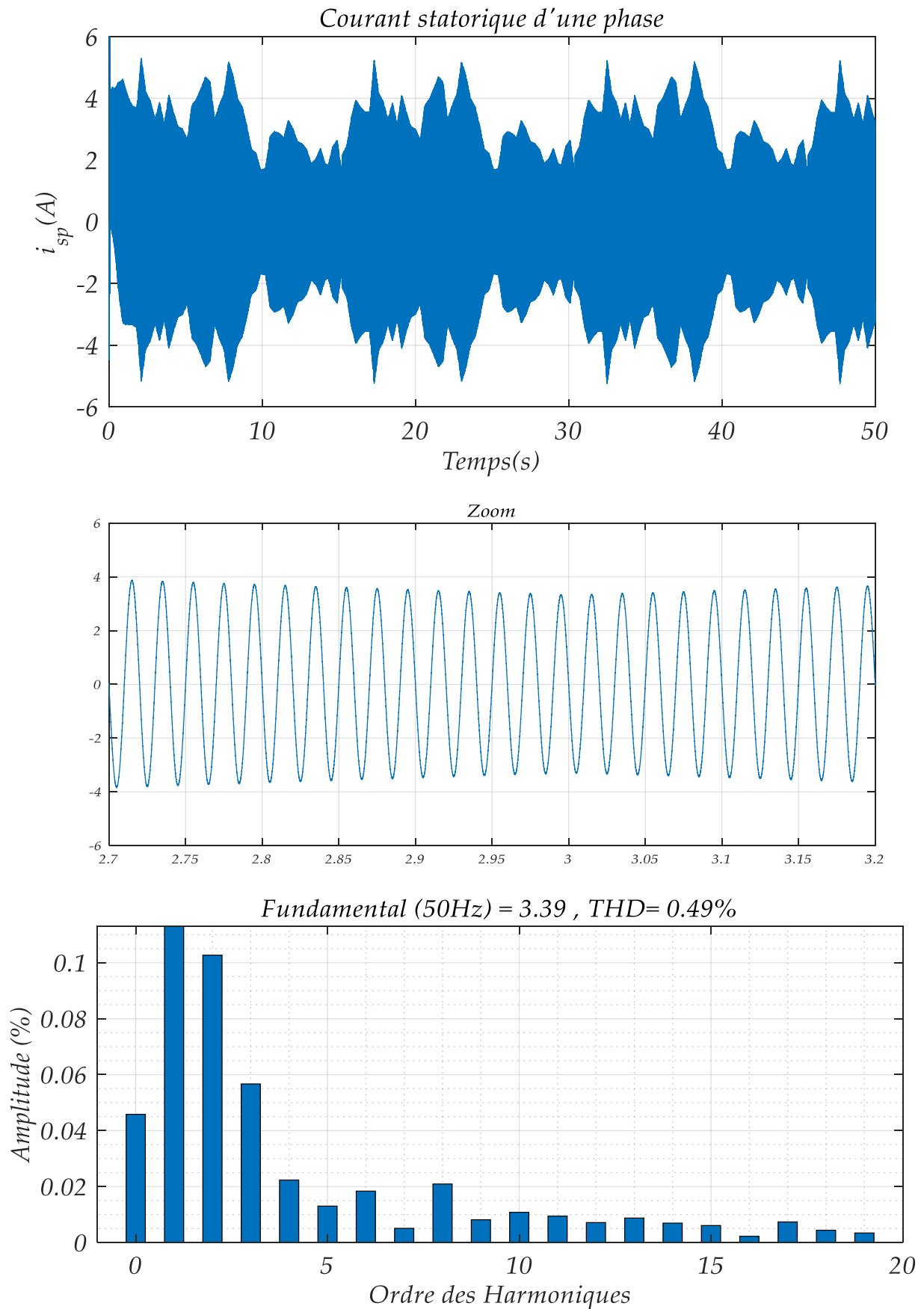


Figure (IV.24) : Courant statorique d'une phase, zoom et spectre harmonique du courant statorique.

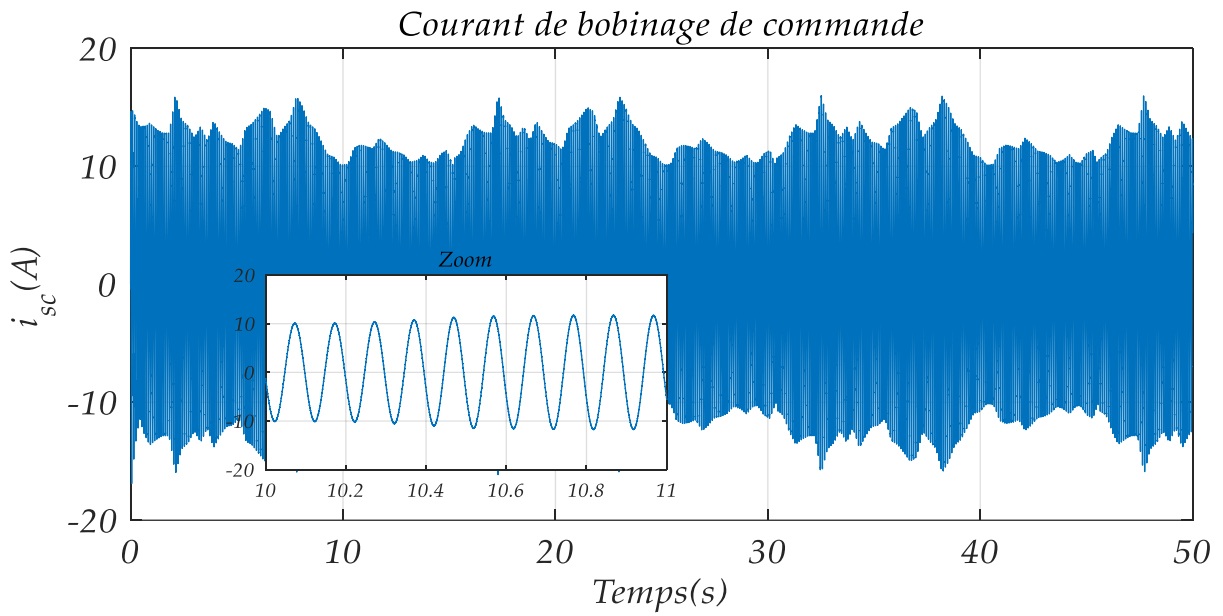


Figure (IV.25) : Courant du bobinage de commande.

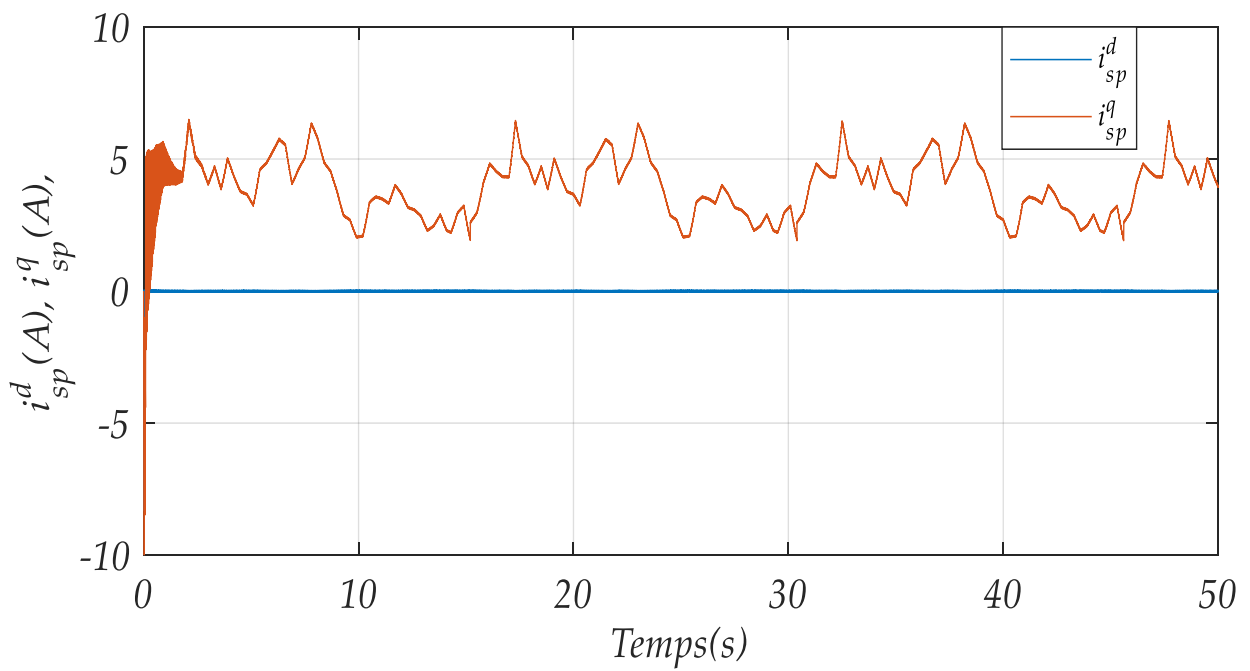


Figure (IV.26): Courant de stator de puissance (BP)

IV.7.2 Résultats de simulation du système par la commande mode glissant d'ordre deux

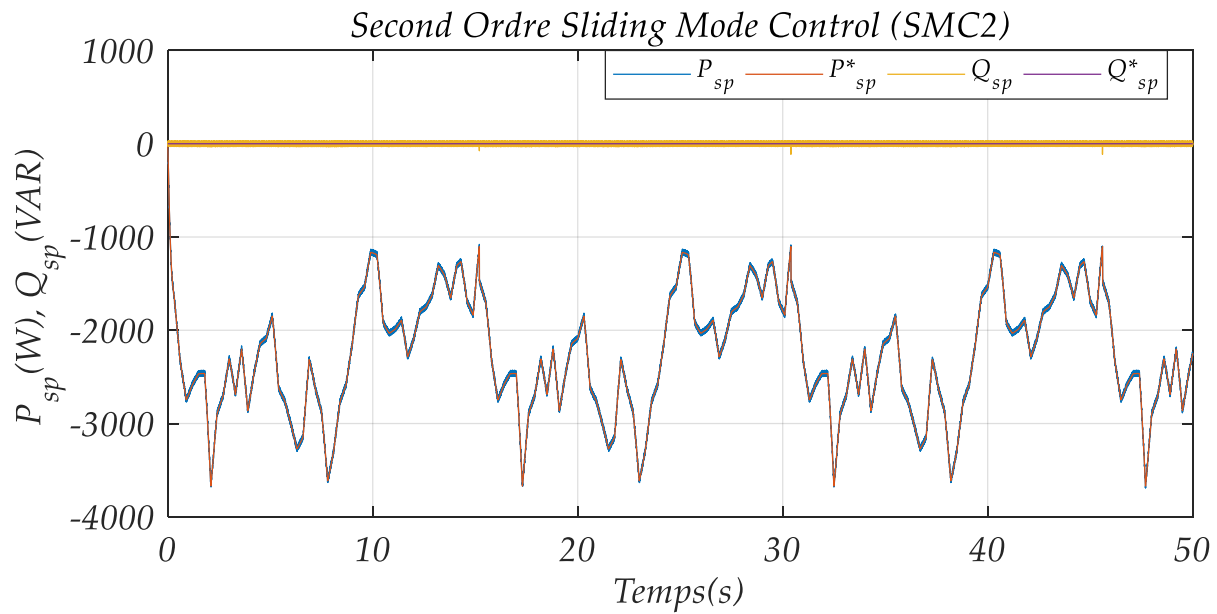


Figure (IV.27) : Puissances active et réactive statorique de la MADASB par la commande mode glissant d'ordre deux.

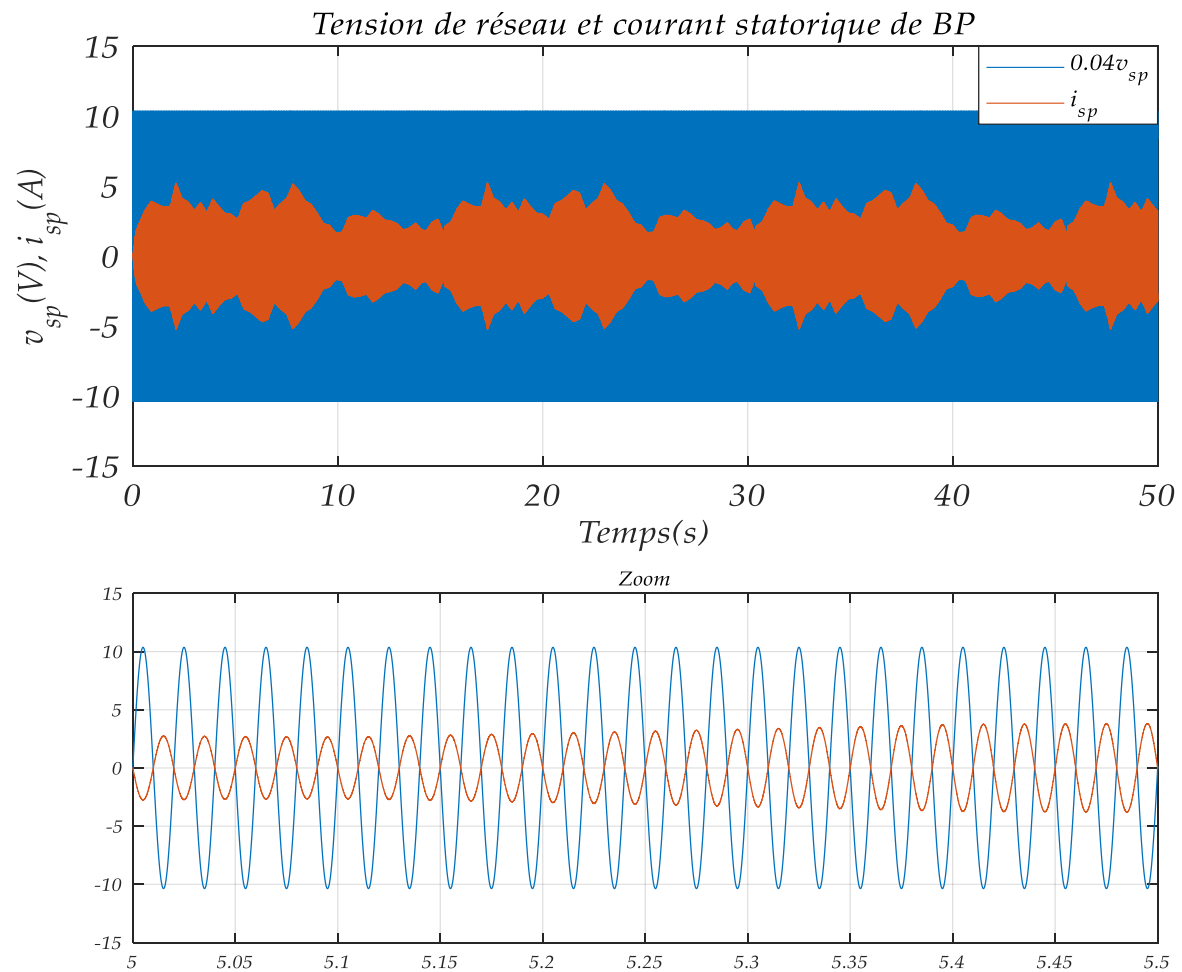


Figure (IV.28) : La tension de réseau et le courant statorique de BP.

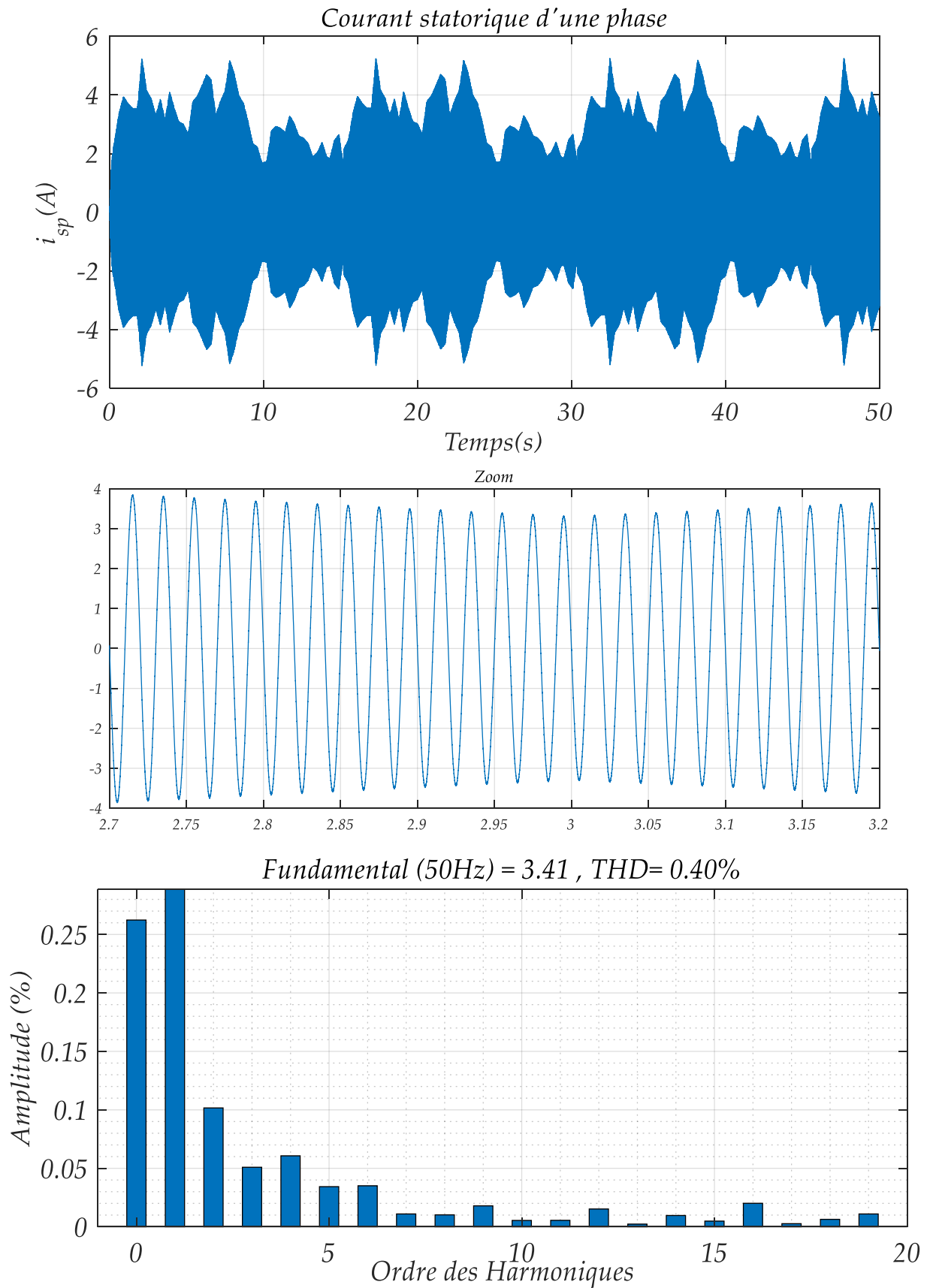


Figure (IV.29) : Courant statorique d'une phase, zoom et spectre harmonique du courant statorique.

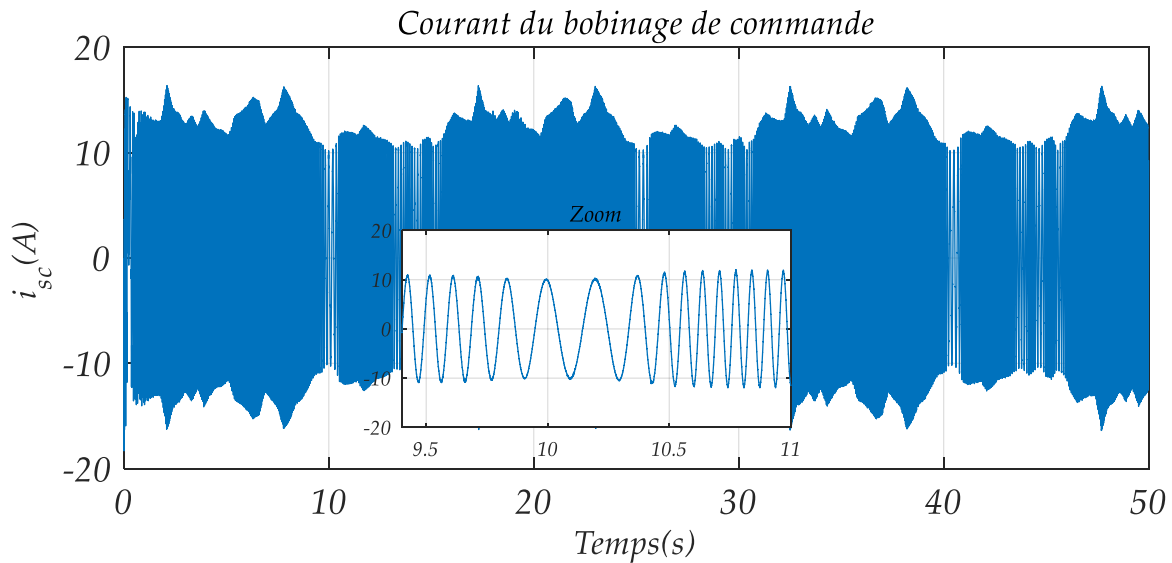


Figure (IV.30) : Courant du bobinage de commande.

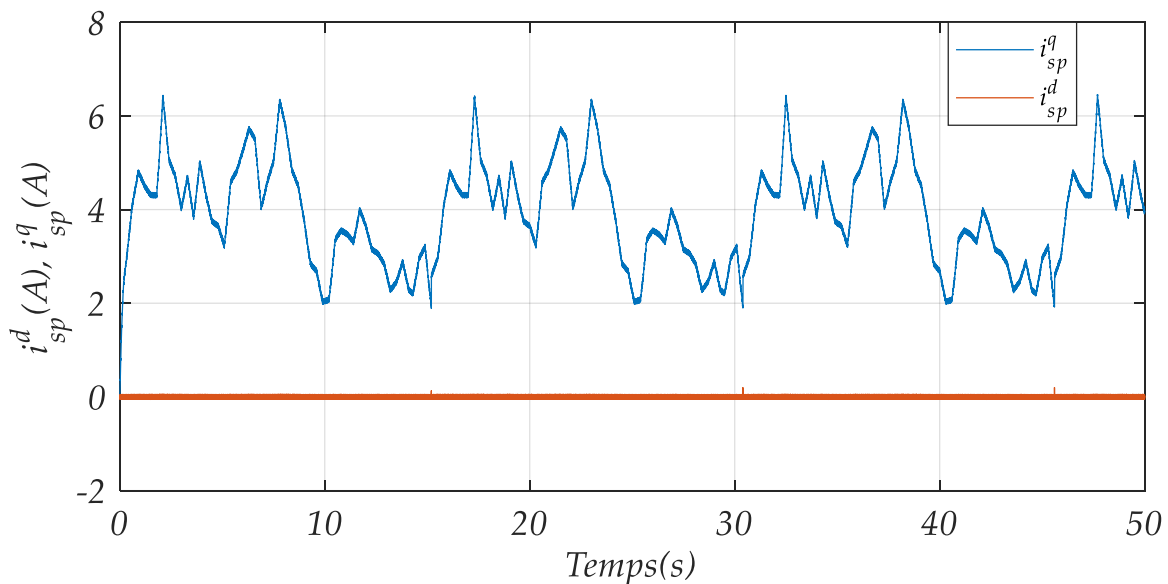


Figure (IV.31): Courant de stator de puissance (BP)

IV.7.3 Interprétation des résultats

En se basant sur les résultats de simulations obtenus, il nous est apparu nécessaire de procéder à une comparaison globale entre les deux stratégies de commande.

Les figures nous montrent les performances de contrôles du stator des puissances actives et réactives utilisées dans un mécanisme d'éolienne structurée à partir d'un BDFIG en cascade, d'un redresseur et d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

Les Figures (IV.22) et (IV.27) montrent que les deux stratégies de commande assurent un découplage entre les deux puissances statoriques (actif et réactif).

Les résultats obtenus montrent également que l'utilisation des deux commandes permet de maintenir les puissances active et réactive aux valeurs recherchées, de même qu'un bon suivi de consigne avec

une rapidité et précision remarquable, tout en observant l'apparition du phénomène de chattering (Figure (IV.22)). Par ailleurs, nous remarquons que les résultats de la technique de commande par mode glissant d'ordre deux (HOSMC) sont plus performants que ceux de la commande par mode glissant d'ordre un. Nous voyons également en cas de décalage de référence que le HOSMC ne dispose d'aucun dépassement des deux puissances active et réactive lors du phénomène transitoire.

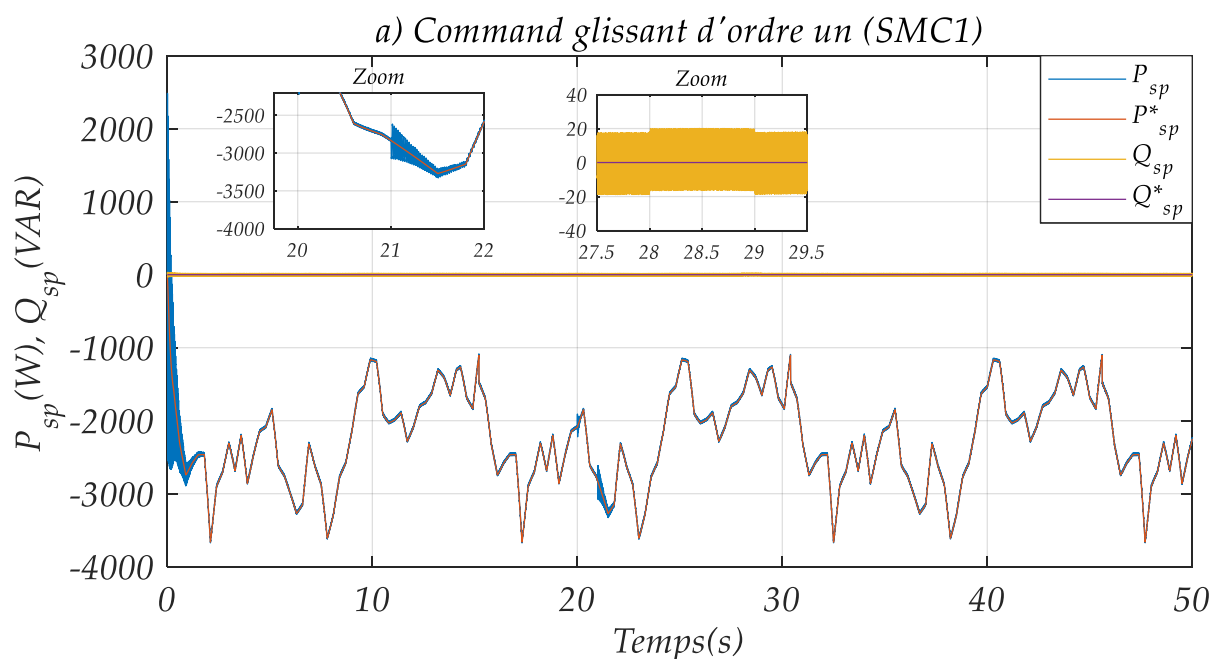
Les figures (IV.23) et (IV.28) illustrent la tension et le courant de la première phase statorique du (BP) et le déphasage entre eux, ce qui traduit la production de l'énergie électrique sous un facteur de puissance unitaire. Le facteur de puissance unitaire est assuré par le contrôleur proposé.

Les figures (IV.24), (IV.25), (IV.29), (IV.30) présentent les courants de bobinage dans lesquels nous constatons que la fréquence et l'amplitude de ces courants de commande changent pendant la période de variation des puissances active et réactive. D'autre part, la fréquence du courant de bobinage de puissance reste constante pour être adaptée à la fréquence d'alimentation du réseau. Ainsi, lorsque la référence de la puissance active change, l'amplitude du courant change également. L'analyse spectrale du courant de ligne illustré sur les figures (IV.24, IV.29) montre bien que les harmoniques des rangs faibles sont rejetés vers les hautes fréquences tout en diminuant le taux de distorsion harmonique pour les deux techniques de commande.

Les Figures (IV.26) et (IV.31) présentent le suivi précis des valeurs de consigne avec une rapidité et une précision remarquables. Il convient de noter que la robustesse de la structure de contrôle par mode glissant d'ordre deux doit être vérifiée en tenant compte de l'incertitude des paramètres.

IV.7.4 Teste de Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques

Pour déterminer le comportement de la structure de contrôle et vérifier la robustesse des régulateurs mis en œuvre, on procède à la variation la résistance du stator (PW et CW) suite au changement de température, comme indiqué sur la figure (III.25) du chapitre précédent.



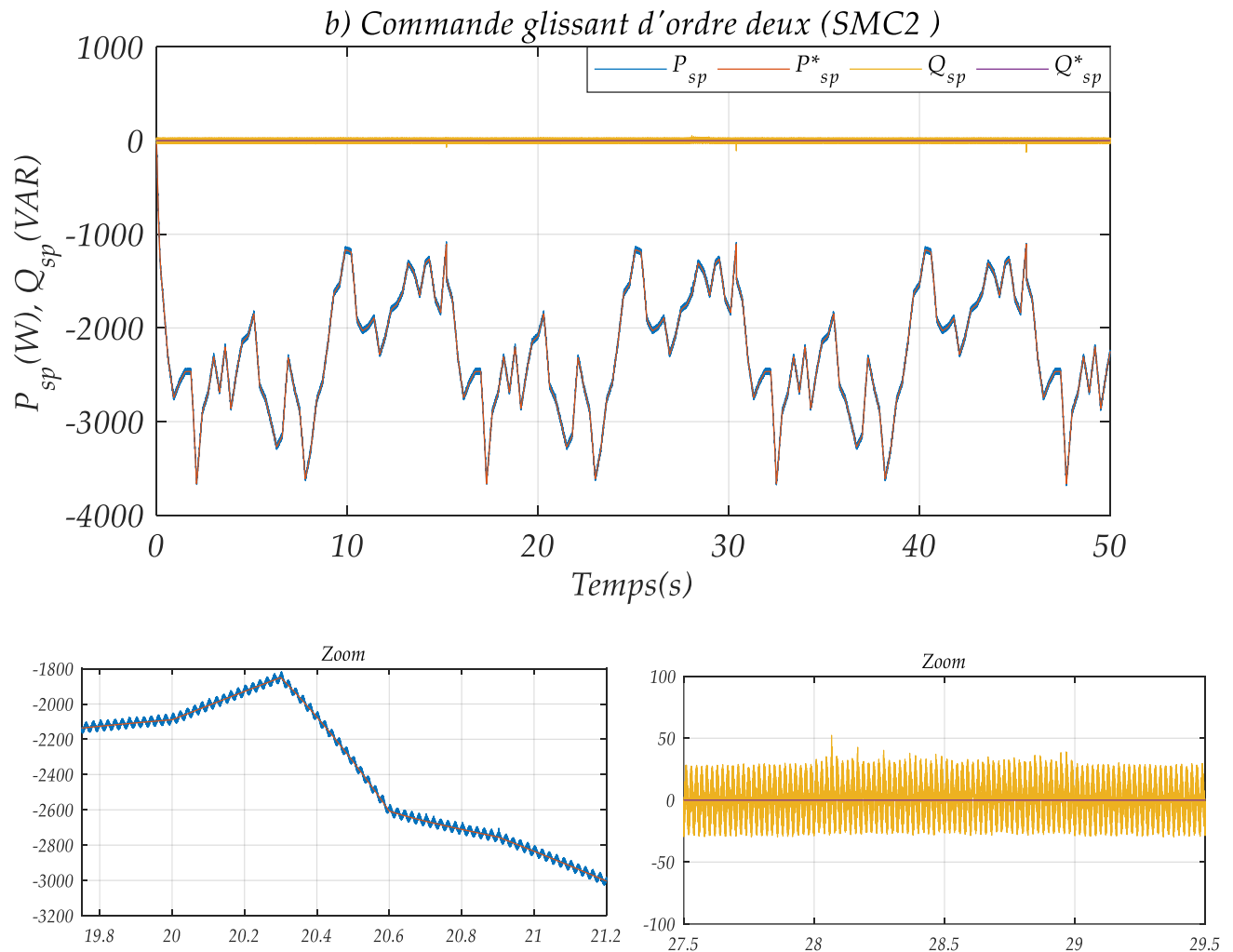


Figure (IV.32) : Puissance active et réactive a) mode glissant d'ordre un ;
b) mode glissant d'ordre deux.

La figure (IV.32) affiche à la fois une réponse de suivi des consignes des puissances active et réactive du stator et un test de robustesse contre une augmentation de la résistance du stator 100% PW et CW à 20 s et 28 s, respectivement. La figure (IV.32.a) décrit les résultats d'un contrôle par mode glissant d'ordre un, alors que la figure (IV.32.b) présente ceux du contrôle proposé par mode glissant d'ordre deux. Les résultats montrent que l'approche de contrôle par super twisting proposée permet d'obtenir des améliorations remarquables des performances dynamiques et statiques.

De plus, l'approche proposée conduit à un découplage parfait entre les deux composantes de puissances générées au stator. Il est clairement observé sur la figure (IV.32.b) qu'il existe une atténuation des oscillations et un meilleur suivi de consigne.

IV.8 Conclusion

Ce chapitre a pour objectif de présenter les deux stratégies de commande par mode glissant de premier et de second ordre à un système éolien à vitesse variable basé sur une MADA Sans Balais pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées.

En premier lieu, nous avons présenté l'aspect théorique de la commande par mode glissant d'ordre un 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. La stratégie de commande par mode glissant de second ordre proposée est basée sur un algorithme Super-Twisting. L'application de ces commandes à flux orienté sur le système a permis de régler indépendamment les puissances produites par la MADA Sans Balais.

Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application de ces deux commandes sur le système entraîné avec une vitesse variable, ont montré leurs 'efficacités respectives. On remarque à travers les résultats obtenus par la technique du mode glissant d'ordre deux sont meilleurs et plus performants que ceux du mode glissant d'ordre un (dépassement, temps de réponse, et précision de poursuite, ...). En plus de ces avantages, elle garantit à l'utilisateur de la MADASB une bonne robustesse et une fiabilité élevée, ainsi qu'une insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Chapitre V

Commandes par retour d'état et backstepping d'un Système Eolien basé sur une MADA Sans Balais

V.1 Introduction

On rencontre un nombre croissant de correcteurs dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne et ce pour augmenter la stabilité, les marges de sécurité ou les puissances active et réactive. Ces correcteurs peuvent être synthétisés en adoptant, soit une approche linéaire, soit une approche non-linéaire, [117] [118]. La commande linéaire est un sujet "mûr" avec beaucoup d'exemples d'applications industrielles réussies, [119]. Toutefois, on se demande pourquoi tant de chercheurs et de concepteurs dans les secteurs tels que l'avionique et le spatial, la robotique, le génie des procédés et le génie biomédical, montrent un intérêt important pour l'élaboration et les applications des méthodologies de commande non linéaire, [117]. Les méthodes de commande linéaire se conçoivent sur l'hypothèse de validité d'un modèle linéaire sur une plage de fonctionnement suffisamment large. Quand cette hypothèse n'est pas satisfaite, le contrôleur linéaire est susceptible de fonctionner très mal et peut être instable, puisque les non-linéarités du système peuvent ne pas être correctement compensées, même dans le cas d'une approche de type commande robuste qui a ses limites, [117]. En revanche, les contrôleurs non linéaires, peuvent prendre en compte des non-linéarités du système si elles sont connues et conduire à des lois de commande dont la performance et la robustesse sont peu sensibles voire indépendantes du point de fonctionnement considéré, [120].

Le présent chapitre décrira deux commandes non linéaires robustes des puissances active et réactive de la MADASB à savoir la commande par retour d'état linéarisante et la commande backstepping. Ainsi, nous présenterons tout d'abord, quelques outils mathématiques nécessaires pour la compréhension de ces techniques avant de les appliquer au système de conversion d'énergie éolienne considéré. Afin d'améliorer les performances de la commande de la machine, ces techniques sont des approches non linéaires et robustes contre les variations paramétriques et aux bruits de mesures. La structure et la synthèse de ces commandes seront détaillées pour pouvoir élaborer par la suite un algorithme adéquat basé sur le principe de l'orientation du flux statorique. Ces algorithmes nous permettront d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et le suivi des allures de puissances

active et réactive générées par une MADASB dans un système de conversion d'énergie éolienne, et d'assurer par la suite la stabilité et l'équilibre du système.

V.2 Commande par retour d'état linéarisante

La commande linéarisante Entrée-Sortie (Input-Output Feedback Linearization) a fait son apparition dans les années 1980 avec les travaux d'Isidori, [121], et les apports bénéfiques de la géométrie différentielle. La linéarisation des systèmes non linéaires, permet d'appliquer une commande linéaire à un système non-linéaire, où l'une des méthodes utilisées est la linéarisation au sens Entrée-Sortie, [122]. Lorsque les dynamiques des zéros sont stables, il est possible de transformer le système non linéaire en une chaîne d'intégrateurs, [123].

V.2.1 Principe de la commande par retour d'état linéarisante

Le concept de la linéarisation par retour d'état est maintenant très connu. Dans cette méthode, on cherche à trouver une relation linéaire entre la sortie et une nouvelle entrée, en effectuant un bon choix de la loi linéarisant. Le modèle équivalent obtenu étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques, [124]. La conception de la commande basée sur la linéarisation par retour d'état comprend trois étapes, [117] :

- Différencier la sortie y jusqu'à l'apparition de l'entrée u ;
- Choisir l'entrée u pour éliminer la non-linéarité et assurer la convergence de poursuite ;
- Etudier la stabilité de la dynamique interne.

V.2.2 Outils mathématiques

V.2.2.1 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse $h(x)$ par rapport au vecteur x par le vecteur de ligne $\nabla h(x)$,

$$(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i} \quad (\text{V.1})$$

De façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le *Jacobien* de $f(x)$, [56],

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}, \quad \dim \nabla f = (n \times n) \quad (\text{V.2})$$

V.2.2.2 Dérivée de Lie

Soient $f : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ un champ de vecteurs et $h : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de *Lie* comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$, donnant la dérivée de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, telle que :

$$L_f h = \nabla h \cdot f = \left[\frac{\partial h}{\partial x_1} \quad \frac{\partial h}{\partial x_2} \quad \dots \quad \frac{\partial h}{\partial x_n} \right] \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (\text{V.3})$$

Pour un ordre quelconque, on a:

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1}h)f = \nabla(L_f^{i-1}h)f \quad i = 1, \dots, p \quad (\text{V.4})$$

Et

$$L_f^0 h = h \quad (\text{V.5})$$

De plus, si g est un autre champ de vecteurs, alors la fonction scalaire est donnée par :

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h)g \quad (\text{V.6})$$

V.2.2.3 Degré relatif

Le degré relatif est le nombre de fois qu'il faut dériver la variable de sortie avant que l'entrée apparaisse de façon explicite dans l'expression des dérivées. Cette notion permet de vérifier si la linéarisation est exacte ou partielle. Deux cas peuvent se présenter :

- Si le degré relatif associé à la linéarisation par retour d'état est égal à l'ordre du système, le système est alors totalement linéarisable ou accepte une linéarisation exacte.
- Si le degré relatif du système est inférieur à l'ordre du système, alors la linéarisation est partielle, ce qui nécessite l'étude local de la stabilité de la dynamique interne du système,[124].

V.2.3 Commande par retour d'état linéarisante des systèmes mono-entrée mono-sortie

Le but de l'application de la méthode de linéarisation est de trouver une commande de type retour d'état non linéaire, qui en boucle fermée ramène le système mono-entrée mono-sortie (V.7) à un système linéaire autour d'un point de fonctionnement, [125] ; cela permet d'obtenir un comportement linéaire du système non linéaire sur toute la plage de fonctionnement.

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{V.7})$$

Avec :

x : Vecteur d'état;

u : Entrée du système ;

y : Sortie du système ;

$h(x)$: Fonction analytique de x ;

f, g : Champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

Le système (V.7) est dit de degré relatif r si:

$$\begin{cases} L_g L_f^i h(x) = 0 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0 \end{cases} \quad 0 \leq i < r-1 \quad (\text{V.8})$$

Avec $L_f h$: dérivée de Lie de h suivant le champ de vecteurs f donné par :

$$L_f^i h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \quad (\text{V.9})$$

On dérive la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression suivante :

$$\begin{aligned}\dot{y} &= \frac{\partial h(x)}{\partial x} \left(\frac{\partial x}{\partial t} \right) \\ \dot{y} &= \frac{\partial h(x)}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \\ \dot{y} &= L_f h(x) + L_g h(x)\end{aligned}\tag{V.10}$$

Si, $L_g h(x) \neq 0, \forall x \in \mathfrak{R}^n$, on montre aisément que la commande est:

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} (-L_f h(x) + v)\tag{V.11}$$

Cette commande conduit au système linéaire représentant un simple intégrateur :

$$\dot{y} = v\tag{V.12}$$

Si $L_g h(x) = 0$ on continue la dérivation pour obtenir :

$$y^{(i)} = L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x)u \quad i = 1, 2, \dots\tag{V.13}$$

Avec : $L_g L_f^{i-1} h(x) \neq 0$

La méthode consiste donc à déterminer le degré de dérivation r à partir duquel le coefficient multiplicateur de la commande $L_g L_f^{r-1} h(x)$ n'est pas nul. r est dit le degré relatif de h . On montre que si nous avons :

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u\tag{V.14}$$

Alors, la commande est la suivante :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x)} (-L_f^r h(x) + v)\tag{V.15}$$

Cette commande conduit à un système linéaire équivalent à une chaîne de r intégrateurs en cascade, [126], figure V.1, défini par :

$$y^{(r)} = v\tag{V.16}$$

Cela permet d'imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée v .

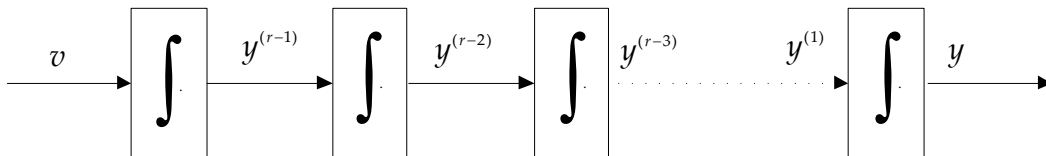


Figure (V.1) : Dynamique du système (SISO) linéarisé.

Si le degré relatif est supérieur à 1, on a : $L_g h(x) = 0$ donc $\dot{y} = L_f h(x)$ et on montre que :

$$\begin{cases} y^{(i)} = L_f^i h(x) \\ y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) u \end{cases} \quad 0 \leq i \leq r-1 \quad (\text{V.17})$$

Pour un système commandable, on a toujours $r \leq n$. Si l'entrée n'apparaît pas après n dérivations de la sortie, le système est non commandable.

Le schéma bloc du système SISO linéarisé est donné par la figure (V.2)

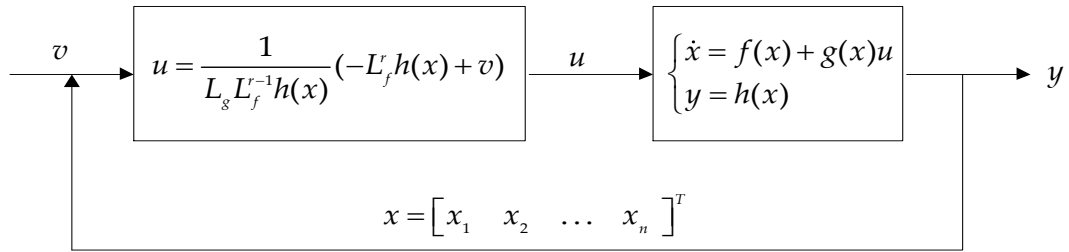


Figure (V.2) : Schéma bloc du système (SISO) linéarisé.

❖ Conception de la nouvelle commande v

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de la commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire :

$$v = y_d^{(r)} + k_{r-1}(y_d^{(r-1)} - y^{(r-1)}) + \dots + k_1(y_d - y) \quad (\text{V.18})$$

Où les éléments $\{y_d, y_d^{(1)}, \dots, y_d^{(r-1)}, y_d^{(r)}\}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour la sortie. Si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme :

$$S^r + k_{r-1} S^{r-1} + \dots + k_2 S + k_1 = 0 \quad (\text{V.19})$$

Soit un polynôme *d'Hurwitz* (possède des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur $e(t) = y_d(t) - y(t)$ satisfait :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (\text{V.20})$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure (V.3).

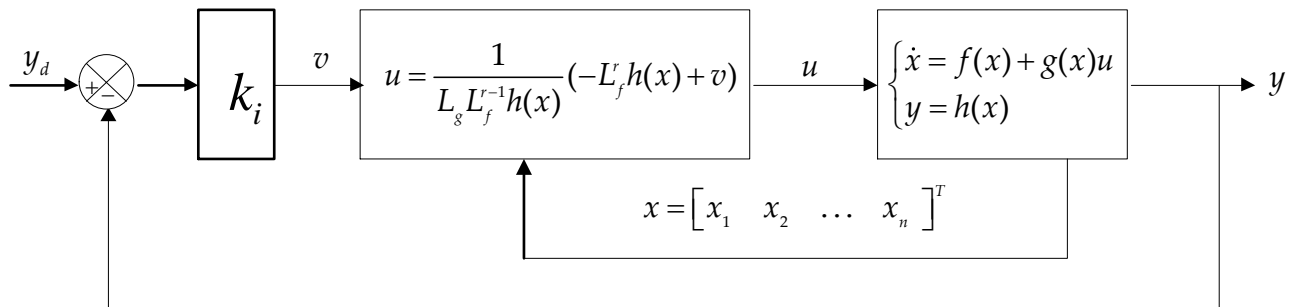


Figure (V.3) : Schéma bloc du système (SISO) linéarisé en boucle fermée.

V.2.4 Commande par retour d'état linéarisante des systèmes multi-entrée multi-sortie

Soit le système non-linéaire de n entrées et p sorties suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^n g_i(x)u_i & i = 1, 2, \dots, n \\ y_i = h_i(x) \end{cases} \quad (\text{V.21})$$

Où

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n]^T \in \mathfrak{R}^n : \text{Vecteur d'état ;}$$

$$u = [u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_p]^T \in \mathfrak{R}^p : \text{Vecteur de commande ;}$$

$$y = [y_1 \quad y_2 \quad \dots \quad y_p]^T \in \mathfrak{R}^p : \text{Vecteur de sortie.}$$

f, g_i sont des champs de vecteurs lisses.

$h_i, \quad i = 1, 2, \dots, p$ une fonction scalaire.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression suivante, [117] :

$$y_j^{r_j} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) u_i \quad j = 1, 2, \dots, p \quad (\text{V.22})$$

Où : $L_f^i h_j$ et $L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j)$ sont les $i^{\text{ème}}$ dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g ;

r_j : Connu sous le nom de degré relatif correspondant à la sortie y_j , est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (V.22).

Le degré relatif total (r) est défini comme la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (V.14). Il doit être inférieur ou égal à l'ordre du système.

On dit que le système (V.21) a pour degré relatif (r) s'il vérifie:

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \quad 0 < k < r_j - 1, 1 < j < p, 1 < i < p, 0 < k < r_j - 1 \quad (\text{V.23})$$

$$L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0 \quad k = r_j - 1 \quad (\text{V.24})$$

Pour trouver l'expression de la loi linéarisante u qui permet de rendre linéaire la relation entre les entrées et les sorties, on réécrit l'expression (IV.21) sous sa forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix} = \xi(x) + D(x)u \quad (\text{V.25})$$

Où :

$$\xi(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{V.26})$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{V.27})$$

$D(x)$ est appelé matrice de découplage du système.

Si on suppose que $D(x)$ n'est pas singulier, la loi de commande linéarisante a pour forme:

$$u = D(x)^{-1}(\xi(x) + v) \quad (\text{V.28})$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $D(x)$ est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné par la figure (V.4).

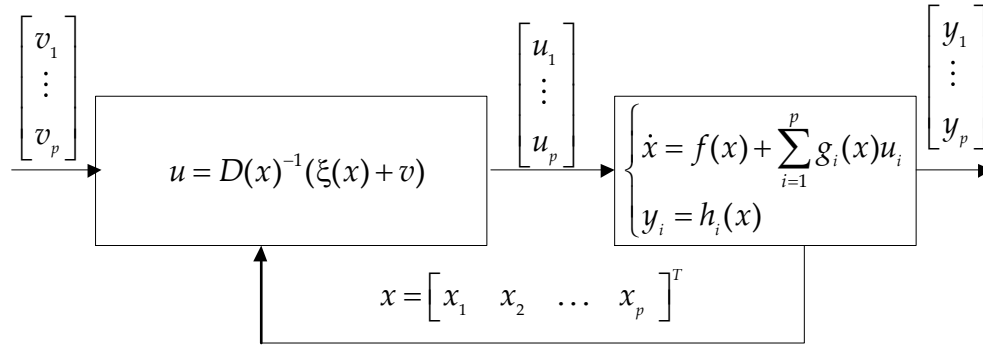


Figure (V.4) : Schéma bloc du système(MIMO) linéarisé

En remplaçant (IV.28) dans (IV.21), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y^{(r_i)} = v_i \quad (\text{V.29})$$

Ou plus explicitement par:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & y_2^{r_2} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_p \end{bmatrix}^T \quad (\text{V.30})$$

Avec un bon choix du nouveau vecteur d'entrée nous pouvons imposer n'importe quelle dynamique stable.

Remarquons que l'expression (IV.30) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable, figure (V.5).

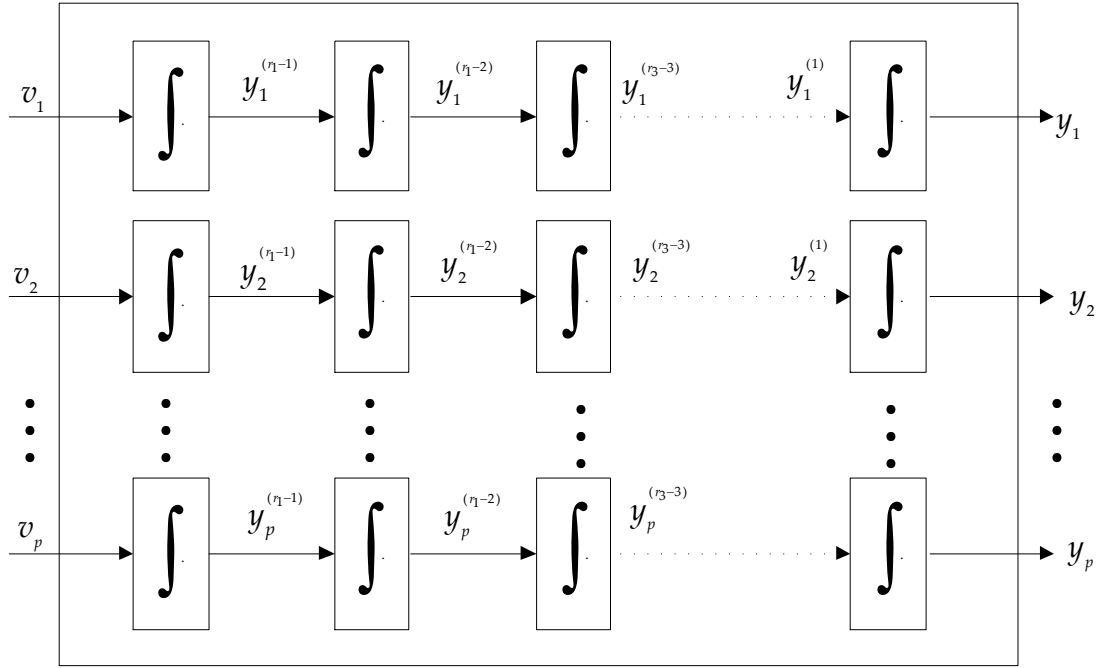


Figure (V.5) : Dynamique du système (MIMO) linéarisé

❖ Conception du nouveau vecteur de commande v

Dans le cas où nous avons un système Multi-Entrée Multi-Sortie, la nouvelle commande est un vecteur de dimension $(p \times 1)$, avec p : le nombre de sortie,

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + k_{r_j-1}(y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + k_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (\text{V.31})$$

Ou plus explicitement par:

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{d_1}^{(r_1)} + k_{r_1-1}(y_{d_1}^{(r_1-1)} - y_1^{(r_1-1)}) + \dots + k_1(y_{d_1} - y_1) \\ y_{d_2}^{(r_2)} + k_{r_2-1}(y_{d_2}^{(r_2-1)} - y_2^{(r_2-1)}) + \dots + k_1(y_{d_2} - y_2) \\ \vdots \\ y_{d_p}^{(r_p)} + k_{r_p-1}(y_{d_p}^{(r_p-1)} - y_p^{(r_p-1)}) + \dots + k_1(y_{d_p} - y_p) \end{bmatrix} \quad (\text{V.32})$$

Où les vecteurs : $\{y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)}\}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties. Si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme : $S^{r_j} + k_{r_j-1}S^{r_j-1} + \dots + k_2S + k_1 = 0$ soit un polynôme d'Hurwitz, [56], alors on peut montrer que les erreurs : $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$ satisfaites :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0 \quad (\text{V.33})$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure (V.6) [117]:

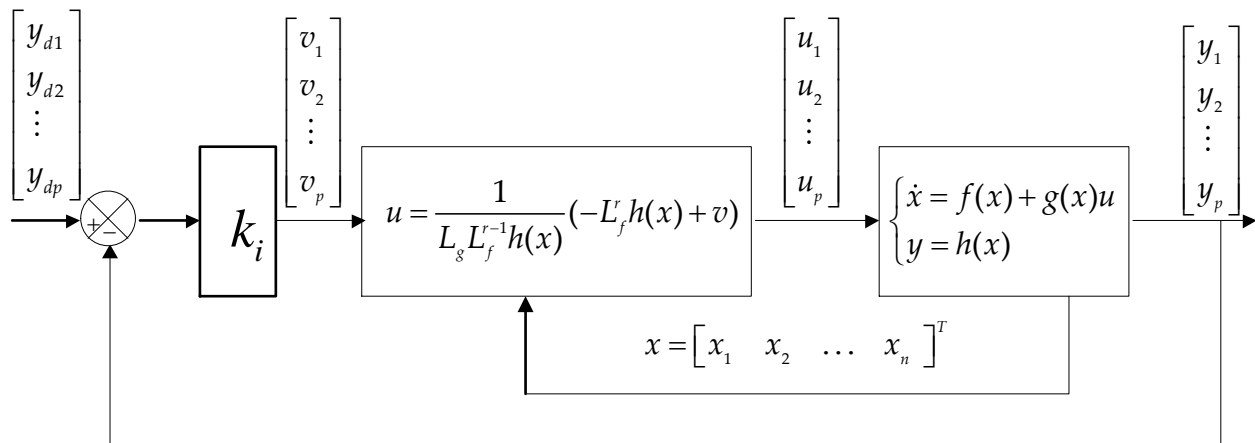


Figure (V.6) : Schéma bloc du système (MIMO) linéarisé en boucle fermée

V.3 Commande par backstepping

La méthode de commande par backstepping est relativement récente dans la théorie de commande des systèmes non-linéaires. La technique du backstepping a été développée par *Kanellakopoulos et al.* (1991) et inspirée par les travaux de *Feurer et Morse* (1978) d'une part et *Tsinias* (1989) et *Kokotovii et Sussmann* (1989) d'autre part. Il s'agit d'une technique de commande pour les systèmes non-linéaires permettant d'une manière séquentielle et systématique de construire des fonctions de *Lyapunov* stabilisantes, [59-61]. Pour que cette technique puisse être appliquée, le système non-linéaire doit être sous forme « *strict feedback* ». La dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépend additivement de la composante suivante, [127][128].

V.3.1 Principe de la commande backstepping

L'idée principale de cette stratégie de commande est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour le système non-linéaire en considérant quelques vecteurs d'états comme étant des commandes virtuelles, afin de garantir qu'une certaine fonction (de *Lyapunov*), soit positive, et que sa dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordres décroissants, [127]. Le calcul de la fonction de *Lyapunov* s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. A la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type des non linéarités, [128].

Considérons le système non-linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{V.34})$$

Avec :

$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$: Vecteur d'état ;

u : Entrée du système (la commande) ;

y : Sortie du système ;

$h(x)$: Fonction analytique de x ;

f, g_i : Champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

Pour appliquer la commande backstepping sur (V.34), le système doit être sous forme *strict feedback*, [128]. Cette condition peut être réalisée par le changement de variables suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\xi}_1 = \xi_2 \\ \dot{\xi}_2 = \xi_3 \\ \vdots \\ \dot{\xi}_{i-1} = \xi_i \\ \vdots \\ \dot{\xi}_{n-1} = \xi_n \\ \dot{\xi}_n = u \\ y = \xi_1 \end{array} \right. \quad (\text{V.35})$$

Avec $\xi = [\xi_1 \quad \xi_2 \quad \dots \quad \xi_n]$: Le nouveau vecteur d'état

Le backstepping consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui garantit la stabilité asymptotique globale au système (V.34).

Le but de cette procédure est de commander tout d'abord la première équation par l'intermédiaire de la variable ξ_2 , appelée commande virtuelle. La deuxième équation est commandée par sa commande virtuelle ξ_3 , jusqu' à la $n^{\text{ème}}$ équation, puis de commander le système globale par la commande u , cela étape par étape, [128] [129].

➤ Etape 01

La première étape consiste à donner la définition de la première erreur par :

$$\begin{aligned} e_1 &= y - y_d \\ &= \xi_1 - y_d \end{aligned} \quad (\text{V.36})$$

Où y_d : est la grandeur désirée (référence) de la sortie y

La première fonction de Lyapunov est choisie comme :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{V.37})$$

La fonction V_1 est une fonction de *Lyapunov* qui représente, en quelque sorte, l'énergie de l'erreur. Or, si cette fonction est toujours positive (ce qui est le cas présentement) et que sa dérivée est toujours négative, alors l'erreur va être stable et tendre vers zéro, [127].

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (\xi_2 - \dot{y}_d) \quad (\text{V.38})$$

Afin que la dérivée de la fonction soit toujours négative, il faut que la dérivée de V_1 prenne la forme

$\dot{V}_1 = k_1 e_1^2$ où k_1 est une constante positive, introduite par la méthode du *backstepping*, qui doit être toujours positive et non nulle afin de respecter les critères de stabilité de la fonction de *Lyapunov*. De plus, ce paramètre permet d'agir sur la dynamique de régulation. Celui-ci est relié (de façon imagée) à la perte d'énergie du système, [127]. La référence [127] montre comment ces paramètres interviennent dans la dynamique de régulation. Pour satisfaire les conditions mentionnées ci-dessus, il faut que :

$$\xi_2 = -k_1 e_1^2 + \dot{y}_d \quad (\text{V.39})$$

L'équation (V.39) indique la valeur que doit prendre l'état ξ_2 pour que la fonction de *Lyapunov* soit stable. Cependant, il est impossible d'agir directement sur l'état. La notation ξ_{2d} sera donc utilisée pour indiquer la valeur souhaitée de l'état ξ_2

$$\alpha = \xi_{2d} = -k_1 e_1^2 + \dot{y}_d \quad (\text{V.40})$$

Cela conduit à : $\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 < 0$

➤ Etape 02

La nouvelle variable d'erreur est :

$$\begin{aligned} e_1 &= \xi_2 - y_{2d} \\ &= \xi_2 - \alpha_1 \\ &= \xi_2 - k_1 e_1 \end{aligned} \quad (\text{V.41})$$

On introduit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{V.42})$$

Avec :

$$e_1 = \xi_2 + \dot{y}_d = e_2 - k_1 e_1^1 \quad (\text{V.43})$$

La dérivée de V_2 est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 e_1^2 + e_2 (e_1 + \dot{\xi}_2 + \dot{\alpha}_1) \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 ((1 - k_1^2) e_1 + k_1 e_2 + \xi_3 + \dot{y}_d) \end{aligned} \quad (\text{V.44})$$

Pour garantir la condition de stabilité $\dot{V}_2 < 0$, la seconde commande virtuelle ξ_3 est choisie comme :

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= \xi_{3d} \\ &= (k_1^2 - 1) e_1 - (k_1 + k_2) e_2 + \dot{y}_d \quad k_1, k_2 > 0 \end{aligned} \quad (\text{V.45})$$

Ce qui en résulte :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0 \quad (\text{V.46})$$

➤ **Etape i :**

On prend

$$e_i = \xi_i - \alpha_{i-1} \quad (\text{V.47})$$

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i e_j^2 \quad (\text{V.48})$$

Nous avons :

$$\dot{e}_{i-1} = e_i - k_{i-1} e_{i-1} e_{i-2} \quad (\text{V.49})$$

$$\dot{V}_i = -\sum_{j=1}^{i-1} k_j e_j^2 + e_i (e_{i-1} + \dot{\xi}_i + \dot{\alpha}_{i-1}) \quad (\text{V.50})$$

La commande virtuelle est alors :

$$\begin{aligned} e_i &= \xi_i - \alpha_i = (\xi_{i-1})_d \\ &= k_i e_i - e_{i-1} - \dot{\alpha}_{i-1} \quad k_i \succ 0 \end{aligned} \quad (\text{V.51})$$

➤ **Etape n**

On définit :

$$e_n = \xi_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{V.52})$$

$$V_n = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n e_j^2 \quad (\text{V.53})$$

Nous avons :

$$\dot{e}_{n-1} = e_n - k_{n-1} e_{n-1} e_{n-2} \quad (\text{V.54})$$

$$\dot{V}_n = -\sum_{j=1}^{n-1} k_j e_j^2 + e_n (e_{n-1} + \dot{\xi}_n + \dot{\alpha}_{n-1}) \quad (\text{V.55})$$

La commande virtuelle dans ce cas est la commande réelle u :

$$\begin{aligned} \alpha_n &= \dot{\xi}_{n+1} = u \\ &= k_n e_n - e_{n-1} - \dot{\alpha}_{n-1} \quad k_n \succ 0 \end{aligned} \quad (\text{V.56})$$

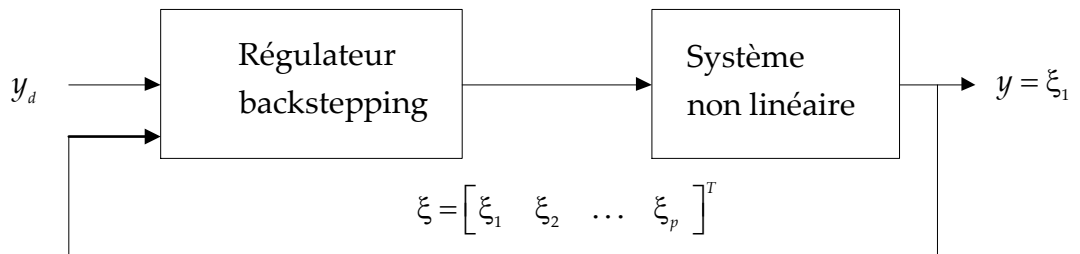


Figure (V.7) : Schéma de principe du contrôle par backstepping

V.4 Application de la commande par retour d'état linéarisante sur le système éolien à base de la MADASB

Suite au modèle mathématique développé au chapitre III du système, cette partie sera consacrée à l'application de la commande par retour d'état linéarisante afin de réguler les puissances active et réactive générées par la MADA Sans Balais.

Dans cette étude nous utilisons la modélisation à flux statorique orienté (équations (III.12) et (III.14)). Pour le contrôle d'un système de conversion d'énergie, nous avons deux sorties à réguler. Il s'agit des deux composantes dans le repère dq du courant du stator de la machine (BC) i_{sc}^d, i_{sc}^q . Chacune doit suivre sa référence $i_{sc}^{d-ref}, i_{sc}^{q-ref}$ respectivement.

A partir du système d'équations (III.14) on obtient la relation entre les courants et les tensions statoriques de la machine (BC) par :

$$\begin{cases} v_{sc}^d = R_{sc} i_{sc}^d + \left(\frac{d}{dt} (\lambda_1 \psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d) - \omega_{sc} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q - \lambda_3 \psi_{sp}^q) \right) \\ v_{sc}^q = R_{sc} i_{sc}^q + \left(\frac{d}{dt} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) + \omega_{sc} (\lambda_1 i_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) \right) \end{cases} \quad (V.57)$$

À partir de l'équation (V.57), les dérivées du courant de commande (i_{sc}^d, i_{sc}^q) peuvent être décrites comme suit:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} (i_{sc}^d) = \frac{v_{sc}^d}{\lambda_2} - \frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^d + \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^d \\ \frac{d}{dt} (i_{sc}^q) = \frac{v_{sc}^q}{\lambda_2} - \frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^q - \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^q \end{cases} \quad (V.58)$$

Ce dernier est d'ordre 2, et est caractérisé par le vecteur d'état $x = [i_{sc}^d \ i_{sc}^q]^T$ et le vecteur de commande $u = [v_{sc}^d \ v_{sc}^q]^T$, on peut alors écrire le système d'équation (V.58) sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (V.59)$$

Où :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^d + \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^d \\ -\frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^q - \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) - \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^q \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\lambda_2} \end{bmatrix} \quad (V.60)$$

On règle les courants du stator de commande de la MADA Sans Balais. Les deux courants $y_1 = i_{sc}^d$, $y_2 = i_{sc}^q$ doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose à savoir i_{sc}^{d-ref} et i_{sc}^{q-ref} données par :

➤ Première sortie

$$y_1 = h_1(x) \Rightarrow \nabla h_1 = [1 \ 0] \quad (V.61)$$

sa dérivée est:

$$\dot{y}_1 = f_1(x) + \frac{1}{\lambda_2} v_{sc}^d \quad (V.62)$$

L'entrée apparait dans l'expression (V.62). Donc le degré relatif de la première sortie est $r_1 = 1$

➤ Deuxième sortie

$$y_2 = h_2(x) \Rightarrow \nabla h_2 = [0 \quad 1] \quad (\text{V.63})$$

sa dérivée est:

$$\dot{y}_2 = f_2(x) + \frac{1}{\lambda_2} v_{sc}^q \quad (\text{V.64})$$

L'entrée apparait dans l'expression (V.64). Donc le degré relatif de la première sortie est $r_2 = 1$

Le degré relatif total $r = r_1 + r_2 = 2$; alors, nous avons une linéarisation exacte.

A partir des équations (V.62) et (V.64), il vient alors :

$$\frac{d}{dt} [y_1 \quad y_2] = \xi(x) + D(x)u \quad (\text{V.65})$$

Avec :

$$\xi(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix}, \quad D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\lambda_2} \end{bmatrix}$$

Comme le déterminant $\det(D(x)) = \frac{1}{\lambda_2^2}$ est fonction du terme non nul, cela nous permet d'écrire la loi de commande suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sc}^{d-ref} \\ v_{sc}^{q-ref} \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left[-\xi(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{V.66})$$

L'application de la loi de linéarisation sur le premier sous-système conduit à deux systèmes linéaires découplés :

$$x = [\dot{y}_1 \quad \dot{y}_2]^T = [v_1 \quad v_2]^T \quad (\text{V.67})$$

Pour imposer le régime statique sur l'erreur, les nouvelles entrées internes $[v_1 \quad v_2]$ doivent être conçues pour assurer :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} i_{sc}^d = i_{sc}^{d-ref} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} i_{sc}^q = i_{sc}^{q-ref} \end{cases} \quad (\text{V.68})$$

Pour assurer une poursuite de trajectoire, nous devons prendre :

$$\begin{aligned} v_1 &= k_1 (i_{sc}^d - i_{sc}^{d-ref}) + \frac{d}{dt} i_{sc}^{d-ref} \\ v_2 &= k_2 (i_{sc}^q - i_{sc}^{q-ref}) + \frac{d}{dt} i_{sc}^{q-ref} \end{aligned} \quad (\text{V.69})$$

Les coefficients k_1 et k_2 sont choisis de telle façon que les $s + k_1$ et $s + k_2$ possèdent des pôles à parties

réelles négatives.

La commande globale en retour d'état linéarisante du système est illustrée sur la figure (V.8).

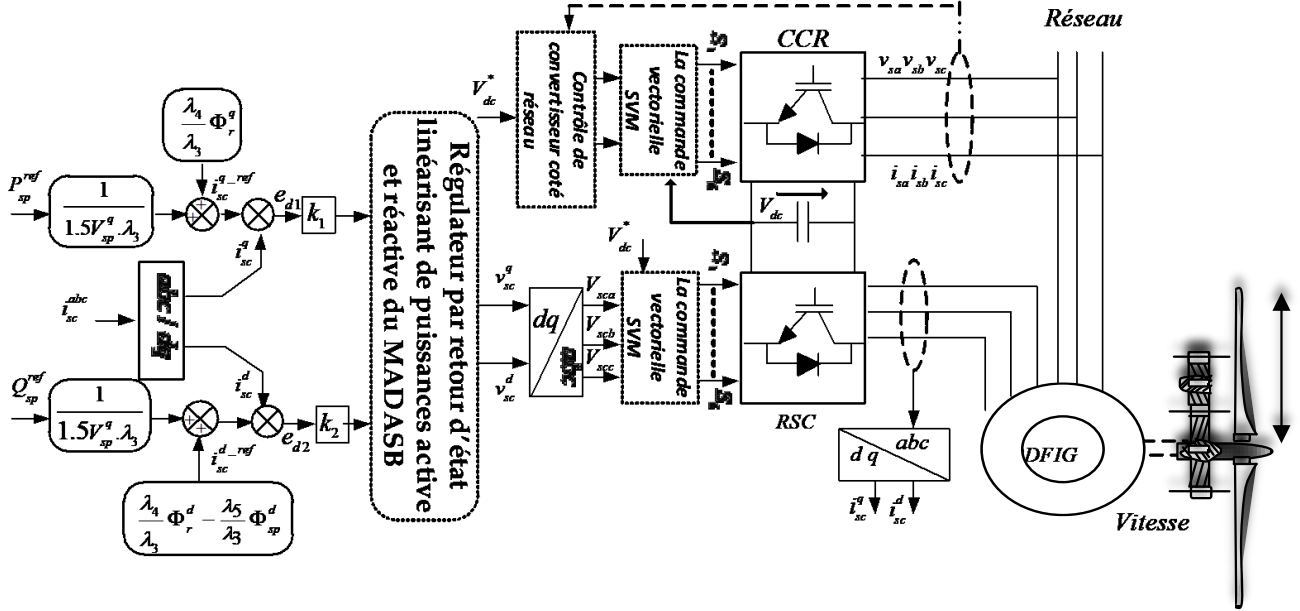


Figure (V.8) : Schéma bloc de la structure de commande par retour d'état linéarisante.

V.5 Application de la commande backstepping sur le système éolien à base de la MADASB

Dans cette partie, nous appliquons la commande backstepping au système. 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 ainsi obtenue permet d'assurer le suivi et le contrôle indépendamment des 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.

A partir d'équations (V.58), sa réécriture donne :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(i_{sc}^d) = \frac{v_{sc}^d}{\lambda_2} + Z_1 \\ \frac{d}{dt}(i_{sc}^q) = \frac{v_{sc}^q}{\lambda_2} + Z_2 \end{cases} \quad (V.70)$$

Avec :

$$\begin{cases} Z_1 = -\frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^d + \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) - \frac{\lambda_4}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^d \\ Z_2 = -\frac{R_{sc}}{\lambda_2} i_{sc}^q - \frac{\omega_{sc}}{\lambda_2} (\lambda_1 \psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) - \frac{\lambda_4}{\lambda_2} \dot{\psi}_r^q \end{cases} \quad (V.71)$$

Les expressions des puissances de la machine (BP) en fonction des courants statoriques (BC) sont définies par :

$$\begin{cases} P_{sp} = \frac{3}{2} v_{sp} (-\lambda_4 \psi_r^q + \lambda_3 i_{sc}^q) \\ Q_{sp} = \frac{3}{2} v_{sp} (\lambda_3 \psi_{sp}^d - \lambda_4 \psi_r^d + \lambda_3 i_{sc}^d) \end{cases} \quad (V.72)$$

Cette étape consiste à identifier les erreurs V_1 et V_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la puissance active statorique réelle P_{sp} et la puissance de référence P_{sp}^{ref} qui sera directement proportionnelle au courant statorique (BC) d'axe q , ainsi que la puissance réactive statorique Q_{sp} et celle de référence Q_{sp}^{ref} qui sera proportionnelle au courant statorique d'axe d .

Alors, on peut définir une fonction de *Lyapunov* $V(x) > 0$ comme suit :

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2}(P_{sp} - P_{sp}^{ref}) \\ V_2 = \frac{1}{2}(Q_{sp} - Q_{sp}^{ref}) \end{cases} \quad (V.73)$$

La dérivée de cette erreur est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = (P_{sp} - P_{sp}^{ref})(\dot{P}_{sp} - \dot{P}_{sp}^{ref}) \\ \dot{V}_2 = (Q_{sp} - Q_{sp}^{ref})(\dot{Q}_{sp} - \dot{Q}_{sp}^{ref}) \end{cases} \quad (V.74)$$

En substituant (V.70) et (V.72) dans (V.74), il en résulte :

$$\dot{V}_1 = (P_{sp} - P_{sp}^{ref}) \left(\left[\sigma v_{sp}^q v_{sc}^q + \eta_1 \right] - \dot{P}_{sp}^{ref} \right) + (Q_{sp} - Q_{sp}^{ref}) \left(\left[\sigma v_{sp}^q v_{sc}^q + \eta_2 \right] - \dot{Q}_{sp}^{ref} \right) \quad (V.75)$$

Avec :

$$\begin{cases} \eta_1 = \sigma v_{sp}^q \left[R_{sc} i_{sc}^q + \omega_{sc} (\lambda_1 \psi_r^d + \lambda_2 i_{sc}^d - \lambda_3 \psi_{sp}^d) - \lambda_1 \dot{\psi}_r^q \right] - \frac{3}{2} v_{sp}^q \lambda_4 \dot{\psi}_r^q \\ \eta_2 = \sigma v_{sp}^q \left[R_{sc} i_{sc}^d - \omega_{sc} (\lambda_1 \psi_r^q + \lambda_2 i_{sc}^q) - \lambda_1 \dot{\psi}_r^d \right] - \frac{3}{2} v_{sp}^q \lambda_4 \dot{\psi}_r^d \\ \sigma = \frac{3 \lambda_3}{2 \lambda_2} \end{cases}$$

La loi de commande est conditionnée par la vérification de la relation d'attractivité de Lyapunov $V(x) \cdot \dot{V}(x) < 0$.

L'équation (V.75) peut être définie négative si on définit la loi de commande suivante :

$$\begin{cases} v_{sc}^q = \frac{1}{\sigma v_{sp}^q} \left[-\eta_1 + \dot{P}_{sp}^{ref} - k_1 (P_{sp} - P_{sp}^{ref}) \right] \\ v_{sc}^d = \frac{1}{\sigma v_{sp}^q} \left[-\eta_2 + \dot{Q}_{sp}^{ref} - k_2 (Q_{sp} - Q_{sp}^{ref}) \right] \end{cases} \quad (V.76)$$

En remplaçant l'équation (V.76) dans l'équation (V.74), on obtient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 (P_{sp} - P_{sp}^{ref})^2 - k_2 (Q_{sp} - Q_{sp}^{ref})^2 < 0 \quad (V.77)$$

L'équation (V.77) est asymptotique stable, si et seulement si les gains k_1 et k_2 sont évidemment tous positifs [130] [131], on peut en conclure que :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} (P_{sp} - P_{sp}^{ref}) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (Q_{sp} - Q_{sp}^{ref}) = 0 \end{cases} \quad (V.78)$$

V.5.1 Commande hybride backstepping-mode glissant des puissances active et réactive

Dans ce qui suit, une commande hybride backstepping-mode glissant est conçue afin de résoudre le problème des incertitudes du modèle liées à la variation des paramètres de la machine et au bruit de mesure. Dans ce genre de commande, les incertitudes dues au modèle sont globalement des fonctions non linéaires. Dans la pratique, ces fonctions de retour d'états peuvent être fortement affectées par l'effet de la température, la saturation et l'effet de peau. En outre, les différents non linéarité liées à la pollution harmonique due aux convertisseurs d'alimentation et des mesures de bruit seront considérés, [130] [131]. Généralement les fonctions (V.71) peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{cases} Z_i = \hat{Z}_i + \Delta Z_i \\ \eta_i = \hat{\eta}_i + \Delta \eta_i \end{cases} \quad (V.79)$$

\hat{Z}_i la fonction du retour d'état non-linéaire estimée (NFBF) ; Z_i , NFBF effective (réelle) ; ΔZ_i , peut être produite par les variations de paramètres.

Nous supposons que toutes les ΔZ_i sont bornées comme suit :

$|\Delta Z_i| < \beta_i$, où β_i sont des limites connues. La connaissance de β_i est déduite à partir de la connaissance parfaite du système (expertise), d'où on peut employer un nombre suffisamment grand pour satisfaire cette contrainte.

En remplaçant (V.79) dans (V.70), nous trouvons :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} (i_{sc}^d) = \frac{v_{sc}^d}{\lambda_2} + Z_1 + \Delta Z_1 \\ \frac{d}{dt} (i_{sc}^q) = \frac{v_{sc}^q}{\lambda_2} + Z_2 + \Delta Z_2 \end{cases} \quad (V.80)$$

Le choix de la commande robuste associée à la linéarisation par retour d'état est donné comme suit :

$$\begin{cases} v_{sc}^q = \frac{1}{\sigma v_{sp}^q} \left[-\eta_1 + \dot{P}_{sp}^{ref} - k_1 (P_{sp} - P_{sp}^{ref}) - k_{11} \text{sign}(P_{sp} - P_{sp}^{ref}) \right] \\ v_{sc}^d = \frac{1}{\sigma v_{sp}^d} \left[-\eta_2 + \dot{Q}_{sp}^{ref} - k_2 (Q_{sp} - Q_{sp}^{ref}) - k_{22} \text{sign}(Q_{sp} - Q_{sp}^{ref}) \right] \end{cases} \quad (V.81)$$

Avec $k_{11}, k_{22} \geq \beta_i$ et $k_1, k_2 > 0$

Ensuite, la fonction de dérivée de Lyapunov, établie à partir de l'équation (V.74) en utilisant des équations. (V.80) et (V.83), devient :

$$\dot{V}_2 = (P_{sp} - P_{sp}^{ref}) \left(\left[\Delta \eta_1 - k_{11} \text{sign}(P_{sp} - P_{sp}^{ref}) \right] \right) + (Q_{sp} - Q_{sp}^{ref}) \left(\left[\Delta \eta_2 - k_{22} \text{sign}(Q_{sp} - Q_{sp}^{ref}) \right] \right) + \dot{V}_1 < 0 \quad (V.82)$$

Par conséquent les variations peuvent être absorbées en garantissant la stabilité du système si et seulement si les conditions suivantes sont satisfaites :

$$\begin{cases} k_{11} = |\Delta\eta_1| \\ k_{22} = |\Delta\eta_2| \end{cases} \quad (V.83)$$

Enfin, il peut être écrit $\dot{V}_2 < \dot{V}_1 < 0$.

On peut en conclure que la loi de commande donnée par l'équation (36) met fin à la stabilité des processus convergents pour tout η_i .

La figure (V.9) illustre un schéma de principe général du schéma de commande BDFIG suggéré.

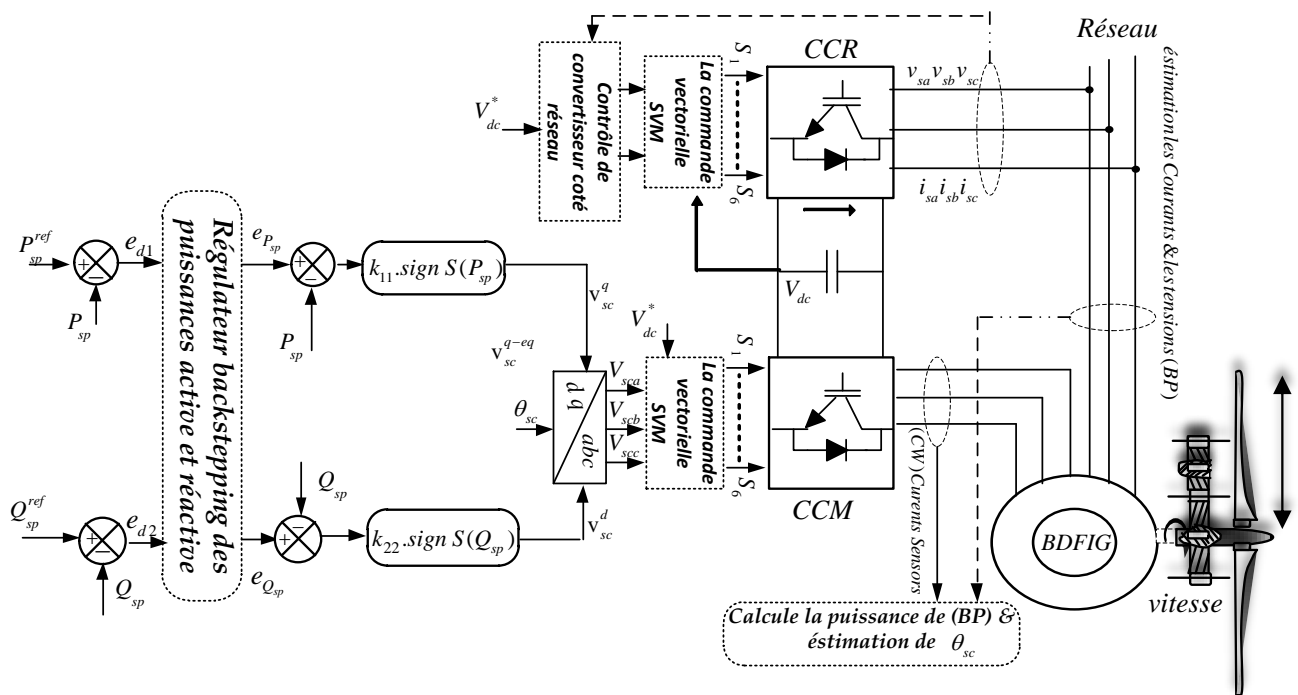


Figure (V.9) : Schéma bloc de la structure de commande backstepping.

V.6 Résultats de simulation

Pour évaluer les performances des commandes considérées, une simulation sera effectuée sous **MATLAB/ Simulink** pour diverses conditions de fonctionnement. La MADASB, 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.

V.6.1 Résultats de simulation du système par retour d'état linéarisant

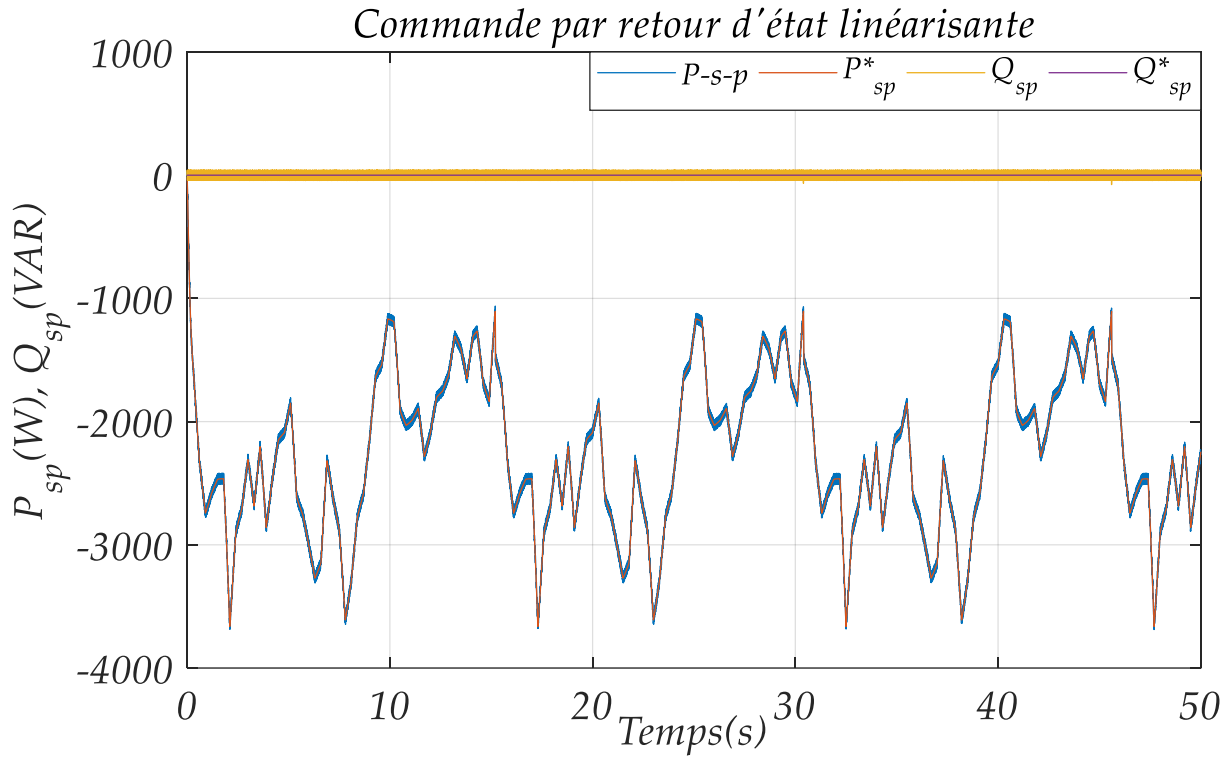
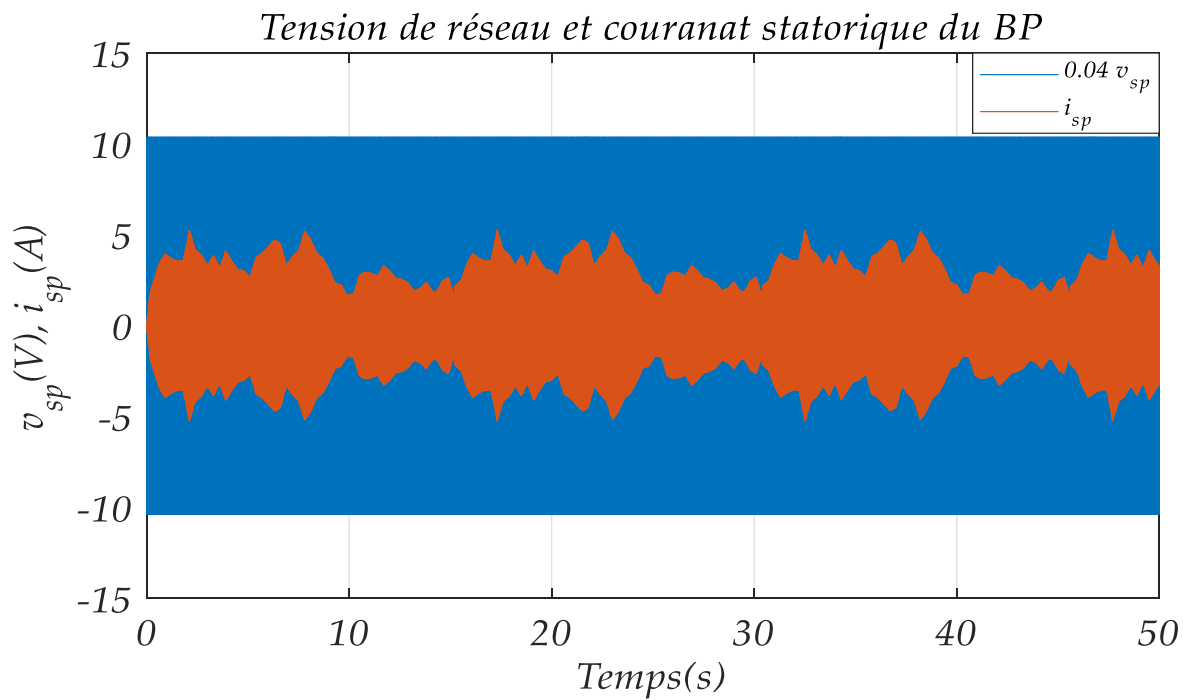


Figure (V.10) : Puissances active et réactive statorique de la MADASB



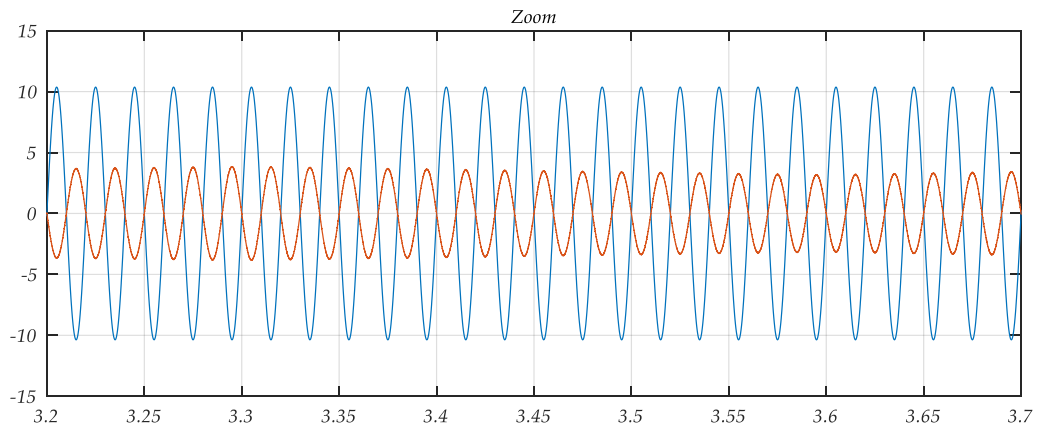


Figure (V.11) : La tension de réseau et le courant statorique de BP.

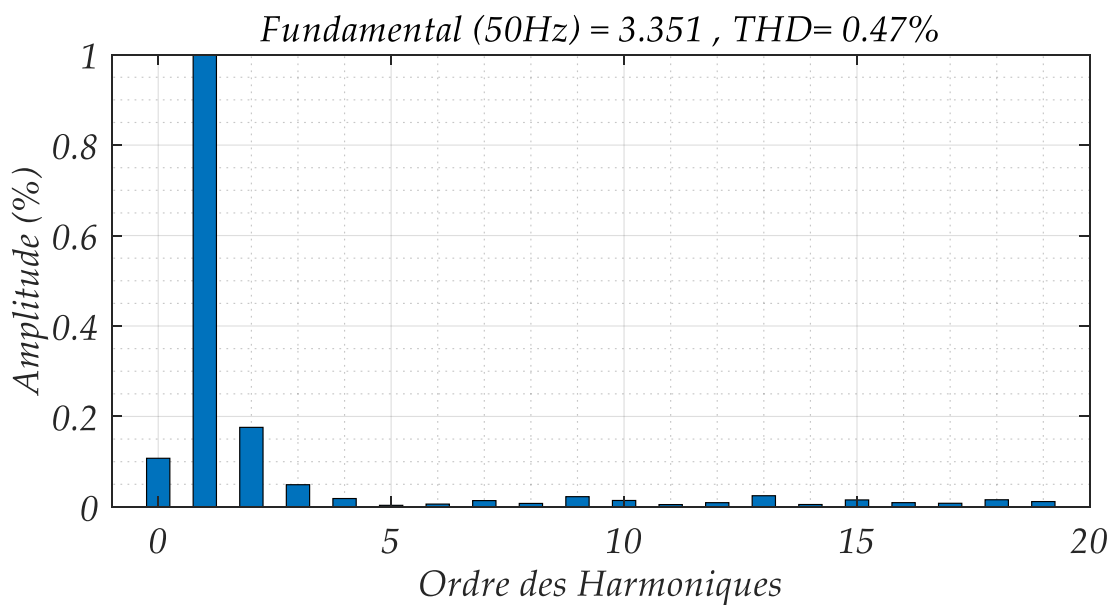
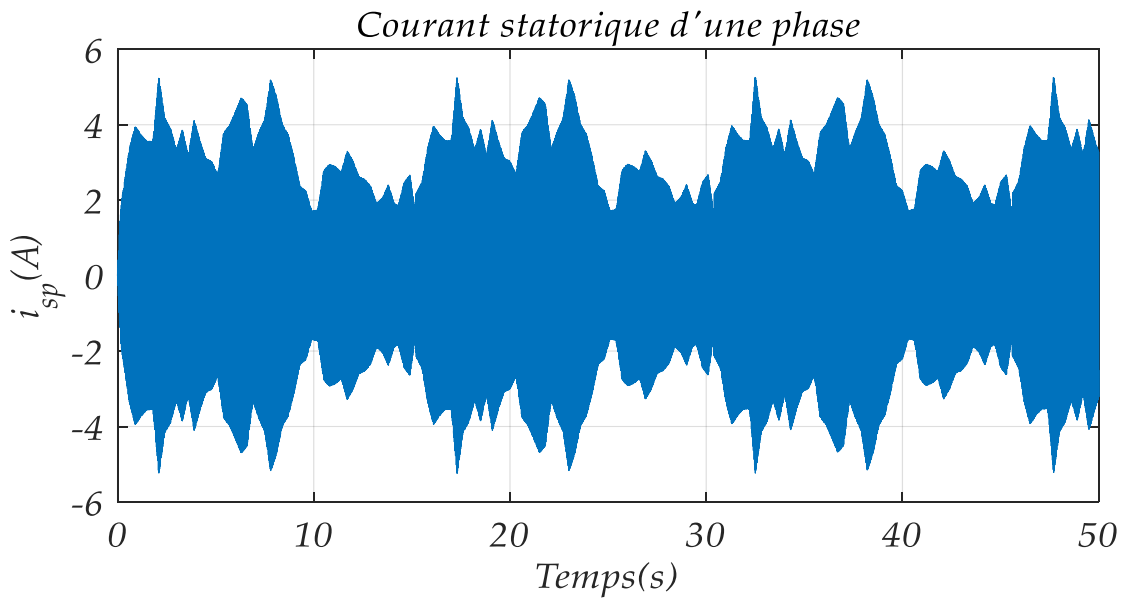


Figure (V.12) : Courant statorique d'une phase, et spectre harmonique du courant statorique.

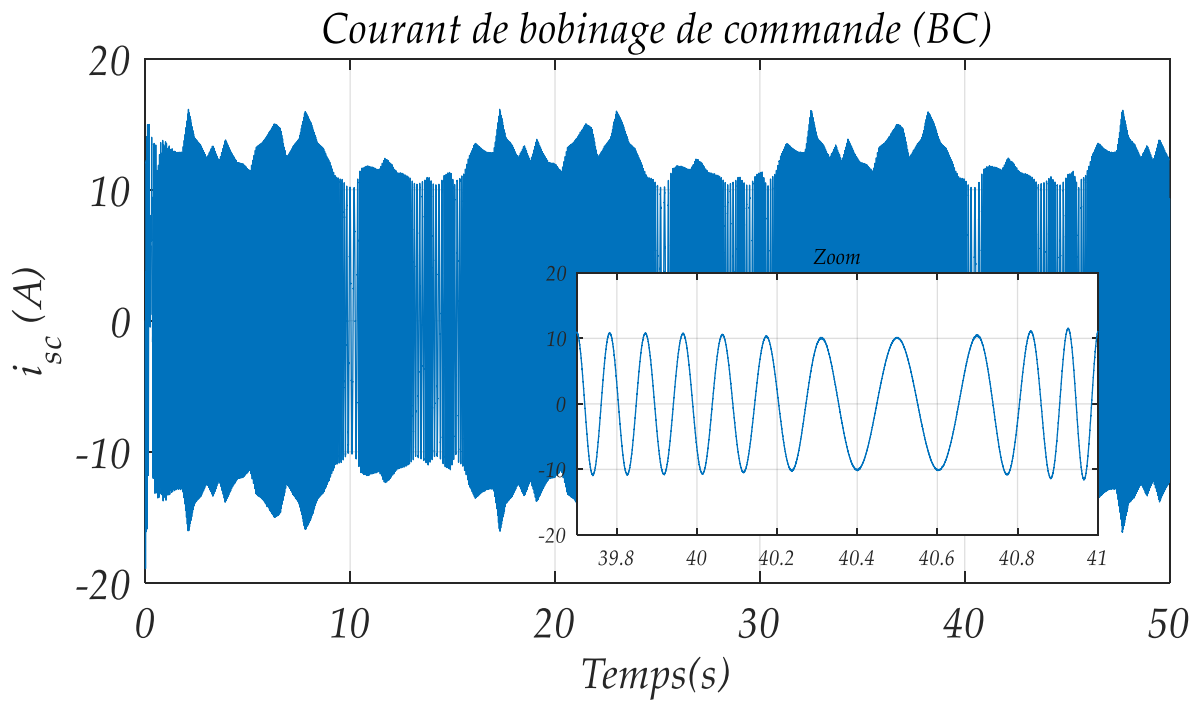


Figure (V.13) : Courant du bobinage de commande.

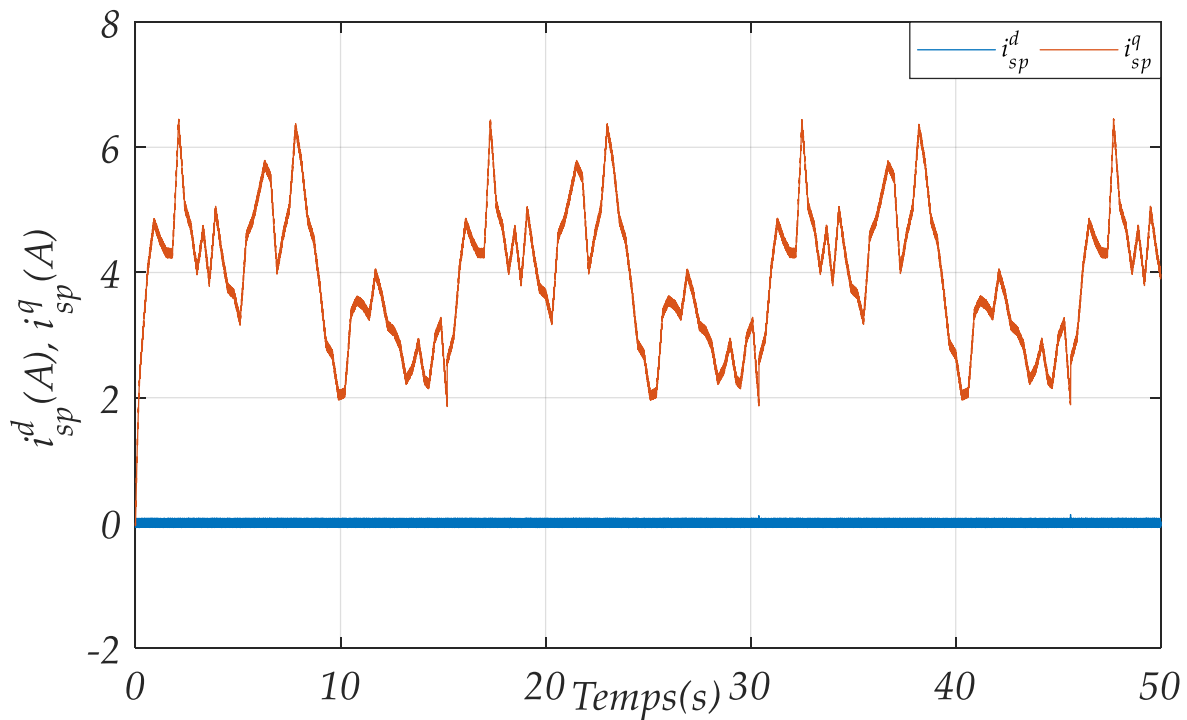


Figure (V.14): Courant de stator de puissance (BP)

V.6.2 Résultats de simulation du système par la commande hybride backstepping-mode glissant

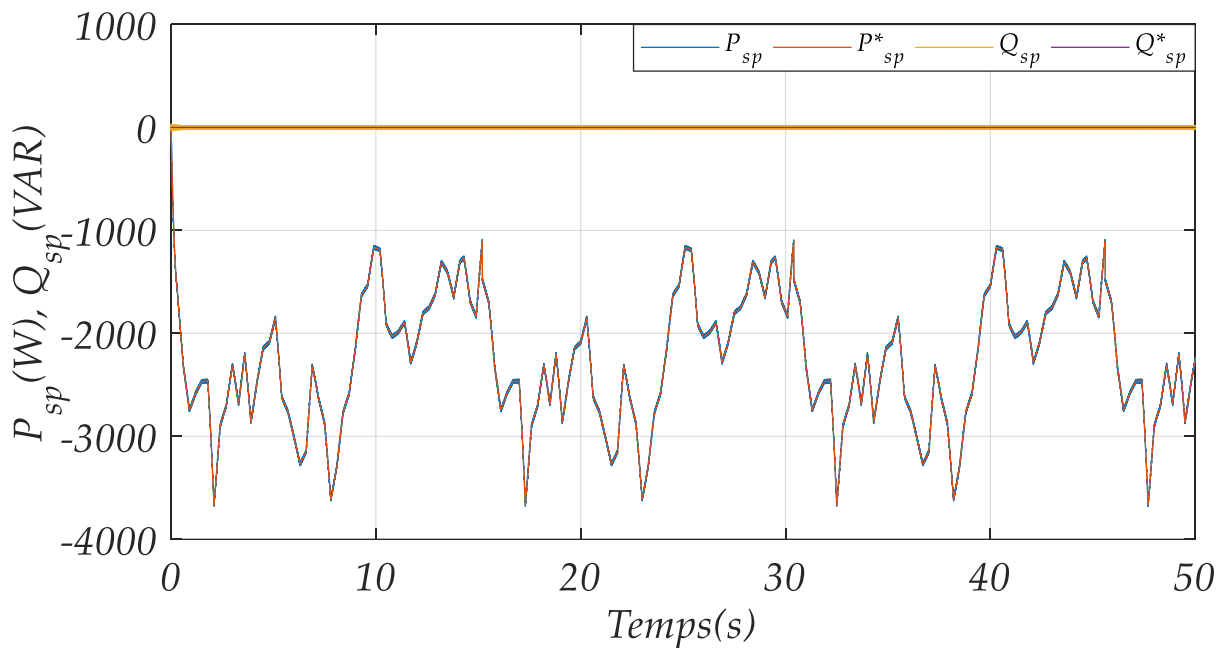


Figure (V.15) : Puissances active et réactive statorique de la MADASB par la commande robuste par retour d'état

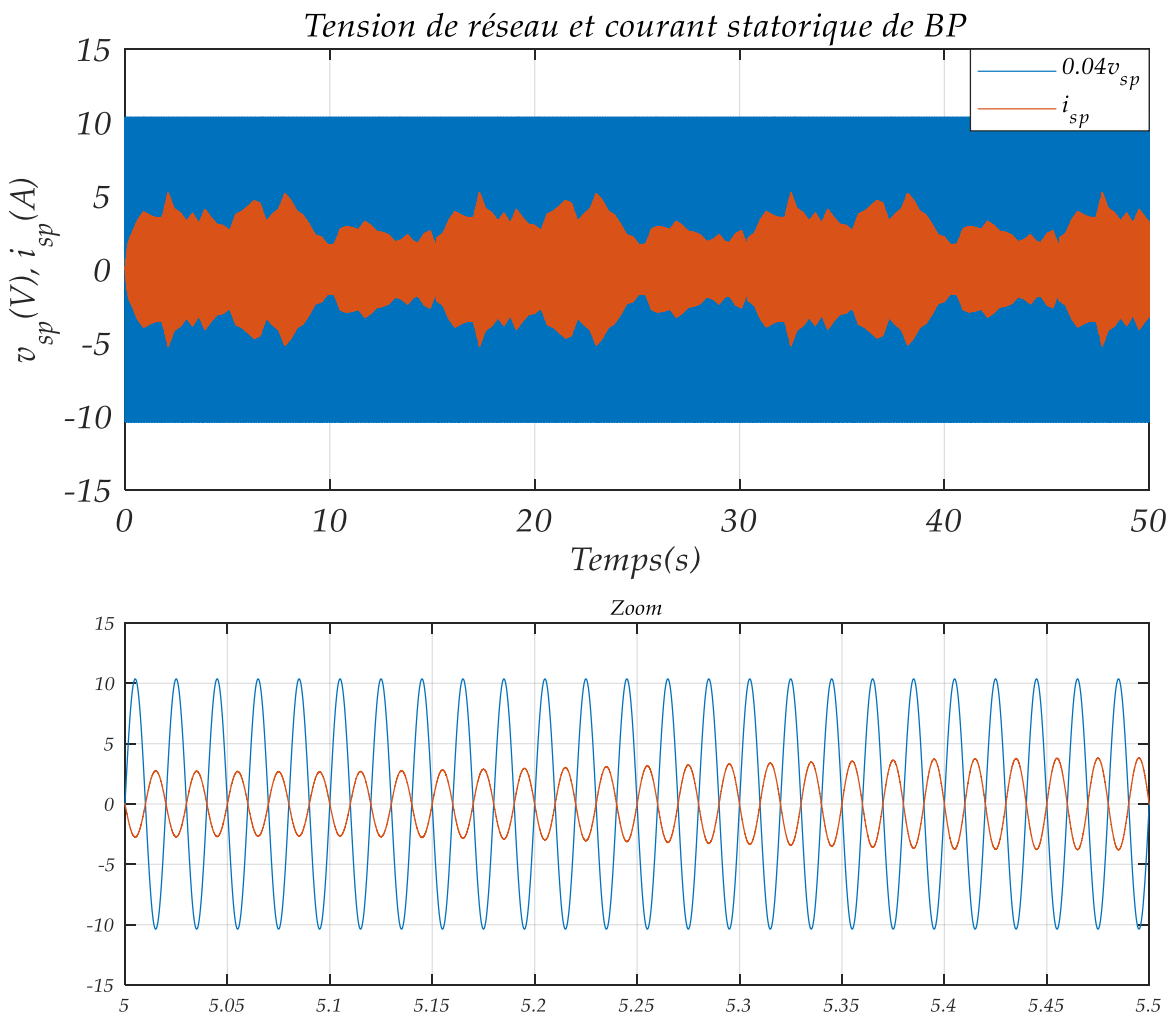


Figure (V.16) : La tension de réseau et le courant statorique de BP.

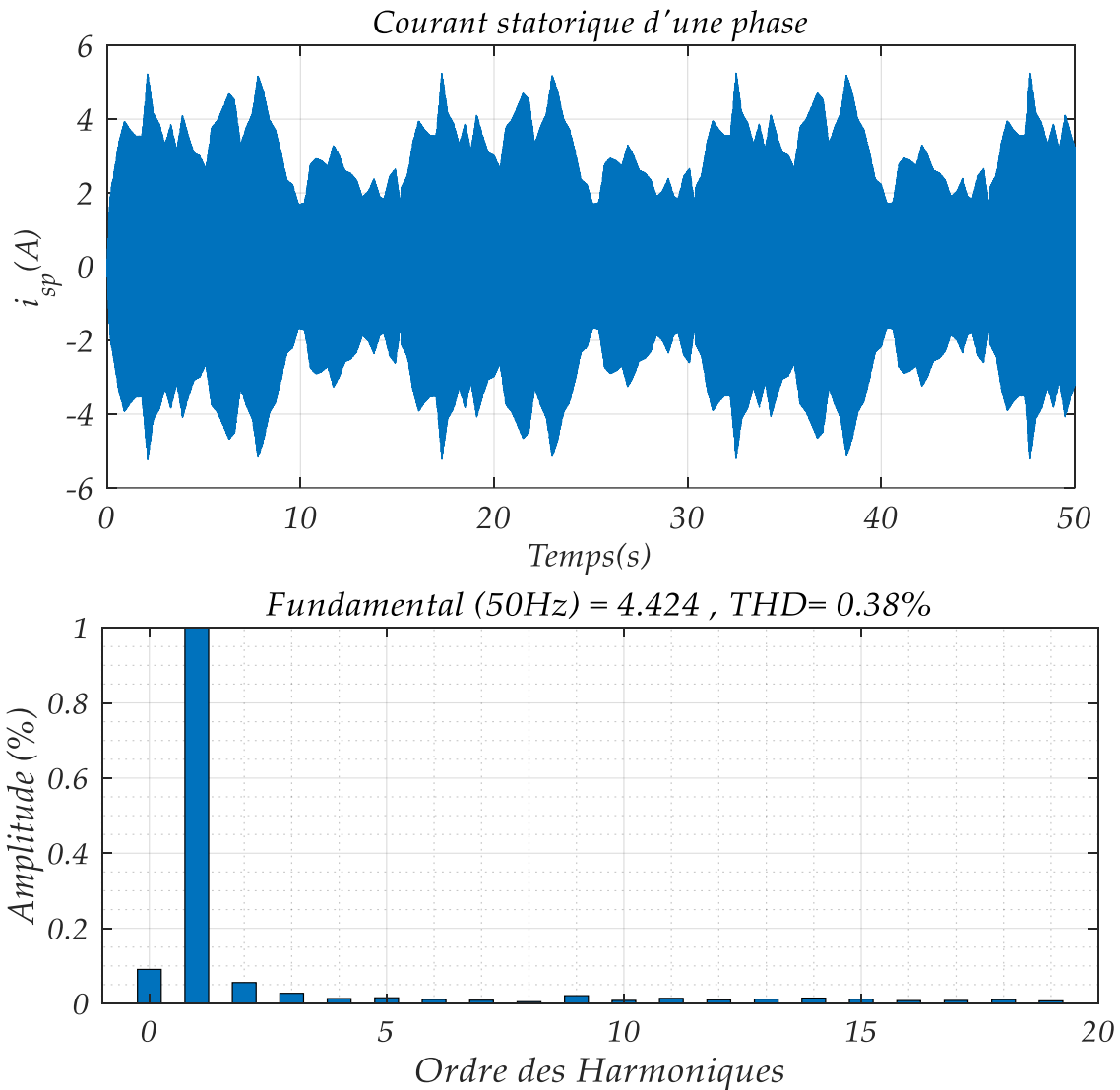


Figure (V.17) : Courant statorique d'une phase, et spectre harmonique du courant statorique.

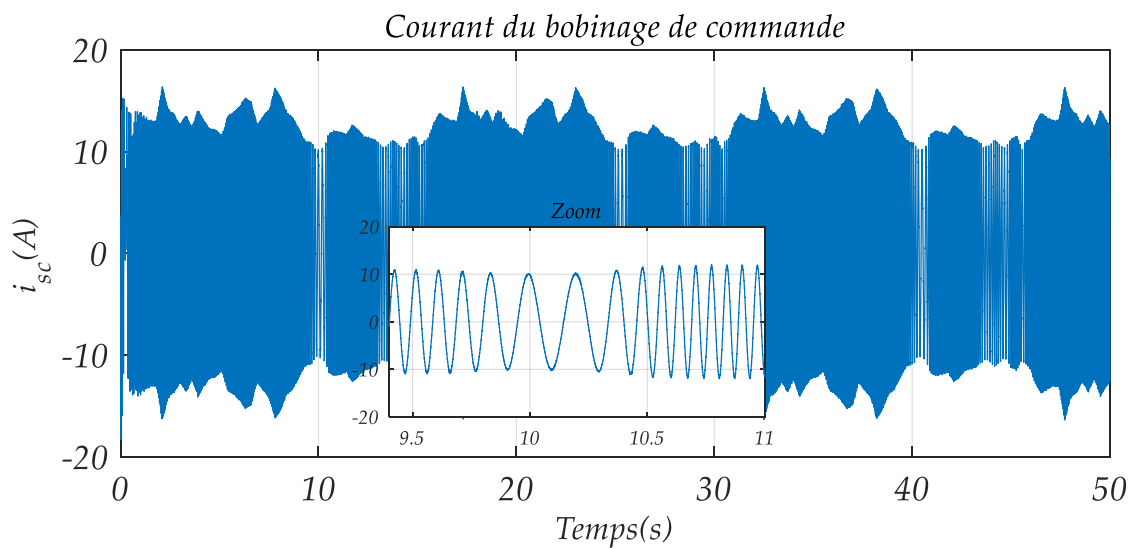


Figure (V.18) : Courant du bobinage de commande.

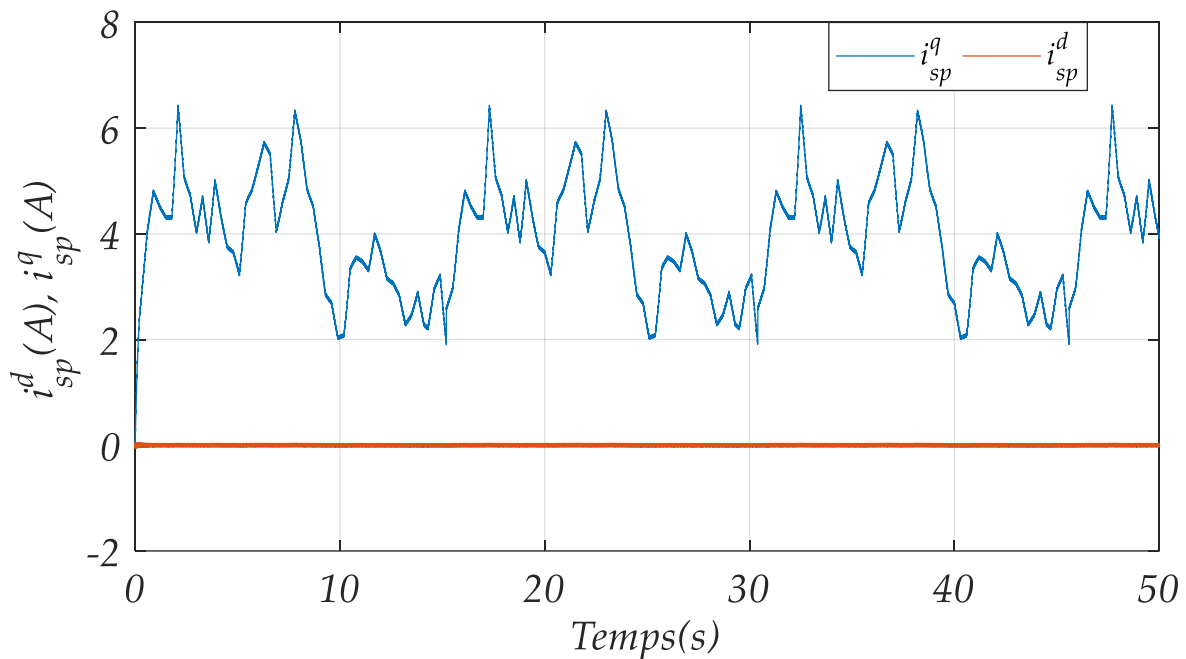


Figure (V.19): Courant de stator de puissance (BP)

V.6.3 Interprétation des résultats

Les figures nous montrent les performances de contrôles du stator des puissances actives et réactives utilisées dans un mécanisme d'éolienne structurée à partir d'un BDFIG en cascade, d'un redresseur et d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

Nous pouvons observer que les deux techniques de commande permettent un découplage parfait entre les deux composantes de la puissance statorique active et réactive comme représenté par les figures (V. 10) et (V. 15).

Les résultats obtenus montrent également que l'utilisation des deux commandes permet de maintenir les puissances active et réactive aux valeurs recherchées, de même qu'un bon suivi de consigne avec une rapidité et une précision remarquable. A partir de ces résultats, nous pouvons conclure que la technique de backstepping présente de meilleures performances que celles de la commande par retour d'état. 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.

Les figures (V.11) et (V.16) montre que la tension est imposée par le réseau et l'amplitude du courant injecté au réseau est imposée par la commande, et que l'onde de tension du réseau et celle du courant de ce dernier sont en opposition de phase, ce qui signifie que l'écoulement de puissance est toujours de l'aérogénérateur vers le réseau électrique.

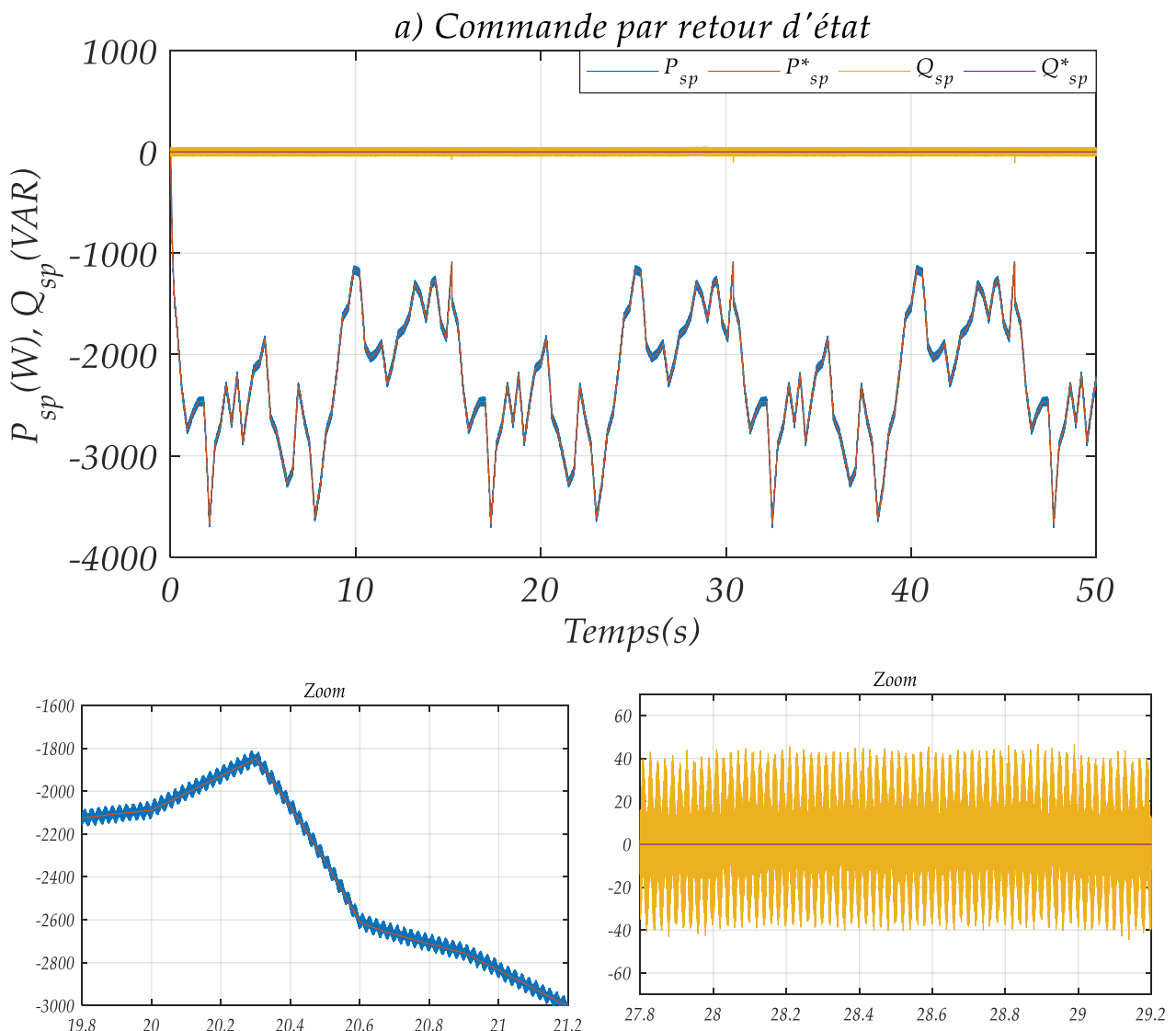
Les figures (V.12), (V.13), (V.17), (V.18) présentent les courants du bobinage où on constate que la fréquence et l'amplitude de ces courants de commande changent pendant la période de variation des puissances active et réactive. D'autre part, la fréquence du courant de bobinage de puissance reste constante pour être adaptée à la fréquence d'alimentation du réseau. Ainsi, lorsque la référence de la

puissance active change, l'amplitude du courant change également. L'analyse spectrale du courant de ligne illustré sur les figures (V.12, V.17) montre bien que les harmoniques des rangs faibles sont rejetés vers les hautes fréquences tout en diminuant le taux de distorsion harmonique pour les deux techniques de commande.

Les figures (V.15) et (V.19) montrent les changements correspondants à i_{sp}^d et qui à i_{sp}^q imposés par les régulateurs en raison des changements des puissances active et réactive sont réguler à leurs références ainsi que bien découplées. Il convient de noter que la robustesse de la structure de contrôle par backstepping doit être vérifiée en tenant compte de l'incertitude des paramètres.

V.6.4 Teste de Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques

Après avoir observé un bon suivi des consignes proposées, la robustesse de la structure doit être vérifiée par rapport à l'incertitude des paramètres. Pour déterminer le comportement de la structure de contrôle et vérifier la robustesse des régulateurs mis en œuvre, on a procédé à la variation de la résistance du stator (PW et CW) suite au changement de température, comme indiqué sur la figure (III.25).



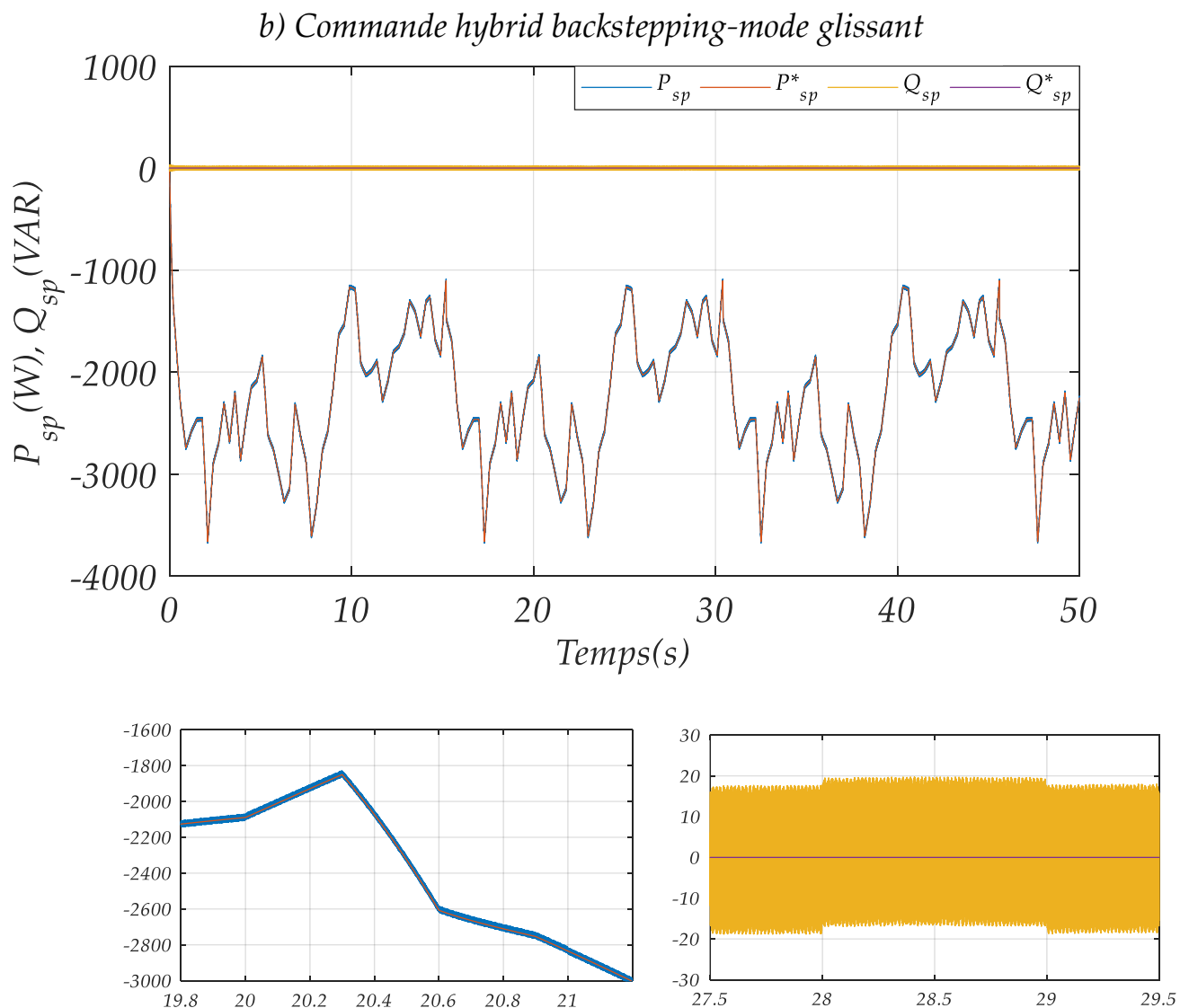


Figure (V.20) : Puissances active et réactive a) retour d'état linéarisant ;
b) backstepping-mode glissant.

La figure (V.20) affiche à la fois une réponse de suivi des consignes des puissances active et réactive du stator et un test de robustesse contre une augmentation de la résistance du stator 100% PW et CW à 20 s et 28 s, respectivement. On peut noter que les résultats montrent une bonne robustesse, figure (V.20.a) et (V.20.b), de la structure de contrôle contre un changement de 100% des résistances du rotor et du stator; bien qu'une petite perturbation puisse être observée, elle n'a pas d'effet notable sur les réponses active et réactive du stator. De plus, l'approche proposée conduit à un découplage parfait entre les deux composantes de puissances générées au stator. On observe clairement sur la figure (V.20.b) une atténuation des oscillations et un meilleur suivi de consigne.

V.7 Etude comparative entre les performances des techniques de commandes élaborées

Pour examiner les différentes lois de commandes développées et synthétisées sur le système de production d'énergie éoliennes considéré dans cette thèse, la fin de ce chapitre est consacrée à une étude comparative entre ces différentes techniques. Cette étude a été reprise dans les mêmes

conditions. 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.

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 $600tr / min$.
- Introduction d'un échelon de puissance active est entre $-1500W$, $-2500W$ et $-2000W$ respectivement à $4s$ et $7,5s$.
- en attendant la puissance réactive est équilibrée à $0 var$.
- la période d'échantillonnage et le temps de simulation sont fixes.
- Le second test que nous avons défini comprend trois critères; une erreur quadratique intégrale (ISE), une erreur absolue intégrale (IAE) et une erreur absolue pondérée dans le temps (ITAE) utilisées pour évaluer les performances des contrôleurs. Les critères ISE, IAE et ITAE sont largement adoptés pour évaluer les performances dynamiques du système de contrôle. Cette comparaison est dite : comparaison quantitative.

Les indices ISE, IAE et ITAE sont exprimés comme suit [119] [129]:

$$ISE = \int_0^T e^2(t) dt \quad (V.84)$$

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (V.85)$$

$$ITAE = \int_0^T t |e(t)| dt \quad (V.86)$$

V.7.1 Comparaison qualitative

Dans les figures ci-dessous, 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), par la logique floue (C.L.F), mode de glissement d'ordre 1 (SMC1), et mode de glissement d'ordre 2 (SMC2), par retour d'état (FBL), et hybride backstepping-mode glissant (BC-SMC1).

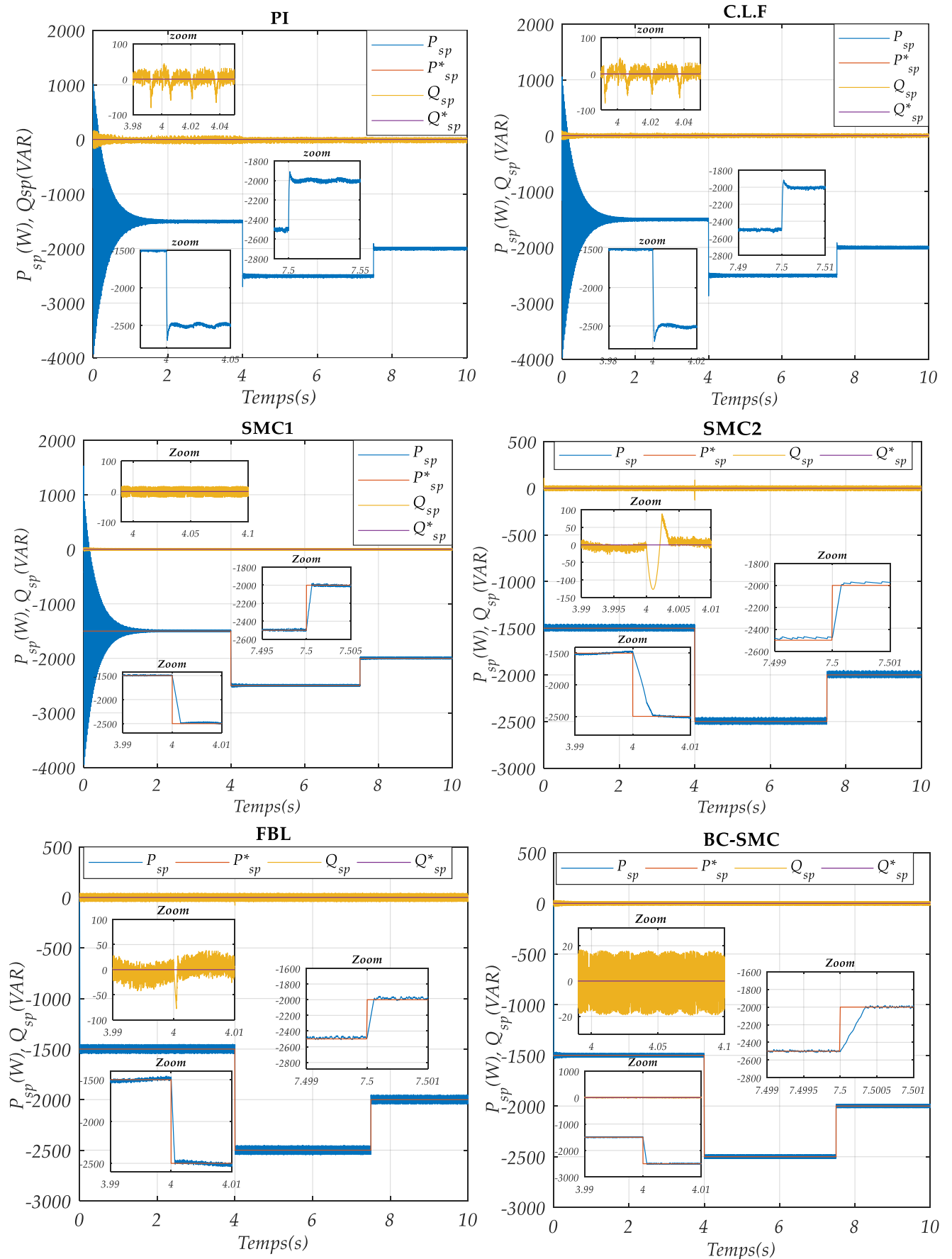


Figure (V.21) : Puissance active et réactive pour les différentes techniques des commandes

L'observation des résultats de simulation montre que les puissances active et réactive suivent leurs références dans les six types de commandes. Cependant, le temps de réponse (TR), le dépassement (D) 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 (BC-SMC1), qu'on peut considérer comme la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes signifiant que la MADASB génère. La synthèse de cette analyse est résumée dans le **Tableau V.1**.

Tableau V.1 : Comparaison de quelques performances des techniques de commande élaborées

	PI		C.L.F		SMC1		SMC2		FBL		BC-SMC1	
	TR(s)	D(%)	TR(s)	D(%)	TR(s)	D(%)	TR(s)	D(%)	TR(s)	D(%)	TR(s)	D(%)
P_{sp}	0.5	2.25	0.45	2.01	0.402	1.502	0.0152	0.37	0.01	0.015	0.007	0.009
Q_{sp}	0.2776	1.25	0.251	0.99	0.0854	0.754	0.0152	0.37	0.01	0.015	0.007	0.009
THD% $i_{sp(a)}$	1.60%		0.60%		0.49%		0.4%		0.47%		0.38%	

V.7.2 Comparaison quantitative

Pour calculer les trois critères, les commandes et les erreurs des grandeurs commandées ont été utilisées. Ces critères sont calculés pour un temps de simulation de 20s et des consignes de puissances égales à celles données dans les conditions de simulation.

Tableau. V-2: Étude comparative des commandes développées pour le système considéré.

G-C	Critère	Commandes développées pour le système considéré					
		PI	C.L.F	SMC1	SMC2	FBL	BC-SMC
Puissance active	$ISE = \int_0^T e^2(t)dt$	4.138.e ⁷	3.137.e ⁷	5.327.e ⁵	9065	3361	1630
	$IAE = \int_0^T e(t) dt$	1.977.e ⁴	1.5.e ⁷	560.3	134.7	125.9	57.49
	$ITAE = \int_0^T t e(t) dt$	1.061.e ⁵	0.99.e ⁵	414.9	651.2	625.7	279.4
Puissance réactive	$ISE = \int_0^T e^2(t)dt$	3706	1385	488.5	801.5	1375	488
	$IAE = \int_0^T e(t) dt$	135.8	94.34	56.51	73.35	92.71	56.47
	$ITAE = \int_0^T t e(t) dt$	606.9	458.8	279.6	366.1	463.6	279.5

L'objectif visé dans cette partie est la comparaison quantitative des différentes lois de commandes pour mettre en évidence les performances de chacune d'elles, (les valeurs de l'erreur statique

[0s 10s] pour toutes les commandes).

Les résultats de simulation présentés dans le tableau ci-dessus montrent clairement que la commande hybride backstepping-mode glissant (BC-SMC) est la plus performante du point de vue minimisation du critère énergétique qui nous donne les valeurs les plus faibles de (ISE, IAE, ITAE) pour les puissances active et réactive.

V.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué deux approches non-linéaires à savoir : la commande par linéarisation entrées sorties et la commande backstepping pour le contrôle du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA Sans Balais pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées.

En premier lieu, nous avons présenté les bases théoriques de la commande par retour d'état linéarisante. L'idée est de transformer un système non linéaire en un système linéaire. Cette technique est appliquée dans le contrôle des systèmes de conversion d'énergie éolienne pour commander indépendamment les puissances produites par la MADASB. L'application de cette commande à flux orienté sur le système a permis de régler indépendamment les puissances produites par la MADA Sans Balais.

En deuxième lieu, nous nous sommes intéressés à la commande par backstepping et son application à un système de conversion d'énergie éolienne. De bonnes performances sont obtenues en régimes permanent et transitoire surtout pour le cas de la commande hybride backstepping-mode glissant qui est bien supérieure au niveau des THD par rapport aux autres techniques. On note également le réglage appréciable des puissances statoriques instantanées active et réactive.

Dans ce chapitre, nous avons procédé également à une étude comparative entre toutes les commandes considérées dans cette thèse. Pour ce faire, on a utilisé trois approches fondamentales qualitative, quantitative et robustesse. Les résultats obtenus montrent bien que la commande hybride par backstepping-mode glissant 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 en absence des variations paramétriques et externes.

Conclusion générale

Dans le cadre de la réalisation de cette thèse, nous avons choisi de travailler sur le thème de la production et conversion de l'énergie éolienne. Pour cela, nous avons pris pour objectif l'étude et la simulation d'une chaîne de conversion éolienne constituée d'une turbine de moyenne puissance associée à une génératrice asynchrone à double alimentation sans balais. Cet ensemble de conversion de l'énergie éolienne est associé à un dispositif d'électronique de puissance afin de transmettre l'énergie électrique produite vers le réseau ou vers la charge à alimenter. Cette étude est complétée par la mise en place de stratégies de commande nécessaires au bon fonctionnement de chaque partie. Les résultats de simulation obtenus à travers ces différentes commandes sont comparés entre eux afin de juger des performances de régulation dans les deux régimes de fonctionnement (transitoire et permanent). Les critères de performances utilisés sont généralement : la robustesse, la rapidité, la précision, le dépassement, la poursuite, la facilité de mise en œuvre de la méthode et le temps de calcul.

Dans le contexte d'énergie éolienne, un état de l'art de ces systèmes est présenté. La production de l'énergie éolienne est de plus en plus importante entraînant l'apparition de nouvelles constructions. Cette évolution dynamique est surtout visible dans le domaine du grand éolien grâce au développement de nouvelles technologies telles que les matériaux de construction, l'électronique de puissance et les techniques de commande. Le pouvoir politique est aussi dans une grande partie moteur du développement durable.

Notre étude nous a permis de réaliser une modélisation complète et globale d'un système de conversion d'énergie éolienne. Cette modélisation se démarque principalement par l'approche différente qui a été faite de la partie mécanique qui fait appel aux calculs aérodynamiques pour déterminer les relations liant la vitesse du vent, le couple et la vitesse de l'hélice. Tout cela a été conçu autour d'une MADASB.

Nous avons abordé dans un premier temps l'analyse des systèmes de production basés sur l'énergie éolienne. Dans ce contexte, un état de l'art de ces systèmes est présenté dans le premier chapitre. Après un rappel des notions fondamentales nécessaires à la compréhension du système de conversion, différents types d'éoliennes et leurs modes de fonctionnement ont été décrits. Et par la suite, une présentation des machines électriques et leurs convertisseurs associés, adaptables à un système éolien a été faite. Trois grandes familles de machines sont présentées : les machines asynchrones, les machines synchrones et les machines à structure spéciale.

On a conclu que la machine asynchrone à double alimentation sans balais regroupe les avantages de la machine asynchrone à cage et ceux de la machine asynchrone à double alimentation ; de même

qu'elle présente un bon compromis entre la plage de variation de vitesse qu'elle autorise et la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine.

Dans le deuxième chapitre, une modélisation complète de ses éléments en mode connecté au réseau a été réalisée. Dans une première étape, nous avons établi le modèle de la partie mécanique. Dans une deuxième étape, nous avons présenté la modélisation mathématique de la génératrice asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB) dans le repère naturel (a,b,c) et dans le repère biphasé de Park. Ensuite, nous avons présenté la modélisation des deux convertisseurs statiques triphasés appelés convertisseur côté réseau (CCR) qui permet le contrôle de bus continu avec régulation de facteur de puissance côté réseau et le convertisseur côté machine (CCM), et son principe de fonctionnement, de même que la technique de commande SVM située entre le bobinage de commande (BC) de la MADASB et le réseau électrique. Dans une troisième étape, nous avons élaboré deux commandes : un premier niveau dédié à la commande de la turbine afin de maximiser la puissance captée (*MPPT*) et un second dédié à la commande de convertisseur côté réseau qui 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. A la fin de ce chapitre nous avons présenté les résultats de simulation de la MADASB associé à un système de conversion d'énergie.

Pour une gestion efficace de la production d'énergie éolienne, nous avons présenté dans le troisième chapitre deux techniques de commande qui ont été détaillées pour contrôler indépendamment l'échange des puissances statoriques produites vers le réseau. L'une concerne la commande vectorielle de la MADASB à flux statorique orienté où nous avons présenté une étude théorique dans laquelle nous avons exprimé les puissances active et réactive statoriques (BP) en fonction des tensions du deuxième stator (BC) afin de réaliser un découplage entre elles pour assurer le pilotage de la machine par le stator de commande. L'autre concerne la commande par la logique floue. En premier lieu, nous avons donné un rappel sur les notions de base de cette commande. Par la suite, nous l'avons appliqué sur la même structure éolienne utilisée pour la commande vectorielle avec un remplacement des régulateurs PI par des régulateurs flous. Les résultats de simulations obtenus montrent les performances et les capacités de ces deux commandes.

Dans le quatrième chapitre, deux approches non linéaires de commande à base de mode glissant ont été proposées. Après un état de l'art sur ces commandes et leurs applications sur le système de conversion d'énergie, les commandes par mode glissant d'ordre un et de second ordre à base de l'algorithme de Super-Twisting ont été utilisées. Le Super-Twisting n'utilisant pas d'information sur la surface de glissement peut être vu comme un avantage. De plus, il n'est pas sensible au temps d'échantillonnage. Les performances de ces deux dernières commandes ont été justifiées à travers les résultats de simulation.

Pour obtenir de meilleures performances de la MADASB vis-à-vis des incertitudes paramétriques et des perturbations externes au système, on a introduit la commande par retour d'état linéarisante et la commande backstepping au cinquième et dernier chapitre.

Les méthodes de commande non-linéaires étudiées dans ce travail ont montré leurs hautes performances dans le contrôle du système de conversion d'énergie éolienne, Les résultats de simulation ont démontré l'efficacité et la robustesse de chacune en termes de poursuite, de fonctionnement à facteur de puissance unitaire et de réduction de distorsion harmonique, découplage, temps de réponse, qualité de courant. Enfin, après une étude comparative basée sur des critères préétablis, nous avons remarqué la supériorité de la commande hybride backstepping-mode glissant par rapport aux autres commandes.

Enfin comme perspectives, nous envisageons d'étendre les travaux de cette thèse sur divers axes à savoir :

- ✓ Réalisation d'une plateforme expérimentale permettant l'implémentation pratique et l'expérimentation des approches de commande proposées ;
- ✓ l'intégration éventuelle d'un système de stockage et l'optimisation technico-économique de la chaîne de conversion ;
- ✓ Application d'autres approches de commandes non linéaires et intelligentes capables de surpassées les limitations des régulateurs classiques;
- ✓ l'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux dans une chaîne de conversion éolienne.
- ✓ Développement de commandes tolérantes aux défauts aptes à augmenter la fiabilité des stations de production.
- ✓ 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 MADASB 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...

Bibliographies

- [1] **P. Rault**, *“Dynamic modeling and control of multi-terminal HVDC grids,”* Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, Mars 2014.
- [2] **O. Dahmani**, *“Modélisation, optimisation et analyse de fiabilité de topologies électriques AC de parcs éoliens offshore,”* Thèse de Doctorat, Université Nantes Angers Le Mans, Nov. 2014.
- [3] **F. Kendouli**, *“Centrale éolienne et qualité de l’énergie électrique,”* Thèse de Doctorat, Université des Frères Mentouri Constantine, 2012.
- [4] **A. Abdelli**, *“Optimisation multicritère d’une chaîne éolienne passive,”* Thèse de Doctorat, L’institut national polytechnique de Toulouse, 2007.
- [5] **M. Mayouf**, *“Contribution à la modélisation de l’aérogénérateur synchrone à aimants permanents,”* Mémoire de Magister, Université de Batna, Fév. 2008.
- [6] **M. T. Latreche**, *“Commande floue de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) utilisée dans un système éolien,”* Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, Jun. 2012.
- [7] Rapport annuel de World Wind Energy Association, fin 2018
- [8] Wind in power 2017. Annual combined onshore and offshore wind energy statistics Published February 2018, Wind Europe.
- [9] Rapport annuel de Global Wind Energy Council, fin 2017.
- [10] Programme des énergies renouvelables et de l’efficacité énergétique, Mars 2011.
- [11] Equilibres, La lettre de la Commission de Régulation de l’électricité et du Gaz, N 12, Mars 2011.
- [12] **A. Lebsir**, *“Performances comparées de machines synchrones à aimants permanents et à réluctance variable associées à une chaîne de conversion d’énergie renouvelable,”* Thèse de Doctorat, Université des Frères Mentouri Constantine, May.
- [13] **M. Mayouf**, *“Étude comparative des architectures et stratégies de contrôle d’un aérogénérateur synchrone à aimants permanents,”* Thèse de Doctorat, Université de Batna, Avr. 2014.
- [14] **F. Boumaraf**, *“Commande D’un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L’intelligence Artificielle”.* Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 24 Juin 2014.
- [15] **A. BENLAMOUDI**, *“Contribution à la commande de la génératrice asynchrone a cage entraînée par une turbine éolienne”.* Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 1 Juillet 2013.
- [16] **T. Douadi**, *“Etude et commande d’un système Eolien à base d’une Génératrice Asynchrone”* mémoire de magister, Université de BATNA, 2010
- [17] **M. Lopez**, *“Contribution à l’optimisation d’un système de conversion éolien pour une unité de production isolée”* Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale STITS, 2006.
- [18] **F. Poitiers**, *“Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l’Utilisation de l’Energie Eolienne”*, Thèse de doctorat, Université de Nantes, 19 Décembre 2003.

-
- [19] **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.
- [20] **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.
- [21] **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.
- [22] **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.
- [23] **F. Poitiers**, " *Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne* ", Thèse de doctorat, Université de Nantes, 19 Décembre 2003.
- [24] **P. Enrici**, " *Introduction à la conversion d'énergie éolienne* ", Cours de DEA.
- [25] **B. Multon**, " *Etat de l'art des aérogénérateurs électriques* ", Rapport ECRIN, 2002.
- [26] **G. Samir**, " *Modélisation d'une centrale a énergie renouvelable photovoltaïque-éolienne* ", Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Sétif, 2011.
- [27] **A. Mirecki**, " *Etude comparative de chaines de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance* " Thèse de Doctorat, INPT de France, 2005.
- [28] **T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins, E. Bossanyi**, " *Wind energy handbook* ". John Wiley & Sons 2001.
- [29] **S. Metatla**, " *Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA* ", Thèse en électrotechnique, ENSP, 2009.
- [30] **F. KENDOULI**, " *Centrale éolienne et qualité de énergies électrique* ". Thèse doctorat, À l'Université Mentouri de Constantine 2012.
- [31] **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.
- [32] **Tamaarat A, Benakcha A.** " *Performance of PI controller for control of active and reactive power in DFIG operating in a grid-connected variable speed wind energy conversion system* ". (2014), Frontiers in Energy, 1;8(3):371-378.
- [33] **Serhoud H, Benattous D,** " *Simulation of grid connection and maximum power point tracking control of brushless doubly-fed generator in wind power system* ", Frontiers in Energy, 1;7(3):380-387, September 2013.
- [34] **A. Abdelli**, " *Optimisation Multicritères d'une chaine éolienne passive* ", Thèse de Doctorat en Electrotechniques, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [35] **S. El Aimani**, " *Modélisation de Différentes Technologie d'Eoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension* ", Thèse de doctorat, Université de Lille.
- [36] **P. Leconte, M. Rapin, E. Szechenyi**, " *Eoliennes* ", Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie mécanique, pp. BM 4 640 1 - BM 4 640 21.
- [37] **H. Camblong**, " *Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable* ", Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers Centre de Bordeaux, 2003.
-

- [38] **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, UNIVERSITE D'ARTOIS de Lille, 17 décembre 2004.
- [39] **B. Multon, O. Gergaud, H. Benahmed**, "Etat de l'art dans les aérogénérateurs électriques", pp.1–12, Mai 2002.
- [40] **L.Y. Pao, K.E. Johnson**, "A Tutorial on the Dynamics and Control of Wind Turbines and Wind Farms", American Control Conference, Hyatt Regency Riverfront, St. Louis, MO, USA, 2009.
- [41] **V. Courtecuisse**, "Supervision d'une centrale multi sources 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.
- [42] **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.
- [43] **CH. Belfedal**, "Commande d'une machine asynchrone à double alimentation en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne étude et expérimentation", Thèse de Doctorat, Université d'Oran, 2007.
- [44] **B. Beltran**, "Contribution à la commande Robuste des Eoliennes à base de Génératrices Asynchrones Double Alimentation : De Mode Glissant Classique au Mode Glissant d'Ordre Supérieur", Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale, Brest, 2010.
- [45] **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.
- [46] **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.
- [47] **N. Patin, E. Manmasson and J.P. Luis**, "Modeling and control of a cascaded doubly-fed induction generator Dedicated to Isolated Grids", Vol.56, No.10. Oct 2009.
- [48] **N. Patin**, "analyse d'architecture, modélisation et commande de générateurs pour réseaux autonomes et puissants", Thèse de Doctorat, Université Cachan, 2006.
- [49] **M. Adamowicz, R. Strzelecki and D. Wojciechowski**, "Steady State Analysis of Twin Stator Cascaded Doubly fed induction Generator", CPE 2007.
- [50] **M. Adamowicz and R. Strzelecki**, "Cascaded Doubly fed Induction Generator for Mini Micro Power Plants Connected to Grid", EPE-PEMC, 2008.
- [51] **B. Hopfensperger, D.J. Atkinson and R.A. Lakin**, "Combined magnetizing flux oriented control of the cascaded doubly-fed induction machine", IEE Prpc, Elec Appl, Vol. 148, No. 4, June 2001.
- [52] **F. Jallali and A. Masmoudi**, "Investigation of the Transient Behavior of Brushless Cascaded Doubly Fed Machines", EVER MONACO, Mar 2009.
- [53] **K. Protsenko and D. Xu**, "Modeling and Control of Brushless Doubly-Fed Induction Generator in Wind Energy Applications", IEEE Tra, Pow, Ele, Vol, 23, No. 3, May 2008.
- [54] **I. Poza, E. Oyarbide, D. Roye and M. Rodriguez**, "Unified reference frame dq model of the brushless doubly fed machine", IEE Proc. Elec. Powe. Appl, Vol.153, No. Sem 2006.

-
- [55] **D. Zhou, R. Spée, G.C. Alexander**, «*Experimental of a rotor flux oriented control algorithm for brushless doubly-fed machines*», IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 12. No. 1. Januray. 1997.
- [56] **Q. Li and Z. P. Pan**, «*The modeling and simulation of brushless doubly fed generator of wind power generation system*», IEEE. Pow. Elec. Driv. Sys. Vol.2, 2001.
- [57] **F. J. Poza LABO**, «*Modélisation, conception et commande d'une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération à vitesse variable*», Thèse de Doctorat. Ins Nat Poly Grenoble. 2003.
- [58] **S. Hamech**, «*Etude et commande d'une éolienne à base d'une machine synchrone à aimants permanents*», Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Jun. 2013.
- [59] **D.H. Tran**, «*Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne passive : Analyse de robustesse, validation expérimentale* », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2010.
- [60] **Fateh L, Ahmed O, Amar O, Abdelhak D, Lakhdar B**. «*Modeling and control of a permanent magnet synchronous generator dedicated to standalone wind energy conversion system*». *Frontiers in Energy*, 1; 10(2):155-163, (2016).
- [61] **T. Ghennam**, «*Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation*», thèse de doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, 2011.
- [62] **S. El Aïmani**, «*Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension* », Thèse de doctorat, Université des sciences et technologies, Lille, France, 2004.
- [63] **McMahon RA, Wan X, Abdi-Jalebi E, Tavner PJ, Roberts PC, Jagiela M**, «*The BDFM as a generator in wind turbines*», In: 12th IEEE proceeding international power electronics and motion control conference (2006), EPE-PEMC, pp 1859–1865
- [64] **S. Williamson, A.C. Ferreira, A.K. Wallace**, «*Generalised theory of the brushless doubly-fed machine. Part 2: Model verification and performance*», IEE Proc. Electr. Power Appl, Vol. 144.
- [65] **S. Williamson, A.C. Ferreira, A.K. Wallace**, «*Generalised theory of the brushless doubly-fed machine. Part 1: Analysis*», IEE Proc. Electr. Power Appl, Vol. 144, No, 2, March 1997.
- [66] **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.
- [67] **N. Hamdi**, «*Amélioration des performances des aérogénérateurs* ». Thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, Alger, Le 03/ 07/ 2013
- [68] **M. T. Latreche**, «*Commande floue de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) utilisée dans un système éolien*», Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, Jun. 2012.
- [69] **O. BOUAKAZ**, «*Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux, fonctionnement symétrique et asymétrique*», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [70] **Djaafer LALILI**, «*MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone*», Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, Avril 2009.
-

-
- [71] **H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke**, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, January/February 1988, pp. 142-150.
- [72] **P. F. Seixas, M. A. S. Mendes, P. D. Garcia, and A. M. N. Lima**, "An Algebraic PWM Method for Three-level Voltage Source Inverter", Industry Applications Conference, Conference Record of the 2000 IEEE, Rome, Italy, Vol. 4, October 2000, pp. 2177-2184.
- [73] **N. Khezami**, " *Commande multi modèle optimale des éoliennes : Application à la participation des éoliennes au réglage de la fréquence* ". Thèse de Doctorat, l'école centrale de Lille 2011.
- [74] **Y. EL TOUS**, « *Pitch angle control of variable speed wind turbine* ». American J. of Engineering and Applied Sciences 1 (2), pp 118-120, 2008.
- [75] **M. Mayouf**, " *Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimants permanents*," Mémoire de Magister, Université de Batna, Fév. 2008.
- [76] **Dida A, Attous DB**, "Doubly-fed induction generator drive based WECS using fuzzy logic controller", (2015), Front Energy 9(3):272-281.
- [77] **Serhoud H, Benattous D (2013)** " *Sensorless optimal power control of brushless doubly-fed machine in wind power generator based on extended kalman filter*", Int J Syst Assur Eng Manag 4(1):57-66.
- [78] **K. M. PASSINO, S. YURKOVICH**, "Fuzzy Control". Addison-Wesley, The Ohio State University. 1998.
- [79] **C.C.LEE**, "Fuzzy Logic in Control Systems: Logic Controller. Part II". IEEE Trans. Syst. Man; Cybern; Vol. 20, No.2, PP.404-435, March/April 1990.
- [80] **A. RUBAAI, D. RICKETTS, M. D. KANKAM**, "Experimental Evaluation of a Fuzzy Logic-Based Controller for High Performance Brushless DC Motor Drives", IEEE Transactions On Industry Applications. 2000.
- [81] **S. Mokeddem**, " *Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base D'Algorithmes Génétiques* ", Thèse Doctorat, Université ferhat abbas de setif, 11 juillet 2010.
- [82] **H. Ouakka**, " *Contribution à l'Identification et la Commande Floue d'une Classe de Systèmes Non Linéaires* ", Université Sidé Mohamed Ben Abdullah. Le 27/06/2009.
- [83] **S. Labiod**, " *Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires* ". Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 29 Janvier 2005 Algérie.
- [84] **H. REZZINE**, " *Introduction à la Logique Floue & à la Commande Floue*", Cours AIng Contrôle des Systèmes. Ecole Militaire Polytechnique (EMP), Alger (Algérie).
- [85] **E. Mamdani**, "Application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic systems", Fuzzy Sets and Systems, vol.26, 1977, pp.1182-1191.
- [86] **Lamia Kartobi**, " *Optimisation de la Synthèse des FACTS par les Algorithmes Génétiques et les Essais Particulaires pour le contrôle des Réseaux Electriques*", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, Décembre 2006.
- [87] **Moussa, O., Abdessemed, R., Benagoune, S., & Benguesmia, H.** " *Sliding Mode Control of a Grid-Connected Brushless Doubly Fed Induction Generator Sliding Mode Control of a Grid-Connected Brushless Doubly Fed Induction Generator*", European Journal of Electrical Engineering , vol 21 no 05; pp421-430.
-

- [88] **Moussa, O., Abdessemed, R., Benaggoune, S., & Benguesmia, H.** "Power Quality Enhancement Grid Connected Brushless Doubly-Fed Induction Generator Using Sliding Mode Control", ICME 2018, December 20-22, Hamamaet, Tunisia.
- [89] **TSAI, Hung-Chi, CHU, Chia-Chi, et LEE, Sheng-Hui,** "Passivity-based nonlinear STATCOM controller design for improving transient stability of power systems", In: Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES. IEEE, 2005. p. 1-5.
- [90] **MISHRA, S., PANIGRAHI, B. K., et TRIPATHY, M. A.,** "hybrid adaptive-bacterial-foraging and feedback linearization scheme based D-STATCOM" In: Power System Technology, 2004. Power Con 2004. 2004 International Conference on. IEEE, 2004. p. 275-280.
- [91] **Utkin,** "Sliding Modes their application in variable structure systems", Mir, Moscow, 1978.
- [92] **V.Utkin, and HoonLee,** "Chattering problem in Sliding Modes Control Systems", pp 346-350, Alghero Italy, 2007.
- [93] **GUI, Yonghao, LEE, Young Ok, HAN, Young seong, et al,** "Passivity-based control with nonlinear damping for STATCOM system", In : Decision and Control (CDC), 2012 IEEE 51st Annual Conference on. IEEE, 2012. p. 1715-1720.
- [94] **ZHANG, Chao, AIMIN, Zhang, HANG, Zhang, et al,** "An advanced adaptive backstepping control method for STATCOM", In: Control and Decision Conference (2014 CCDC), The 26th Chinese. IEEE, 2014. p. 1822-1827.
- [95] **I.Boiko, L. Fridman, A. Pisano, and Usai.** "Analysis of chattering in system with second order sliding modes", IEEE Transactions on Automatic Control, vol 52, no, 11, pp, 2085-2102, 2007.
- [96] **Bekakra Y, Attous DB.** "DFIG sliding mode control fed by back-to-back PWM converter with DC-link voltage control for variable speed wind turbine", Front Energy, 2014, 8(3):345-354.
- [97] **Ammar A, Bourek A, Benakcha A.** "Robust SVM-direct torque control of induction motor based on sliding mode controller and sliding mode observer", Frontiers in Energy, 2017:1-14.
- [98] **N. Farokhnia, R. Khoraminia and G.B. Gharehpetian,** "Optimization of PI Controller Gains in Nonlinear Controller of STATCOM Using PSO and GA", International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICRE PQ'10), Granada (Spain), 23rd to 25th March, 2010.
- [99] **Chen SZ, Cheung NC, Wong KC, Wu J.** "Integral sliding-mode direct torque control of doubly-fed induction generators under unbalanced grid voltage", IEEE transactions on energy conversion, 2010, 25(2):356-368.
- [100] **Moussa, O., Benguesmia, H., Abdessemed, R., & Benaggoune, S.** "High-order sliding mode control of a grid-connected brushless doubly fed induction generator Power", ICME 2019, December 19-21, Monastir, Tunisia.
- [101] **RAHIM, A. H. M. A. et KANDLAWALA, M. F.** "Robust STATCOM voltage controller design using loop-shaping technique", Electric Power Systems Research, 2004, vol. 68, no 1, p. 61-74.
- [102] **WAN, Yong et ZHAO, Jun.** "Extended backstepping method for single-machine infinite-bus power systems with SMES", IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, vol. 21, no 3, p. 915- 923.
- [103] **Vachirasricirikul, Sitthidet et NGAMROO, Issarachai.** "Improved H_2/H_∞ control-based robust PI controller design of SMES for suppression of power fluctuation in micro grid", In : Electrical Engineering Congress (iEECON), 2014 International. IEEE, 2014. p. 1-4.

-
- [104] **M. Taleb, A. Levant, and F. Plestan.** "Pneumatic actuator control: "Solution based on adaptive twisting and experimentation", *Control Engineering Practice*, 21(5) :727– 736, 2013.
- [105] **Vincent Bregeault.** "Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants". Thèse de doctorat. Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2010.
- [106] **A. Levant,** "Introduction To High-Order Sliding Modes", Springer, 2003.
- [107] **K. D. Young, V. I. Utkin, and Ü. Özgüner,** "A control engineer's guide to sliding mode control," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 7, no. 3, pp. 328–342, 1999.
- [108] **Yu X, Kaynak O.** "Sliding-mode control with soft computing: A survey". *IEEE transactions on industrial electronics* 56(9):3275-3285, 2009.
- [109] **Moussa, O., Abdessamed, R., & Benaggoune, S.** (2019). "Super-twisting sliding mode control for brushless doubly fed induction generator based on WECS". *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 10(5), 1145-1157.
- [110] **RakhtAla, Seyed Mehdi, Monazzahalsadat Yasoubi, and Hassan HosseinNia.** "Design of second order sliding mode and sliding mode algorithms: a practical insight to DC-DC buck converter", *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica* 4, no. 3 (2017): 483-497.
- [111] **Valenciaga F, Puleston PF** "High-order sliding control for a wind energy conversion system based on a permanent magnet synchronous generator", (2008) *IEEE transactions on energy conversion* 23(3):860-867.
- [112] **RakhtAla SM, Yasoubi M, Hossein Nia H.** "Design of second order sliding mode and sliding mode algorithms: a practical insight to DC-DC buck converter", (2017), *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica* 4(3):483-497.
- [113] **Beltran B, Benbouzid ME, Ahmed-Ali T** "Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine", (2012), *IEEE Transactions on Energy Conversion* 27(2):261-269.
- [114] **Benelghali S, Benbouzid ME, Charpentier JF, Ahmed-Ali T, Munteanu I** "Experimental validation of a marine current turbine simulator: Application to a PMSG-based system second-order sliding mode control", (2011), *IEEE Trans. Industrial Electronics* 58(1):118-126.
- [115] **Levant A,** "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control", (1993), *International journal of control* 58(6):1247-1263.
- [116] **Dash PK, Patnaik RK,** "Adaptive second order sliding mode control of doubly fed induction generator in wind energy conversion system", (2014), *Journal of Renewable and Sustainable Energy* 6(5):053143.
- [117] **S. Safari,** "Etude d'une Commande Non-Linéaire sur un Filtre Actif", Mémoire de Magister, Ecole de Technologie Supérieure Univ. Québec, Février 2002.
- [118] **M, Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic,** "Nonlinear and adaptive control design", New York, Wiley, 1995.
- [119] **A.Isidori,** "Nonlinear Control Systems", Springer, Berlin, 1995.
- [120] **Mallick, R.K,** "Adaptive sliding mode control of VSC-HVDC transmission links", 2011 International Conference on Energy, Automation, and Signal (ICEAS), Bhubaneswar, Odisha, pp.1 – 6, Dec. 2011 .
-

-
- [121] **K. A. Corzine**, "A Hysteresis Current-Regulated Control for Multi-level Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 15, no. 2, pp. 169-175, June 2000 .
- [122] **A.Maizener et D.Griffel**, "Intégration d'énergie éolienne par un réseau de courant continu à haute tension", ALSTOM GRID Protection & control, Massy, France Juillet 2012.
- [123] **Laurent TEPOZ**, "Commande d'un système de conversion de type VSCHVDC. Stabilité -Contrôle des perturbations", thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2005.
- [124] **H. ElFadil, F. Giri, M.Haloua, H.Ouadi**, "Nonlinear and Adaptive Control of Buck Power Converters", In: Proc 42nd IEEE Conference on Derision and Control Maui, Hawaii USA, pp. 4475-4480, 2003 .
- [125] **K.Azeddine**, "Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Ph. D. Thesis, Université Laval, Québec, Novembre 2000.
- [126] **L. Yacoubi, F. Fnaiech, L.A. Dessaint, and K. Al-Haddad**, "New Nonlinear Control of Three phase NPC Boost Rectifier Operating under Severe Disturbances", Mathematics and Computers in Simulation, vol. 63, pp. 307-320, 2003.
- [127] **M, Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic**, "Nonlinear and adaptive control design", New York, Wiley, 1995.
- [128] **A, Hadri-Hamida, A. Allag, M. Y. Hammoudi, S. M. Mimoune, S. Zerouali, M. Y. Ayad, M. Becherif, E. Miliari, A. Miraoui**, "A Nonlinear Adaptive Backstepping Approach Applied to a Three phase PWM AC-DC Converter Feeding Induction Heating", Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, vol. 14, no. 4, pp. 1515-1525, 2009.
- [129] **H. El Fadil, F. Giri, M. Haloua, H. Ouadi**, "Nonlinear and Adaptive Control of Buck Power Converters", In: Proc 42nd IEEE Conference on Derision and Control Maui, Hawaii USA, pp. 4475-4480, 2003.
- [130] **R. Osorio, M. Ponce, M. A. Oliver, V. H. Olivares, and M. Juárez**, "Analysis and Design of Discrete Sliding Mode Control for a No resonant Electronic Ballast", HAIT Journal of Science and Engineering B, vol. 2, pp. 625- 637, 2005.
- [131] **Ridha. C, Arezki.M, and Drid. S**, "Robust control based on the Lyapunov theory of a grid-connected doubly fed induction generator", Frontiers in Energy, 2013.

Annexe A

Principe du PLL Triphasé

A.1 Principe de base

Dans les applications réseau électrique, le PLL sert essentiellement à estimer et filtrer la phase et l'amplitude instantanée du vecteur équivalent d'un système triphasé. Le principe de base du PLL triphasé consiste à appliquer une transformation de Park sur les tensions triphasées du réseau.

Le PLL réalise la suivi de phase de la composante directe de la tension du PCC v_{pd} afin d'éliminer la composante en quadrature v_{pq} ce qui se produit lorsque la phase estimée θ_e est égale à la phase du réseau. La configuration que nous avons retenue dans cette étude correspond au schéma synoptique présenté dans la figure (A.1).

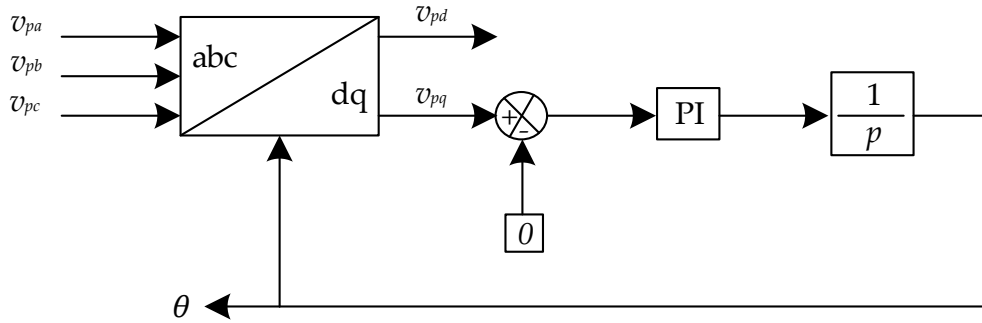


Figure (A.1). Schéma fonctionnel d'un PLL triphasé.

Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un régulateur PI et un intégrateur.

A.2 Boucle de régulation

La fonction de transfert en boucle ouvert de la boucle PLL est défini par :

$$FT_{BO} = \left(k_{p_pll} + \frac{k_{i_pll}}{p} \right) \frac{1}{p} \quad (A.1)$$

Donc elle décrit en boucle fermé par :

$$FT_{BF} = \frac{k_{p_pll} p + k_{i_pll}}{p^2 + k_{p_pll} p + k_{i_pll}} \quad (A.2)$$

Pour déterminer les valeurs des gains du PI utilisé, on doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction FT_{BF} et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G(p) = p^2 + 2\xi_{pll} \omega_{n_pll} p + \omega_{n_pll}^2 \quad (A.3)$$

Finalement on en déduit les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$\begin{aligned}k_{p_pll} &= 2\xi_{pll}\omega_{n_pll} \\k_{i_pll} &= \omega_{n_pll}^2\end{aligned}\tag{A.4}$$

Où ξ_{pll} et ω_{n_pll} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système du deuxième ordre. Pour ce travail on prend : $\xi_{pll}=0.707$ et $\omega_{n_pll}=5000\pi$.

Annexe B

Paramètre utilisés dans le système de conversion d'énergie

B.1 Paramètres de la turbine

Paramètres	Valeur numérique
Densité d'air " ρ "	$1.25 \text{ kg} / \text{m}^3$
Nombre de pale	$N_p = 3$
Rayon des pales	$R_t = 3 \text{ m}$
Inertie " J "	$j = 315 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Coefficient de frottement visqueux " f "	$f = 0.0024 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$
Coefficient de puissance Optimale	$C_{p-opt} = 0.5$
Vitesse réduite Optimale	$\lambda_{opt} = 9.2$
Gain de multiplicateur de vitesse " G "	$G = 15$

B.2 Paramètres de redresseur

Résistance " R_f "	0.1Ω
Inductance " L_f "	0.014 H
Capacité " C "	$2200 \mu\text{F}$
Fréquence de coupure f_c	10 KHz

B.3 Paramètres de la MADASB

Paramètres	MADASB (BDFIG)
Puissance nominale	$P_n = 2.5 \text{ KW}$
Tension nominal	$N_p = 3220 / 380 \text{ V}$
La vitesse nominale	750 rmp
Fréquence	50 Hz

Nombre de pair de pole	$P_p = 3, P_c = 1$
Résistance statorique R_{sp} / R_{sc}	1.732 / 1.079 Ω
Résistance rotorique	0.473 Ω
Inductance cyclique statorique L_{sp} / L_{sc}	714.8 / 121.7mH
Inductance cyclique rotorique L_r	132.6mH
Mutuelle de park M_p / M_c	242.1 / 59.8mH
Moment d'inertie''j''	0.53kg.m ²
Coefficient de frottement	$f = 0.0036N.m.s / rad$

Résumé

Ce travail présente des techniques de commande robustes dédiées au système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB) entraînée par une turbine à calage variable des pales. Le stator de puissance de la machine est directement relié au réseau électrique ; par contre le stator de commande est alimenté par un convertisseur bidirectionnel. Les MADASB promettent des avantages significatifs pour les systèmes de conversion d'énergie éolienne en raison de leurs faibles coûts et une plus grande fiabilité par rapport aux machines asynchrones à double alimentation classiques (MADA). L'idée principale consiste à appliquer différentes techniques de commande pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive générées par la MADASB découplée par la technique de commande vectorielle. Il s'agit particulièrement de la commande par logique floue et des commandes par mode glissant d'ordre un et de second ordre basée sur l'algorithme du Super-Twisting, la commande par retour d'état et la commande par backstepping. Une étude comparative relative aux performances obtenues par les commandes proposées est menée. Les résultats de simulation montrent que ces méthodes hiérarchisées, possèdent de grandes performances dans le contrôle de tels systèmes en termes de poursuite de la référence, de découplage, de temps de réponse et de la qualité du courant.

Mots-clés : Energie éolienne, MPPT, MADASB, commande vectorielle, puissance active et réactive, SMC, Super-Twisting, Commande par retour d'état, Backstepping.

Abstract

This work presents robust control techniques dedicated to the wind energy system based on the asynchronous machine with brushless double power supply (MADASB) driven by a turbine with a pitch variation of the blades. The machine's power stator is directly connected to the electrical grid; however, the control stator is powered by a bidirectional converter. The MADASBs promise significant benefits for wind energy conversion systems due to their low costs and greater reliability compared to the conventional doubly fed asynchronous machines (DFAM). The main idea is to apply different control techniques for the independent control of the active and reactive powers generated by the MADASB decoupled by the vector control technique. These include fuzzy logic control and first-order and second-order sliding-mode controls based on the Super-Twisting algorithm, feedback linearization control and backstepping control. A comparative study of the performances of proposed approaches has been carried out. Simulation results show that these hierarchical methods have high performances in controlling such systems in terms of reference tracking, decoupling, response time and current quality.

Keywords: Wind Energy, MPPT, BDFIG, Vector control, Active and reactive power, SMC, Super-Twisting, feedback linearization control, backstepping control.

ملخص

الهدف الاساسي من هذه الاطروحة هو تنميط نظام تحكم متين لأنظمة الرياح الذي يعتمد على المولدات ذو التغذية المزدوجة بدون التماس انزلاقي مقاد بواسطة عفة ذات الشفرة المتغيرة, ثابت القدرة للمولدة يكون متصل مباشرة بالشبكة الكهربائية, وثابت التحكم يكون مغذى بواسطة محول ثنائي الاتجاه MADASB. لها مزايا هامة لأنظمة الرياح (WESS) نظرا لانخفاض تكلفتها وقلة تعقيدها كما ان لها درجة اعلى من الموثوقية بالمقارنة مع المولدات اللاتزامنية الكلاسيكية ذات التغذية المزدوجة. هذه الاطروحة تعتمد على تطبيق مختلف تقنيات التحكم للمراقبة المسقلة للطاقة النشطة والطاقة الارتكاسية الناتجة عن MADASB عن طريق التحكم الشعاعي. على وجه الخصوص التحكم بالمنطق الغامض, التحكم الانزلاقي النوعي من الدرجة الاولى والثانية, التحكم بالرجوع الخطي و التحكم بالرجوع المرهلي هذه الطرق اعطت فعالية عالية في التحكم في أنظمة الرياح من حيث تتبع المرجع الاستقلالية و زمن الاستجابة ونوعية التيار وكذلك الفعالية في حالة وجود عطب. واخيرا قمنا بالمقارنة بين مختلف تقنيات التحكم المطبقة على النظام.

كلمات مفتاحية: الطاقة الهوائية الماكنة الاتزامنية مزدوجة التغذية بدون فرشاة, التحكم الشعاعي الطاقة النشطة والارتكاسية, الانزلاق النوعي 1 الانزلاق النوعي درجة 2, التحكم بالرجوع الخطي و التحكم بالرجوع المرهلي.