

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Génie Electrique

Spécialité : Modélisation et commande

Par : LOUCIF MOURAD

Sujet

Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur

Soutenue publiquement, le 12 / 05 / 2016 , devant le jury composé de :

Mr B. CHERKI	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr A. BOUMEDIENE	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
Mr M.S. BOUCHERIT	Professeur	ENP. Alger	Examinateur 1
Mr M. TADJINE	Professeur	ENP. Alger	Examinateur 2
Mr L. BAGHLI	MCA	Univ. Tlemcen	Invité

Dédicaces

J_E dédie ce travail :

- à mon père et à ma mère,
- à mes frères Ismail, Abdelhafid, Ahmed et à leurs épouses,
- à mes petits neveu Yacine et Sara,
- à ma tante Aïcha et à mes oncles maternels et paternels,
- à tous ceux qui me sont chers.

Mourad Loucif
Tlemcen, le 12 mai 2015

Remerciements

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de ma thèse de Doctorat au laboratoire d'Automatique (LAT) de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen.

Mon premier remerciement va tout d'abord à Dieu, le miséricordieux, pour m'avoir donné la foi, la courage et la patience qui m'ont permis de réaliser et de finir ce travail.

Je tiens à remercier particulièrement, Monsieur Abedlmadjid BOUMEDIENE, Professeur à l'Université Abou Bekr Belkaïd et directeur de la présente thèse, pour avoir proposé, suivi et dirigé ce travail, mais aussi pour le respect dont je fus témoin. Je le remercie pour m'avoir fait profité de son expérience de chercheur, pour ses encouragements et ses orientations constructives qui m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je tiens à adresser ma sincère gratitude à Monsieur Brahim CHERKI, directeur du Laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT), pour m'avoir accueilli et mis dans d'excellentes conditions de travail. Professeur à l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance de la présente thèse. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance et de mon respect.

Je suis honoré que Messieurs Mohamed Seghir BOUCHERIT et Mohamed TADJINE, tout deux Professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger et Monsieur Lotfi BAGHLI, Maitre de Conférence à l'Université Abou Bekr Belkaïd, aient accepté d'examiner ce travail, je les remercie pour leurs observations et leurs remarques pertinentes et constructives.

Qu'il me soit permis d'exprimer également ma gratitude à Monsieur Abdelkader MECHERNENE, Maitre de Conférence à l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour avoir proposé ce travail, sa disponibilité, ses compétences scientifiques et pour les corrections qu'il m'a aidé à apporter à ce manuscrit. Je le remercie tout simplement pour sa sympathie et ses précieuses qualités humaines.

Je ne saurais oublié dans mes remerciements envers Monsieur Amine BRIXI NEGASSA maitre assistant à l'Université Abou Bekr Belkaïd et Messieurs Sidi Mohamed MELIANI et Mohamed Choukri BENHABIB, tout deux Maitres de Conférence à l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour leurs nombreux conseils prodigués au cours de la réalisation de mes travaux de recherche, pour leurs sympathie et leurs précieuses qualités humaines.

Je remercie, tout particulièrement Monsieur Mohamed MACHMOUM, directeur de l'Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique (IREENA, site de Saint Nazaire), pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire durant un stage de quelques jours.

Enfin, je tiens à remercier mes camarades de promotion A. CHEMIDI, Y. YOUNI, M. HORCH, I. GUENOUNE, Nawal, Souad , Hadjira, Fatima et Manel doctorants à l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour les nombreuses discussions que nous avons eues, ainsi que l'ensemble du personnel et des enseignants du département de Génie Electrique et Electronique de la Faculté de Technologie.

Merci enfin à tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué au succès de ce travail.

Mourad Loucif
Tlemcen, le 12 mai 2015

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACES	i
REMERCIEMENTS	ii
NOMENCLATURE	xiii
GLOSSAIRE	xv
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I GÉNÉRALITÉS SUR LES SYSTÈMES ÉOLIENS	4
I.1 INTRODUCTION	5
I.2 HISTORIQUE DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE	5
I.3 DÉVELOPPEMENT DES ÉNERGIE RENOUVELABLE EN ALGÉRIE	6
I.4 AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE	9
I.4.1 Avantages	9
I.4.2 Inconvénients	9
I.5 PRÉSENTATION DU SYSTÈME ÉOLIEN	10
I.5.1 Définition de l'énergie éolienne	10
I.5.2 Les différents types d'éoliennes	10
I.5.2-a Les éoliennes à axe vertical	10
I.5.2-b Les éoliennes à axe horizontal	11
I.6 PRINCIPALES COMPOSANTES D'UNE ÉOLIENNE	13
I.6.1 La nacelle	13
I.6.2 Le rotor	13
I.6.3 La tour	13
I.7 GÉNÉRATEURS ÉLECTRIQUES	15
I.7.1 Générateurs asynchrone à cage d'écureuil	15
I.7.2 Générateurs asynchrones à double alimentation	16
I.7.2-a Générateurs asynchrones à double alimentation à énergie rotorique dissipée	16
I.7.2-b Générateurs asynchrones à double alimentation à structure de Kramer	17
I.7.2-c Générateurs asynchrones à double alimentation avec cyclo convertisseur	18
I.7.2-d Générateurs asynchrones à double alimentation à structure scherbius	18

I.7.2-e	Générateurs asynchrones à double alimentation avec convertisseur matriciel	19
I.7.3	Générateurs synchrone	20
I.7.4	Comparaison des trois générateurs	21
I.7.5	Autres architectures	22
I.8	LECTURE DE LA LITTÉRATURE TECHNIQUE	23
I.9	PROBLÉMATIQUE ET CONTRIBUTION	24
I.9.1	Problématique	24
I.9.2	Objectifs	24
I.9.3	Contribution	25
I.10	CONCLUSION	26
II	MODÉLISATION ET COMMANDE LINÉAIRE DES PUISSANCES DE LA MADA	27
II.1	INTRODUCTION	28
II.2	STRUCTURE DU SYSTÈME ÉLECTRIQUE DE CONVERSION	28
II.3	PRINCIPE ET MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA	29
II.3.1	Fonctionnement en moteur avec alimentation unique au stator	29
II.3.1-a	Fonctionnement en générateur avec double alimentation	31
II.3.2	Transfert de puissance dans la MADA	32
II.4	MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	34
II.4.1	Hypothèses simplificatrices	34
II.4.2	Application de la transformation de Park à la machine asynchrone	35
II.4.3	Equations de la machine asynchrone dans le référentiel ($d-q$)	36
II.4.4	Les différents référentiels d'observation	38
II.4.5	Représentation d'état dans le référentiel de Park	40
II.5	MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE	41
II.5.1	Structure du convertisseur côté machine	41
II.5.2	Modélisation des convertisseurs de tension	42
II.5.3	Commande par modulation de largeur d'impulsion	44
II.6	COMMANDE VECTORIELLE	46
II.6.1	Principe de la commande vectorielle	46
II.6.2	Orientation du flux statorique	46
II.6.3	Structure de la commande directe des puissances	50
II.6.4	Synthèse des régulateurs PI	51
II.7	SIMULATION DE LA COMMANDE DIRECTE DES PUISSANCES	53
II.7.1	Profils de poursuite, de régulation et robustesse	53
II.7.2	Résultats des simulations	54
II.7.3	Interprétations	54
II.8	CONCLUSION	56
III	COMMANDES NON LINÉAIRES DES PUISSANCES DE LA MADA	57
III.1	INTRODUCTION	59
III.2	COMMANDE PAR MODES GLISSANT	60
III.2.1	Introduction	60
III.2.2	Systèmes à structures variables	61

III.2.3	Théorie des modes glissants	61
III.2.4	Les modes de la trajectoire dans le plan de phase	62
III.2.5	Conception de la commande par modes de glissement	63
III.2.5-a	Choix de la surface de glissement	63
III.2.5-b	Conditions de convergence	65
III.2.5-c	Calcul de la commande	65
III.2.6	Le phénomène de broutement	68
III.2.7	Réduction du phénomène de broutement par l'emploi de commandes discontinues évoluées	68
III.2.8	Application du mode glissant pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA :	70
III.2.9	Structure de la commande des puissances	72
III.2.10	Résultats de simulation de la commande des puissances	73
III.2.11	Interprétations	73
III.3	COMMANDE PAR LA MÉTHODE BACKSTEPPING	75
III.3.1	Introduction	75
III.3.2	Historique de la commande par la méthode backstepping	75
III.3.3	Principe de la commande par la méthode backstepping	75
III.3.4	Synthèse de la commande par la méthode backstepping	76
III.3.5	Application de la méthode backstepping pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA :	79
III.3.6	Structure de la commande des puissances	81
III.3.7	Résultat de simulation de la commande des puissances	82
III.3.8	Interprétations	82
III.4	COMMANDE PAR LA MÉTHODE BACKSTEPPING AVEC ACTION INTÉGRALE	84
III.4.1	Introduction	84
III.4.2	Application de la méthode backstepping avec action intégrale pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA	84
III.4.3	Structure de la commande des puissances	86
III.4.4	Résultats de simulation de la commande des puissances	87
III.4.5	Interprétations	87
III.5	COMMANDE BACKSTEPPING ASSOCIÉE AU RÉGLAGE PAR MODE GLISSANT	89
III.5.1	Introduction	89
III.5.2	Application de la méthode backstepping au réglage par mode glissant pour la commande des puissances active et réactive de la MADA	89
III.5.3	Structure de la commande des puissances	91
III.5.4	Résultats de simulation de la commande des puissances	92
III.5.5	Interprétations	92
III.6	MODÈLE ET COMMANDE NON LINÉAIRE DES PUISSANCES DE LA MADA SANS L'UTILISATIONS DE LA COMMANDE VECTORIELLE	94
III.6.1	Introduction	94
III.6.2	Application de la méthode backstepping à la commande des puissances de la MADA :	95
III.6.3	Structure de la commande des puissances	97
III.6.4	Résultats de simulation de la commande des puissances	98

III.6.5	Interprétations	98
III.7	CONCLUSION	100
IV	MODÉLISATION ET COMMANDE D'UNE TURBINE ÉOLIENNE	101
IV.1	INTRODUCTION	102
IV.2	CONVERSION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE	102
IV.2.1	Modélisation du vent	102
IV.2.2	Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique	103
IV.2.3	Théorie de Betz	104
IV.3	MODÉLISATION DU SYSTÈME DE CONVERSION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE	105
IV.3.1	Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine	105
IV.3.2	Modèle de la turbine	106
IV.3.2-a	Puissance mécanique de la turbine	106
IV.3.2-b	Coefficient de puissance	106
IV.3.2-c	Vitesse relative	106
IV.3.2-d	Couple mécanique de la turbine	107
IV.3.3	Modèle du multiplicateur	107
IV.3.4	Equation dynamique de l'arbre de transmission	108
IV.4	STRATÉGIE DE LA COMMANDE D'UNE ÉOLIENNE À VITESSE VARIABLE	108
IV.4.1	Principe de MPPT	108
IV.4.2	Fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable	109
IV.5	RÉGULATION MÉCANIQUE DE LA PUISSANCE D'UNE ÉOLIENNE	111
IV.5.1	Système d'orientation des pales (Pitch Control)	111
IV.5.2	Système à décrochage aérodynamique (Stall Control)	111
IV.6	TECHNIQUE D'EXTRACTION DU MAXIMUM DE PUISSANCE	112
IV.6.1	Commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique	112
IV.6.2	Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique	114
IV.7	SYNTHÈSE DES DIFFÉRENTS RÉGULATEURS DE VITESSE	115
IV.7.1	Régulateur PI	115
IV.7.2	Commande par mode glissant	117
IV.7.3	Commande par la méthode backstepping	118
IV.8	RÉSULTATS DE SIMULATIONS	119
IV.9	INTERPRÉTATIONS	122
IV.10	CONCLUSION	122
V	INTÉGRATION DU SYSTÈME DE CONVERSION ÉOLIEN AU RÉSEAU ÉLEC- TRIQUE	123
V.1	INTRODUCTION	124
V.2	ASSOCIATION L'ENSEMBLE : PARTIE MÉCANIQUE -MADA ET CONVERTIS- SEUR CÔTÉ MACHINE	124
V.2.1	Structures des commandes proposées	124
V.3	RÉSULTATS DES SIMULATIONS	127
V.3.1	Interprétations	127
V.4	DESCRIPTION D'UNE ÉOLIENNE À BASE DE MADA	131
V.4.1	Structure du convertisseurs <i>Back to Back</i>	132

V.5	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN REDRESSEUR MLI	133
V.6	MODÈLE COMPLET DU SYSTÈME DE CONVERSION ÉOLIEN	134
V.7	SCHÉMA DE CONNEXION DU CONVERTISSEUR AU RÉSEAU ÉLECTRIQUE	134
V.8	MODÉLISATION DU BUS CONTINU	135
V.9	MODÉLISATION DU FILTRE PASSIF	136
V.10	CALCUL DU FILTRE R, L	136
V.11	CALCUL DE LA CAPACITÉ DU BUS CONTINU	137
V.12	LA BOUCLE À VERROUILLAGE DE PHASE PLL	137
V.13	COMMANDE DES PUISSANCES DE L'ONDULEUR CÔTÉ RÉSEAU	140
V.14	ORIENTATION DE TENSION STATORIQUE	140
V.14.1	Stratégie de commande de la tension du bus continu	141
V.14.2	MLI à Bande d'hystérésis :	142
V.14.3	Synthèse du régulateur IP	142
V.14.4	Structures de commande de la chaîne de conversion d'énergie éolienne	143
V.15	RÉSULTATS DE SIMULATION ET INTERPRÉTATIONS	146
V.15.1	Résultats des simulations	146
V.15.2	Interprétations	147
V.16	CONCLUSION	148
	CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES	153
	BIBLIOGRAPHIE	164
	PRODUCTION SCIENTIFIQUE	165
	ANNEXE A	1
	ANNEXE B	3
	ANNEXE C	6

Liste des tableaux

I.1	Objectifs du programme algérien des énergies renouvelables pour 2030	7
I.2	Classement et capacité d'énergie éolienne installée dans le monde en MW. . .	8
I.3	Classification des éoliennes selon leur puissance nominale	10
I.4	Avantages et inconvénients des éoliennes à axe vertical [114]	11
I.5	Avantages et inconvénients des éoliennes à axe horizontal [114]	12
IV.1	Les valeurs des coefficients	106

Annexe

1	Les paramètres de la MADA utilisée	1
2	Les paramètres de la turbine	1
3	Conditions de simulation	2

TABLE DES FIGURES

I.1	Phases du programme algérien des énergies renouvelables	6
I.2	Objectifs du programme Algérien des énergies renouvelables	7
I.3	Eolienne à axe vertical	11
I.4	Capteurs à axe horizontal	12
I.5	Elements constitutifs d'une éolienne à axe horizontal [91]	14
I.6	Système éolienne à base de machine asynchrone à cage d'écureuil	15
I.7	Système éolienne à base de MADA à énergie rotorique dissipée	16
I.8	Système éolienne à base de MADA structure de Kramer	17
I.9	Système éolien à base de MADA avec cyclo convertisseur	18
I.10	Système éolien à vitesse variable à base de MADA structure Scherbius	19
I.11	Système éolien à vitesse variable à base de MADA avec convertisseurs matriciel	20
I.12	Système éolien à vitesse variable à base de machine synchrone	20
I.13	Système éolienne à base de la génératrice asynchrone à double stator	22
II.1	Système de conversion d'énergie éolienne basé sur une MADA	29
II.2	Caractéristique mécanique couple/vitesse de la machine asynchrone	31
II.3	Fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants couple/vitesse [114]	33
II.4	Représentation des enroulements statorique et rotorique de la MADA	34
II.5	Position spatiale des différents référentiels	35
II.6	Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q	37
II.7	Représentation schématique équivalente du modèle de la MADA	40
II.8	Structure de la MADA avec un convertisseur côté machine CCM	41
II.9	Schéma structurel d'un convertisseur de tension triphasé	42
II.10	Exemple de chronogramme d'une commande Sinus-triangle triphasée	45
II.11	Principe de la commande vectorielle par orientation du flux statorique	48
II.12	Schéma interne de la MADA	49
II.13	Schéma de principe de la commande directe des puissances de la MADA	50
II.14	Les deux boucles de régulation des puissances de la MADA	52
II.15	Tests de poursuite et de régulation	55
II.16	Tests de robusteese	55
III.1	Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement	62
III.2	Les modes de trajectoire dans le plan de phase	63
III.3	Linéarisation exacte de l'écart	64
III.4	Commande équivalente	66
III.5	Représentation de la fonction " Signe "	68
III.6	Fonction saturation	69

III.7	Fonction Smooth	69
III.8	Schéma de principe de la commande des puissances de la MADA par mode glissant	72
III.9	Tests de régulation	74
III.10	Tests de robustesse	74
III.11	Schéma de principe de la commande des puissances de la MADA par la méthode backstepping	81
III.12	Tests de poursuite et de régulation	83
III.13	Tests de robustesse	83
III.14	Schéma de principe de la commande des puissances de la MADA par la méthode backstepping avec action intégral	86
III.15	Tests de poursuite et de régulation	88
III.16	Tests de robustesse	88
III.17	Schéma de principe de la commande des puissances de la MADA par la combinaison de la méthode backstepping et le mode glissant	91
III.18	Tests de poursuite et de régulation	93
III.19	Tests de robustesse	93
III.20	Schéma de commande du convertisseur côté machine par la méthode backstepping	97
III.21	Tests de poursuite et de régulation	99
III.22	Tests de robustesse	99
IV.1	Représentation d'une colonne d'aire	103
IV.2	Tube de courant autour d'une turbine éolienne	104
IV.3	Configuration d'un système de conversion de l'énergie éolienne	105
IV.4	La caractéristique du coefficient de puissance en fonction de λ	107
IV.5	Schéma bloc du modèle du convertisseur éolien	108
IV.6	Zone de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable	110
IV.7	Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite sans asservissement de vitesse	113
IV.8	Schéma bloc de la maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse mécanique	115
IV.9	Boucle de régulation de la vitesse de rotation par un régulateur PI	116
IV.10	Profil du vent	120
IV.11	Résultat de simulation de la turbine sans asservissement de la vitesse	120
IV.12	Résultat de simulation de la turbine avec asservissement de la vitesse	121
V.1	Association de la partie mécanique avec le convertisseur côté machine avec régulateur PI	125
V.2	Association de la partie mécanique avec le convertisseur côté machine avec mode glissant	125
V.3	Association de la partie mécanique avec le convertisseur côté machine avec la méthode backstepping	126
V.4	Association de la partie mécanique avec le convertisseur côté machine avec la méthode backstepping (sans la commande vectorielle)	126

V.5	Profil du vent	128
V.6	Fonctionnement hypo synchrone par régulateur PI	128
V.7	Fonctionnement hypo synchrone par mode glissant	129
V.8	Fonctionnement hypo synchrone par commande backstepping	129
V.9	Profil du vent	130
V.10	Fonctionnement hypo synchrone par commande backstepping (sans commande vectorielle)	130
V.11	Système de conversion d'énergie éolienne à base de la MADA	131
V.12	Structure <i>Back to Back</i> des convertisseurs de puissance	133
V.13	Schéma de la liaison au réseau électrique via un convertisseur	134
V.14	Schéma de principe du bus continu	135
V.15	Principe de la PLL triphasée dans le domaine de Park	138
V.16	Schéma simplifié de la PLL	139
V.17	Représentation de l'angle θ_s de la PLL	139
V.18	Représentation des signaux cosinus et sinus de la PLL	139
V.19	Principe de l'orientation de tension statorique	140
V.20	Principe de commande de la tension du bus continu	141
V.21	Principe de fonctionnement de modulateur MLI à bande d'hystérésis	142
V.22	Boucle de régulation du bus continue par IP	142
V.23	Schéma global de la chaîne de conversion avec PI_CCM et IP_CCR	144
V.24	Schéma global de la chaîne de conversion avec MG_CCM et IP_CCR	144
V.25	Schéma global de la chaîne de conversion avec PI_CCM et Bac_CCR	145
V.26	Schéma global de la chaîne de conversion avec PI_CCM et Bac(sans Commande vectorielle)_CCR	145
V.27	Résultats de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne avec réglage des puissances par régulateur PI	149
V.28	Résultats de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne avec réglage des puissances par mode glissant	150
V.29	Résultats de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne avec réglage des puissances par backstepping	151
V.30	Résultats de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne sans l'utilisation de la commande vectorielle avec la commande backstepping	152
31	Passage d'un système triphasée à un système diphasée	3
32	Diagramme de simulation de la commande directe des puissance par PI.	6
33	Diagramme de simulation de la commande des puissance par la méthode backstepping.	7
34	Schéma de simulation de la technique d'extraction de maximum de puissance.	7
35	Modèle de la turbine éolienne	8
36	Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraction sans asservissement de la vitesse	8
37	Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraction avec asservissement de la vitesse	9
38	Diagramme de simulation du système de conversion d'énergie éolien connecté au réseaux	9

Nomenclature

Les principales notations utilisées dans cette thèse sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

Grandeurs électriques et mécaniques

Nom	Symbole	Unité
Couple électromagnétique	C_{em}	Nm
Couple résistant	C_r	Nm
Courant	I	A
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	/
Fréquence	f	Hz
Flux magnétique	ϕ	Wb
Induction magnétique	B	T
Puissance active statorique	P_s	W
Puissance réactive statorique	Q_s	Var
Pulsation électrique	ω	rad/s
Pulsation mécanique de rotation	Ω	rad/s
Temps	t	s
Tension	V	V

Grandeurs électriques de la MADA

Nom	Symbole	Unité
Coefficient de frottement visqueux	B	$N.s/rad$
Coefficient de dispersion de Blondel	σ	—
Constante de temps statorique	T_s	—
Constante de temps rotorique	T_r	—
Inductance cyclique statorique par phase	L_s	H
Inductance cyclique rotorique par phase	L_r	H
Inductance mutuelle cyclique	M_{sr}	H
Moment d'inertie	J	$kg.m^2$
Nombre de paires de pôles	p	—
Resistance de l'enroulement statorique par phase	R_s	Ω
Resistance de l'enroulement rotorique par phase	R_r	Ω

Grandeurs mécaniques de la turbine

Nom	Symbole	Unité
Angle d'orientation des pales	β	$^\circ$
Couple aérogénérateur	C_{aer}	Nm
Coefficient de puissance	C_p	—
Coefficient de puissance maximale	C_{pmax}	—
Gain du multiplicateur	G	—
Masse volumique de l'air	ρ	—
Puissance aérogénérateur	P_{aer}	W
Rayon de pale	R	m
Vitesse du vent	V_{vent}	m/s
Vitesse relative	λ	—
Vitesse relative optimal	λ_{opt}	—

Glossaire

Acronyme	Signification
Bac	Backstepping
CV	Commande Vectorielle
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CCM	Convertisseur Côté Machine
CCR	Convertisseur Côté Réseau
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
DSP	Digital Signal Processeur
DTC	Direct Torque Contol
FOC	Field Oriented Control
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IBac	Backstepping avec action Intégral
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
MG	Mode Glissant
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MRV	Machine à Réductance Variable
PI	Proportionnel et Intégral
PWM	Pulse Width Modulation
RSC	Rotor Side Converter

Introduction générale

Contexte de l'étude

Les demandes énergétiques toujours croissantes, les sources des combustibles fossiles en diminution et le souci concernant les niveaux de pollution dans l'environnement sont les motivations principales de la production d'électricité à base des sources d'énergie renouvelables. Les énergies renouvelables, telles que les énergies solaire, éolienne et marée motrices sont des énergies propre, inépuisable et favorable à l'environnement. En raison de tous ces facteurs, la génération d'énergie éolienne a attiré un grand intérêt ces dernières années.

La machine asynchrone dans les entraînements à vitesse variable pose un certain nombre de difficultés rendant sa commande plus complexe par rapport à celle d'une machine à courant continu. En effet, ce type de machine est caractérisé par un modèle mathématique multivariable, non linéaire, avec un fort couplage entre les deux grandeurs de commande que sont le flux magnétique et le couple électromagnétique [47]. Autrement dit, il n'est pas possible de contrôler indépendamment les grandeurs d'entrée (tension ou courant). De plus, certaines des variables d'état ne sont pas accessibles aux mesures, et ses paramètres sont soumis à des variations dans le temps.

Le potentiel techniquement exploitable en énergies renouvelables en Algérie est considérable et la qualité des gisements est telle que des investissements rentables peuvent être envisagés pour leur développement, ce qui est confirmé par la volonté de l'état à développer ces formes d'énergie.

La multiplication des éoliennes a conduit les chercheurs en génie électrique à mener des investigations de façon à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et la qualité de l'énergie fournie.

Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande à vitesse variable dans les applications de faibles, moyennes et de fortes puissances. Conjointement à ces avancées technologiques, la communauté scientifique a développé diverses approches de commande pour maîtriser en temps réel le flux et le couple des machines électriques, par les avantages suivant : un rendement élevé, un faible poids, de petites dimensions, des opérations rapides et une densité de puissance très élevés.

Un régulateur linéaire classique n'est donc pas adapté pour ce type d'applications et il faut donc faire appel à des régulateurs plus sophistiqués qui soient à la fois robustes et nécessitant que peu de calculs, étant donnée la rapidité du système.

La commande robuste des systèmes non linéaires est un sujet d'étude d'actualité et les méthodes développées dans la littérature sont nombreuses. On peut citer à titre d'exemple et de manière non-exhaustive les méthodes de commandes type H-infini, prédictives, adaptatives, neuronales, floues, à structures variables, ...etc. Néanmoins, la majorité de ces méthodes nécessitent énormément de calculs et ne sont pas vraiment adaptées à la commande de la machine asynchrone. Seule la commande à structure variable plus communément appelée commande par mode de glissement ou la commande par logique floue semblent être adaptées à cette thématique. Aussi, nous avons opté pour la première méthode qui semble être plus rigoureuse.

Dans ce contexte général, notre étude porte sur la conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique qui est devenue concurrentielle grâce aux trois facteurs essentiels : la nature motivante de cette énergie, le développement de l'industrie des éoliennes, l'évolution de la technologie des semi conducteurs, ainsi que les nouvelles méthodes de contrôle des turbines à vitesse variable. Néanmoins, plusieurs problèmes persistent, liés d'une part à la complexité des systèmes de conversion éolienne ; à savoir, la nécessité du multiplicateur de vitesse entre la turbine et la génératrice, et l'instabilité de la vitesse de vent d'une autre part.

Concernant la commande, de nombreux travaux de mise en œuvres utilisent des approches basées sur des modèles linéaires. L'approche par correcteur linéaire a vite montré ses limites, les recherches se sont alors orientées vers des techniques non linéaires, afin d'augmenter la robustesse et la précision des systèmes à commander.

D'autre part, plusieurs types de machines électriques ont été utilisés pour la conversion de l'énergie, cependant il semblerait que la machine asynchrone s'impose dans les applications utilisant les aérogénérateurs. Les machines asynchrones à vitesse fixe doivent fonctionner au voisinage de la vitesse de synchronisme, car la fréquence est imposée par le réseau, la vitesse du rotor est quasi constante. L'intérêt de la vitesse variable pour un système éolien est de pouvoir fonctionner sur une large plage de vitesse du vent et de pouvoir en tirer le maximum de puissance par la stratégie MPPT (Maximum Power Point Tracking), pour chaque vitesse, pour ce type d'application la machine asynchrone à double alimentation (MADA) associée à des convertisseurs de l'électronique de puissance est aujourd'hui la machine la plus employée.

Organisation de la thèse

Cette thèse est organisée en cinq chapitres, comme suit :

- Dans le premier chapitre, un rappel sur les systèmes de conversion de l'énergie éolienne et les concepts physiques régissant leurs fonctionnements sont présentés. Un aperçu sur les différents types d'éoliennes à axe vertical ou horizontal, leurs caractéristiques technologiques sont également exposés. Ces rappels sont suivis par un état de l'art sur la conversion électromécanique à travers les différents types de génératrices utilisées dans la conversion éolienne.

- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la génératrice asynchrone à double alimentation triphasé dans le référentiel biphasé de Park, ce qui permet de définir une représentation d'état et de mettre en évidence la structure multivariable et la nature non linéaire de ce type de générateur. Une modélisation de l'onduleur de tension, chargé de la conversion continu alternatif et de sa commande MLI est également effectuée. Nous y abordons le principe de l'orientation du flux statorique en vue de la synthèse de commande vectorielle et résumons la structure de contrôle directe des puissances active et réactive statoriques. Nous y montrons les performances de régulateur classique de type PI dans le cadre d'une régulation des puissances active et réactive statoriques appliquées au convertisseur côté machine CCM.
- Le troisième chapitre est consacré dans la première partie à la synthèse de deux lois de commande non linéaires appliquées au générateur asynchrone à double alimentation pour la commande des puissances active et réactive statoriques appliquées au convertisseur côté machine CCM, dans le but d'évaluer leurs performances. Dans la deuxième partie, nous allons rapprocher plus du modèle non linéaire avec son caractère couplé et par conséquent sans l'utilisation de la commande vectorielle des flux statoriques et sans négliger la résistance statoriques ainsi nous utilisons une modélisation non linéaire dans le repère de Park (d, q) plus fine et plus proche de la machine réel, appliquées au générateur asynchrone à double alimentation pour la commande des puissances active et réactive statoriques appliquées au convertisseur côté machine CCM, dans le but d'évaluer leurs performances.
- Le quatrième chapitre est dédié à l'étude du système de conversion éolienne comportant essentiellement les caractéristiques et le fonctionnement d'une éolienne. Des modèles analytiques de la turbine éolienne et les stratégies de commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) ont été conçus en utilisant différentes méthodes d'extractions de puissance.
- Le cinquième chapitre est consacré à la modélisation du bus continu, au dimensionnement du deuxième convertisseur côté réseau CCR (capacité C et le filtre R, L), à la synchronisation de la machine au réseau électrique en utilisant la boucle à verrouillage de phase PLL. Nous détaillons par la suite, le réglage du bus continu, la régulation de la puissance réactive pour avoir un facteur unitaire côté réseau et l'intégrant dans la chaîne de conversion d'énergie éolien munit d'une turbine, un multiplicateur, un arbre de la génératrice asynchrone à double alimentation reliée au réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs côté machine CCM et côté réseau CCR. Dans le but d'extraction du maximum de puissance MPPT, un profil du vent a été choisi d'une manière à prendre en considération les deux modes de fonctionnements hypo synchrone et hyper synchrone.

Dans la dernière partie, une conclusion résume l'ensemble des travaux présentés et des perspectives pour de futurs travaux sont suggérés.

Chapitre I

Généralités sur les systèmes éoliens

SOMMAIRE

I.1	INTRODUCTION	5
I.2	HISTORIQUE DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE	5
I.3	DÉVELOPPEMENT DES ÉNERGIE RENOUVELABLE EN ALGÉRIE	6
I.4	AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE	9
I.4.1	Avantages	9
I.4.2	Inconvénients	9
I.5	PRÉSENTATION DU SYSTÈME ÉOLIEN	10
I.5.1	Définition de l'énergie éolienne	10
I.5.2	Les différents types d'éoliennes	10
I.6	PRINCIPALES COMPOSANTES D'UNE ÉOLIENNE	13
I.6.1	La nacelle	13
I.6.2	Le rotor	13
I.6.3	La tour	13
I.7	GÉNÉRATEURS ÉLECTRIQUES	15
I.7.1	Générateurs asynchrone à cage d'écureuil	15
I.7.2	Générateurs asynchrones à double alimentation	16
I.7.3	Générateurs synchrone	20
I.7.4	Comparaison des trois générateurs	21
I.7.5	Autres architectures	22
I.8	LECTURE DE LA LITTÉRATURE TECHNIQUE	23
I.9	PROBLÉMATIQUE ET CONTRIBUTION	24
I.9.1	Problématique	24
I.9.2	Objectifs	24
I.9.3	Contribution	25
I.10	CONCLUSION	26

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la constitution générale d'un système éolien, les turbines usuelles, puis un état de l'art sur les différents types d'aérogénérateurs et leur principe de fonctionnement dans le cadre de la conversion de l'énergie éolienne. Ensuite, une description des générateurs électriques les plus utilisées actuellement est présentée. Différentes structures utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation sont décrites et comparées, puis une brève revue de la littérature technique concernant les stratégies de commande est présentée. Enfin, la problématique et les objectifs de la présente thèse sont explicités en fin de chapitre.

I.2 Historique de l'énergie éolienne

L'utilisation de l'énergie éolienne a une longue histoire, environ 3000 ans les Perses et les Egyptiens ont commencé à utiliser cette énergie pour pomper de l'eau, avant même que le charbon et le pétrole raffiné ont été découverts. Ensuite, les hommes se sont servis des moulins à vent et des roues à eau pour moudre le blé et le riz, des siècles avant les Européens [70]. Probablement, la première éolienne a été construite en Ecosse par le professeur James Blyth en 1887 [78]. L'année suivante en 1888, la première éolienne opérationnelle a été développée par Bruch et ses collègues et installée sur la côte atlantique. Le diamètre de cette turbine était de 17 m et elle fut équipée avec 144 pales de cèdre. Elle générée seulement 12 kW est fut utilisée pour charger les batteries et comme l'alimentation continue de lampes et moteurs [126]. Par la suite, le développement réel de l'énergie éolienne comme une source d'électricité a commencé et avancé étape par étape [120]. Au cours des années 1920-1930, la popularité des éoliennes n'a cessés d'augmenter et a atteint son plus haut sommet à la fin de cette période avec plus de 600.000 unités de turbines éoliennes installées dans les fermes et les zones rurales des Etats-Unis. La plupart de ces éoliennes étaient seulement capables de produire moins de 1 kW d'électricité [137]. Le marché de l'éolien a commencé à ralentir à la fin des années 1950, ceci étant causé par le développement des lignes électriques à grande échelle. Mais avant cela, la plupart des fermes utilisaient l'électricité éolienne équipée de la turbine à axe horizontal au vent construit en 1941 [84]. L'emploi de l'énergie éolienne a connu une hausse considérable au cours de la dernière décennie, la production mondiale à doubler tout les 3,5 ans depuis le début du 21^{ème} siècle [123],[81].

Les systèmes éoliens peuvent être classé selon leur conception, leur construction, leur type ou leur emplacement [107],[131] telles que. On distingue les éoliennes :

- ▷ à axe horizontal ou vertical,
- ▷ avec multiplicateur ou entraînement direct,
- ▷ face au vent ou contre le vent,
- ▷ avec un, deux, trois ou plusieurs pales,
- ▷ employant une commande pitch ou un décrochage aérodynamique pour le système mécanique,
- ▷ à installation sur terre ou sur mer (Onshore ou Offshore).

I.3 Développement des énergies renouvelables en Algérie

L'enjeu principal est le maintien du rang de l'Algérie dans le classement mondial des pays producteurs d'énergie. Entre autres enjeux, nous pouvons citer : la maîtrise de la demande d'énergie en fonction de l'accroissement de la démographie, c'est le cas des zones rurales du Grand Sud dont l'électrification photovoltaïque a incité de nouvelles familles à se sédentariser ; la sauvegarde de l'environnement par l'éducation au développement durable et à la gestion de l'énergie ; assurer le plus long terme aux énergies hydrocarbures ; la création de nouveaux pôles d'emploi. Des mesures politiques et financières sont indispensables pour assurer une sécurité énergétique de toute l'Algérie, en dehors du fait que le pays se projette comme un futur producteur d'énergie électrique d'origine renouvelable. La formation de générations de cadres conscients des problèmes que génère la lente disparition des énergies fossiles doit commencer aujourd'hui, pour que demain, la société prenne les habitudes indispensables à sa survie en sauvegardant son environnement, son écosystème, tout simplement sa planète [15].

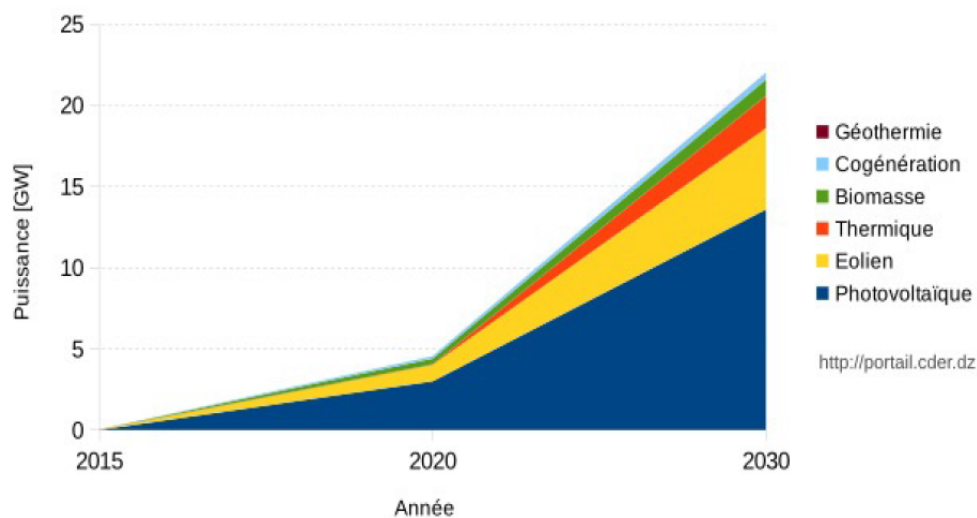


FIGURE I.1 – Phases du programme algérien des énergies renouvelables

La révision du programme national porte essentiellement sur le développement du photovoltaïque et de l'éolien à grande échelle, sur l'introduction des filières de la biomasse (valorisation des déchets), de la cogénération et de la géothermie et également sur le report, à 2021, du développement du solaire thermique. Ce programme a connu une première phase consacrée à la réalisation des projets pilotes et des tests des différentes technologies disponibles, durant laquelle des éléments pertinents concernant les évolutions technologiques des filières considérées sont apparus sur la scène énergétique et ont conduit à la révision de ce programme. Conformément à la réglementation en vigueur, la réalisation de ce programme national est ouverte aux investisseurs du secteur public et privé nationaux et étrangers. La consistance du programme en énergies renouvelables à réaliser pour les besoins du marché national sur la période 2015-2030 est de 22 000 MW, dont plus de 4500 MW seront réalisés d'ici 2020. Les capacités en énergie renouvelables seront installées selon les spécificités de chaque région : Région du Sud, pour l'hybridation des centrales

existantes et l'alimentation des sites éparses compte tenu de la disponibilité des espaces et de l'important potentiel solaire et éolien qui privilégie ces régions ; la région des Hauts Plateaux pour leur potentiel d'ensoleillement et de vent avec possibilité d'acquisition des terrains ; la région du littoral selon la disponibilité des assiettes de terrain avec l'exploitation de tous les espaces tels que les toitures et terrasses des bâtiments et autres espaces non utilisés. Les besoins complémentaires pour d'autres domaines d'application sont intégrés dans la capacité totale du photovoltaïque, tels que le résidentiel, l'agriculture, le pompage, les ressources en eau, l'industrie, l'éclairage public et les services. [15]

La répartition de ce programme par filière technologique, se présente comme suit :

TABLE I.1 – Objectifs du programme algérien des énergies renouvelables pour 2030

Energie renouvelable	Valeur (MW)
Solaire Photovoltaïque	13575
Eolien	5010
Solaire thermique	2000
Biomasse	1000
Cogénération	400
Géothermie	15

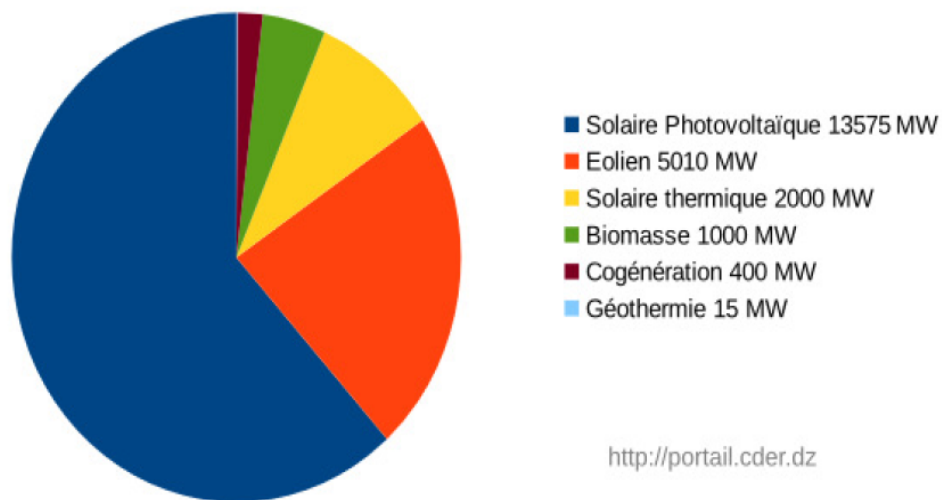


FIGURE I.2 – Objectifs du programme Algérien des énergies renouvelables

La réalisation du programme permettra d'atteindre à l'horizon 2030 une part de renouvelables de près de 27% dans le bilan national de production d'électricité. Le volume de gaz naturel épargné par les 22 000 MW en renouvelables, atteindra environ 300 milliards de m^3 , soit un volume équivalant à 8 fois la consommation nationale de l'année 2014.

Le tableau 1.2 représente en quelques chiffres la capacité d'énergie éolienne installée de part le monde d'après les statistiques de la « **World Wind Energy Association** » [18].

TABLE I.2 – Classement et capacité d'énergie éolienne installée dans le monde en MW.

Rang	Pays	2010	2014
1	Chine	44733,0	91413,0
2	USA	40180,0	61108,0
3	Allemagne	27215,0	34660,0
4	Espagne	20676,0	22959,0
5	Inde	13065,8	20150,0
6	Angleterre	5203,8	10531,0
7	Italie	5797,0	8551,0
8	France	5628,7	8254,0
9	Canada	4008,0	7698,0
10	Danemark	3734,0	4772,0
.	.	.	.
.	.	.	.
30	Egypte	550,0	550,0
31	Maroc	286,0	494,8
32	Finlande	197,0	448,0
.	.	.	.
.	.	.	.
47	Pakistan	6,0	106,0
48	Tunisie	54,0	104,0
49	South afrique	10,0	102,0
50	Honduras	0,0	102,0
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
74	Algérie	0,1	10,1
.	.	.	.
81	Nigéria	2,2	2,2
.	.	.	.
.	.	.	.
100	Corée du Nord	0,2	0,2
101	Bolivie	0,1	0,1
102	Afghanistan	-	0,1
103	Népal	-	0,1
	Total	318530	197004

I.4 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

La croissance de l'énergie éolienne est évidemment liée aux avantages de l'utilisation de ce type d'énergie. Cette source d'énergie a également des inconvénients qu'il faut étudier, afin que ceux-ci ne deviennent pas un frein à son développement [40].

I.4.1 Avantages

- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable, c'est à dire que contrairement aux énergies fossiles, les générations futures pourront toujours en bénéficier.
- L'énergie éolienne est une énergie propre, elle n'a aucun impact néfaste sur l'environnement comme les autres sources d'énergie qui ont causé un changement radical du climat par la production énorme et directe du CO_2 .
- L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie à risque comme l'est l'énergie nucléaire et ne produit pas de déchets radioactifs.
- L'exploitation de l'énergie éolienne n'est pas un procédé continu puisque les éoliennes en fonctionnement peuvent facilement être arrêtées, contrairement aux procédés continus de la plupart des centrales thermiques et des centrales nucléaires.
- Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace.
- C'est une source d'énergie locale qui répond aux besoins locaux. Ainsi, les pertes en lignes dues aux longs transports d'énergie sont moindres. Cette source d'énergie peut de plus stimuler l'économie locale, notamment dans les zones rurales.
- C'est l'énergie renouvelable la moins chère à produire [35], [73].
- La période de haute productivité se situe en hiver (vent plus forts), ce qui correspond à la période de l'année où la demande est plus forte.

I.4.2 Inconvénients

- L'impact visuel, ça reste néanmoins un thème subjectif.
- Le bruit : il a nettement diminué, notamment le bruit mécanique qui a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur. Le bruit aérodynamique quant à lui est lié à la vitesse de rotation du rotor, et celle-ci doit donc être limitée.
- L'impact sur les oiseaux : certaines études montrent que ceux-ci évitent les aérogénérateurs [18]. D'autres études disent que les sites éoliens ne doivent pas être implantés sur les parcours migratoires des oiseaux, afin que ceux-ci ne se fassent pas attraper par les aéroturbines [21].
- La qualité de la puissance électrique : la source d'énergie éolienne étant stochastique, la puissance électrique à cause du vent aléatoire qui provoque l'instabilité de la production.
- Le coût de l'énergie éolienne par rapport aux sources de l'énergie classique bien qu'en terme du coût, l'éolien puisse sur les meilleurs sites, c'est à dire là où il y a le plus de vent, concurrencer la plupart des sources d'énergie classique, son coût reste encore plus élevé que celui des sources classiques sur les sites moins ventés.

I.5 Présentation du système éolien

I.5.1 Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice. Cette conversion se fait en deux étapes :

- ▷ Au niveau de la turbine, qui extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique.
- ▷ Au niveau de la génératrice, qui reçoit de l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique qui la transmet ensuite sur les réseaux électriques.

Les éoliennes sont divisées en trois catégories selon leur puissance nominale :

- ▷ Eoliennes de petite puissance : inférieures à 40 kW
- ▷ Eoliennes de moyenne puissance : de 40 à quelques centaines de kW
- ▷ Eoliennes de forte puissance : supérieures à 1 MW

A titre de comparaison, le tableau ci-dessous propose une classification de ces turbines selon la puissance qu'elles délivrent et le diamètre de leur hélice [122],[108].

TABLE I.3 – Classification des éoliennes selon leur puissance nominale

Eolienne	Diamètre de l'hélice	Puissance
Petite	moins de 12m	moins de 40 kW
Moyenne	12 m à 45 m	De 40 kW à 1MW
Grande	46m et plus	1MW et plus

I.5.2 Les différents types d'éoliennes

On classe les éoliennes suivant la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice. Il existe principalement deux grandes familles :

- ▷ Eoliennes à axe vertical.
- ▷ Eoliennes à axe horizontal.

I.5.2-a Les éoliennes 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 trois structures sont parvenues au stade

de l'industrialisation : Savonius, Darrieus et rotor de Musgrove prennent une forme 'H' (voir la figure I.3).

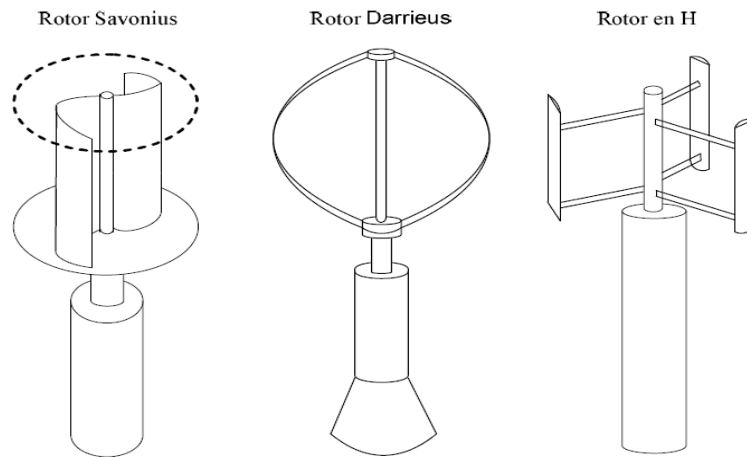


FIGURE I.3 – Éolienne à axe vertical

Le tableau ci-dessous résume les avantages et les inconvénients des éoliennes à axe vertical :

TABLE I.4 – Avantages et inconvénients des éoliennes à axe vertical [114]

Avantages	Inconvénients
La conception verticale offre l'avantage de mettre le multiplicateur, la génératrice et les appareils de commande directement au sol.	Elles sont moins performantes que celles à axe horizontal.
Son axe vertical possède une symétrie de révolution ce qui lui permet de fonctionner qu'elle que soit la direction du vent sans avoir à orienter le rotor.	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.
Sa conception est simple, robuste et nécessite peu d'entretien.	Leur implantation au sol exige l'utilisation des tirants qui doivent passer au-dessus des pales, donc occupe une surface plus importante que l'éolienne à tour.

I.5.2-b Les éoliennes à axe horizontal

Les turbines de vent horizontales peuvent être construites avec deux ou trois pales. La technologie largement dominante aujourd'hui c'est la turbine tripale à axe horizontal, parfois bipale et à rotor face au vent. La turbine peut se trouver à l'avant de la nacelle ou à l'arrière (voir la figure I.4) : au vent (Upwind) ou sous le vent (Downwind) [68].

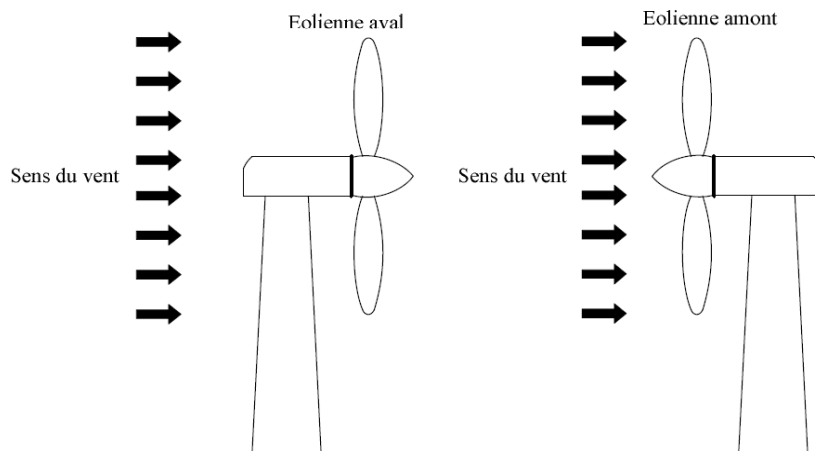


FIGURE I.4 – Capteurs à axe horizontal

Selon son nombre de pales, l'éolienne à axe horizontal est dite mono pale, bipales, tripales ou multipales.

Une éolienne mono-pale est moins coûteuse car les matériaux sont en moindre quantité. Cependant, un contre poids est nécessaire et ce type d'éolienne n'est pas très utilisé à cause de cela.

Les rotors bipales doivent être munis d'un rotor basculant pour éviter que l'éolienne ne reçoive pas des chocs trop forts chaque fois qu'une pale de rotor passe devant la tour.

Alors, pour remédier à ces problèmes, pratiquement toutes les éoliennes installées sont de type tripales. Celles-ci sont plus stables car la charge aérodynamique est relativement uniforme et présentent le coefficient de puissance le plus élevé.

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. La plupart des éoliennes installées sont à axe horizontal.

Le tableau ci-dessous résume les avantages et les inconvénients des éoliennes à axe horizontal :

TABLE I.5 – Avantages et inconvénients des éoliennes à axe horizontal [114]

Avantages	Inconvénients
Une très faible emprise au sol par rapport aux éoliennes à axe vertical.	Coût de construction très élevé.
Cette structure capte le vent en hauteur, donc plus fort et plus régulier qu'au voisinage du sol.	L'appareillage se trouve au sommet de la tour ce qui gêne l'intervention en cas d'incident.
Le générateur et les appareils de commande sont dans la nacelle au sommet de la tour. Ainsi, il n'est pas nécessaire de rajouter un local pour l'appareillage.	

Malgré ses inconvénients, cette structure est la plus utilisée de nos jours. Cependant, les structures à axe vertical sont encore utilisées pour la production d'électricité dans les zones isolées. Elles sont de faible puissance et généralement destinées à des utilisations permanentes comme par exemple la charge des batteries.

I.6 Principales composantes d'une éolienne

Nous ne traiterons pas ici des aérogénérateurs à axe vertical, étant donné que la majorité des éoliennes installées dans le monde sont à axe horizontal. La figure I.5 montre les éléments clés constituant une éolienne. Nous détaillons certains de ces éléments ci-après.

I.6.1 La nacelle

C'est le cœur de l'éolienne, elle contient les éléments de transmission mécanique entre le rotor et le générateur comprenant le multiplicateur et le système de freinage de sécurité ainsi que les équipements de mesures du vent. Elle est liée à la tour par une liaison de type pivot motorisée permettant de choisir son orientation et éventuellement de positionner l'éolienne au vent.

I.6.2 Le rotor

Il permet de transférer une partie de la puissance du vent à l'arbre lent de l'éolienne. Son diamètre détermine la puissance qui pourra être récupérée. Il est composé d'un moyeu auquel sont accouplées des pales. Les matériaux entrants dans la composition des pales sont essentiellement à base de composites comme la fibre de verre, la fibre de carbone ou encore la résine d'époxy afin de résister aux nombreuses contraintes mécaniques (torsion et flexion) ainsi qu'au phénomène d'abrasion auquel s'ajoute un phénomène de corrosion en milieu marin.

Les pales peuvent être articulées sur leur axe totalement ou partiellement, ou encore être conçues afin de décrocher aérodynamiquement sous des vitesses de vent excessives.

I.6.3 La tour

Bien que plusieurs types de tour existent suivant la puissance de l'éolienne (pylône en treillis métalliques, mât haubané, etc), la plupart des éoliennes de forte puissance sont conçues avec une tour autoporteuse en structure acier solidement ancrée à une fondation en béton ferrailé. Dans le cas des aérogénérateurs offshore, l'ancrage de la tour est assuré par un élément de transition immergé qui peut être de plusieurs types.

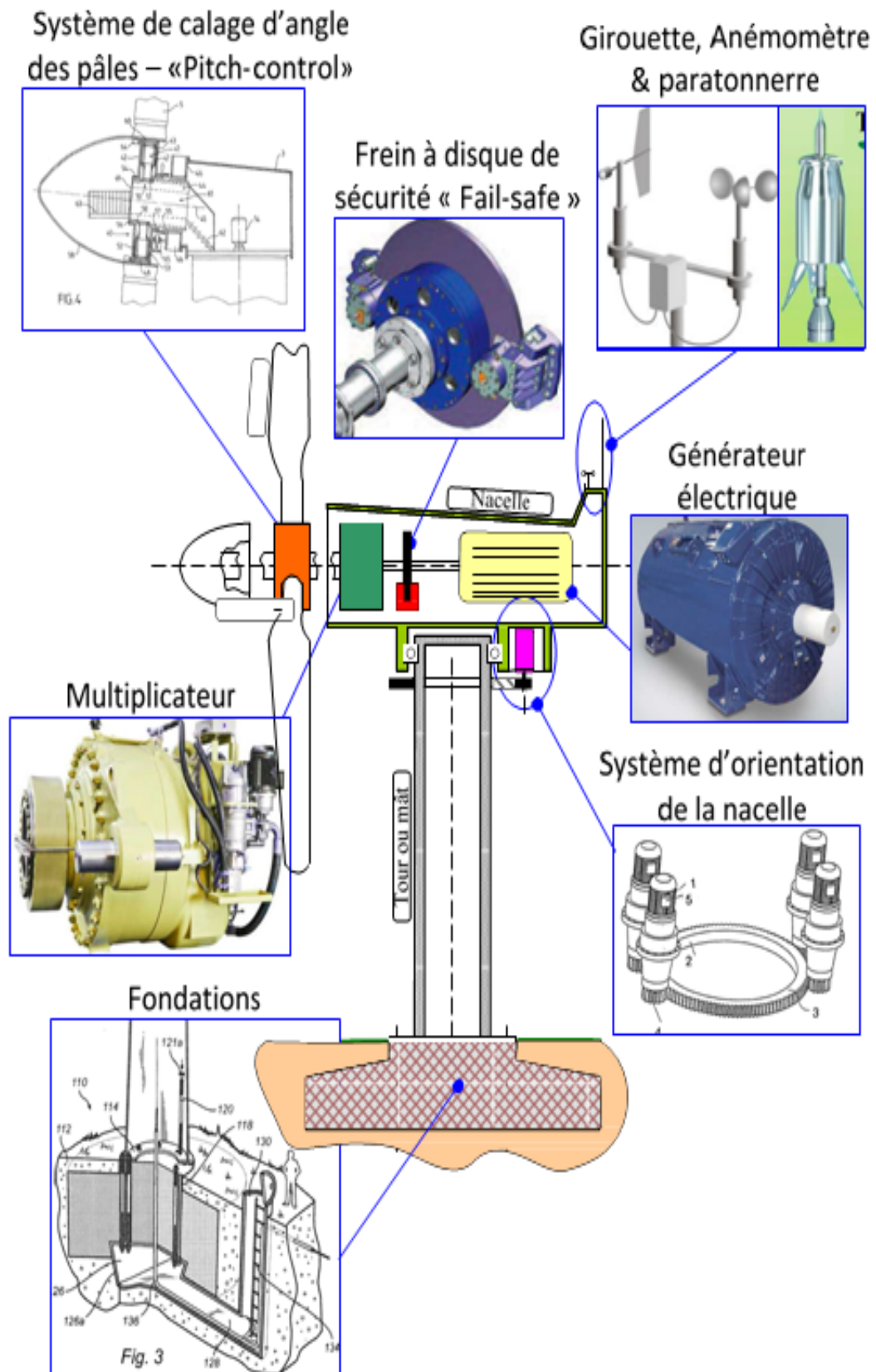


FIGURE I.5 – Elements constitutifs d'une éolienne à axe horizontal [91]

I.7 Générateurs électriques

De nombreux types de générateurs électriques sont utilisés dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse fixe ou variable. Nous évoquerons ici les technologies les plus répandues dans l'industrie éolienne :

- générateurs asynchrone à cage d'écurieul,
- générateurs synchrones,
- générateurs asynchrone à rotor bobiné.

I.7.1 Générateurs asynchrone à cage d'écurieul

La machine asynchrone fut le premier type de génératrice à être utilisée pour les éoliennes de grande puissance [46], présente des avantages certains liés à sa conception simple, sa fabrication peu coûteuse, sa robustesse, son poids et son inertie faibles et le peu d'entretien (pas de système balais collecteur) qu'elle requiert [102],[36]. Par ailleurs, le stator étant connecté directement au réseau, le besoin en équipement électronique est réduit .

L'aérogénérateur à vitesse fixe est constitué d'une machine asynchrone à cage d'écurieul est couplée mécaniquement à la turbine par un multiplicateur (figure I.6). Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control). La machine fonctionne alors en hyper synchronisme c'est-à-dire le glissement $g < 0$ pour un fonctionnement en génératrice.

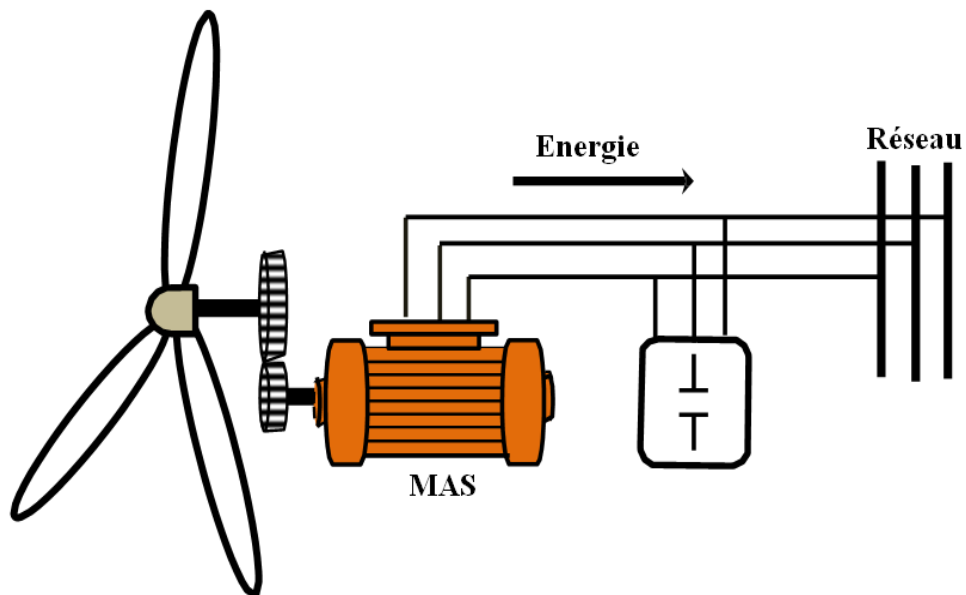


FIGURE I.6 – Système éolienne à base de machine asynchrone à cage d'écurieul

I.7.2 Générateurs asynchrones à double alimentation

De nos jours, la génératrice asynchrone à double alimentation est la machine à vitesse variable la plus couramment utilisée dans des unités de production supérieure à 1MW grâce à ses différentes configurations :

I.7.2-a Générateurs asynchrones à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration est représentée sur la figure I.7, où le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté avec un redresseur à diode, à la sortie duquel est connecté un hacheur à IGBT qui alimente la charge résistive [69].

L'idée est de réaliser un fonctionnement à vitesse variable. Ceci en faisant varier la puissance de glissement dissipée par les enroulements rotoriques. Cette puissance dissipée permet d'avoir un glissement au maximum égal à 10% [114].

La variation de l'énergie rotorique dissipée est effectuée par action sur le rapport cyclique de la commande de l'IGBT du hacheur. Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R , ce qui nuit au rendement du système. De plus cela augmente la puissance transitant dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance.

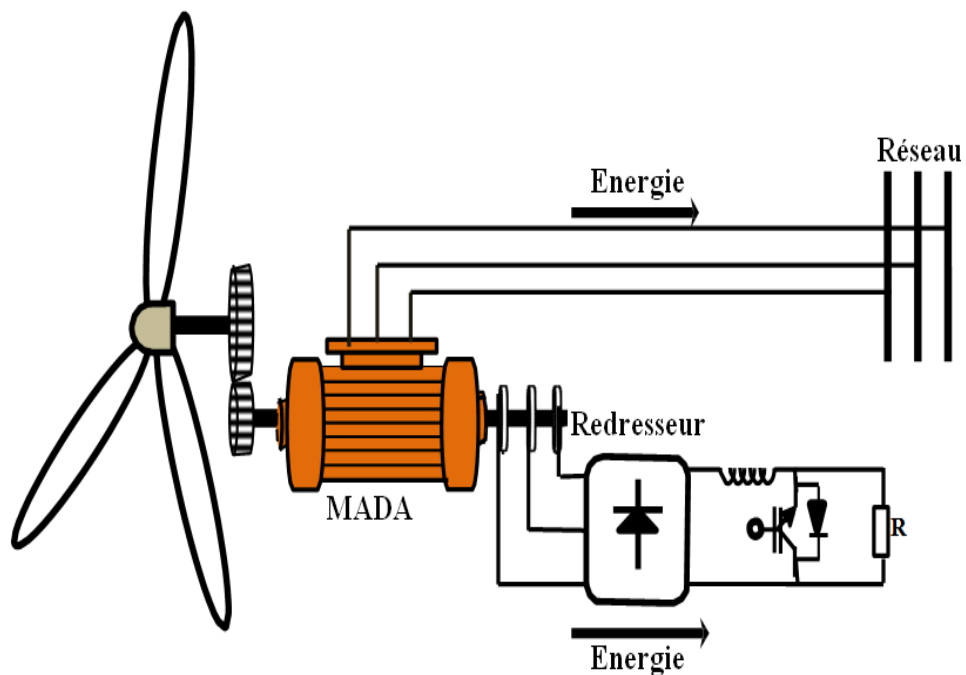


FIGURE I.7 – Système éolien à base de MADA à énergie rotorique dissipée

I.7.2-b Générateurs asynchrones à double alimentation à structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau dite structure de Kramer est représentée sur la figure I.8 [23].

L'ensemble redresseur onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Ce système est avantageux et permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale et est maintenu inférieur à 30%. L'utilisation de thyristors pour l'onduleur, nuit au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel, le transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau. Par conséquent la génératrice fonctionne qu'en mode hyper synchrone ($g < 0$), donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures à celle de synchronisme. De plus cette configuration présente un taux d'harmoniques élevé du courant statorique et rotorique [114].

Afin d'assurer le transfert dans les deux sens de la puissance le redresseur à diodes doit être remplacé par un redresseur à thyristors. Cette solution permet un fonctionnement en mode hypo synchrone et hyper synchrone mais présente toujours un taux d'harmoniques de courant élevé [27].

La présence d'une bobine de lissage de fort inductance au niveau de l'étage continu demeure un inconvénient sérieux en termes de coût et de dimensionnement du convertisseur [48].

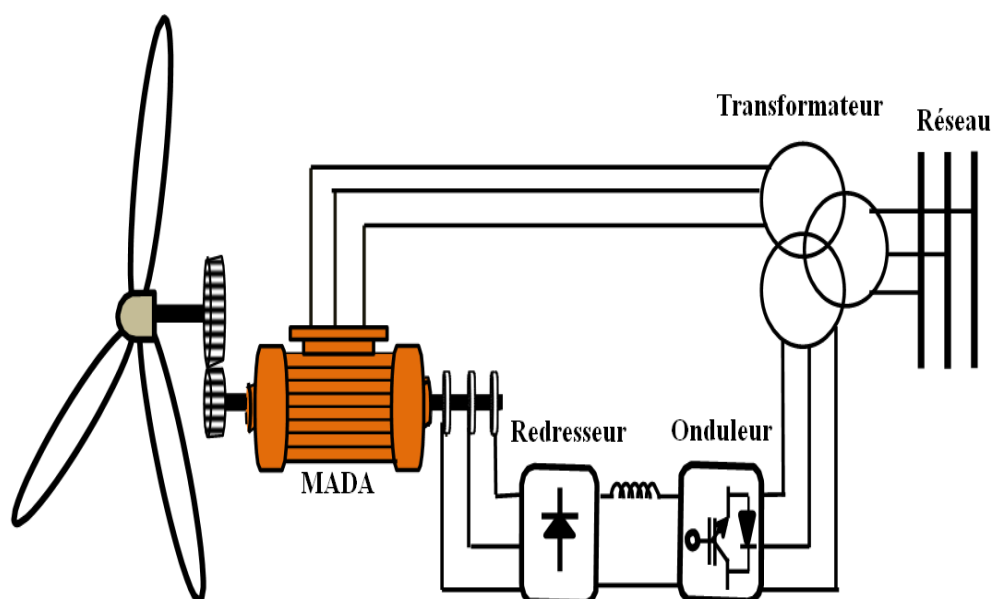


FIGURE I.8 – Système éolienne à base de MADA structure de Kramer

I.7.2-c Générateurs asynchrones à double alimentation avec cyclo convertisseur

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur onduleur peut être remplacée par un cyclo convertisseur (figure I.9).

Les variations du glissement doivent rester inférieures à 30% pour maintenir l'efficacité du système, ces variations peuvent être positives pour avoir un fonctionnement en mode hypo synchrone ou négatives pour un fonctionnement en mode hyper synchrone.

Le principe du cyclo convertisseur est de prendre des fractions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. De plus, son coût élevé et la complexité de la commande constituent des inconvénients majeurs pour cette configuration [109]. Cependant les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cyclo convertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandées en MLI.

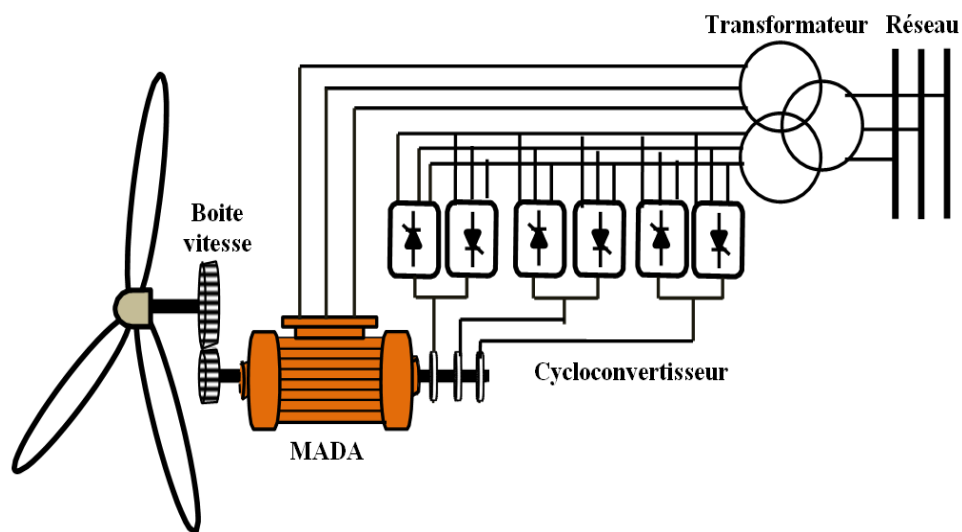


FIGURE I.9 – Système éolien à base de MADA avec cyclo convertisseur

I.7.2-d Générateurs asynchrones à double alimentation à structure scherbius

Cette configuration est représentée sur la figure I.10, dite structure Scherbius possède les mêmes caractéristiques que la structure Kramer avec redresseur à thyristor . Toutefois les interrupteurs utilisés ici (IGBTs) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture, et leur fréquence de commutation est plus élevée ce qui permet de décaler les harmoniques du courant rotorique vers les hautes fréquences facilitant ainsi le filtrage.

Malgré la présence de contacts glissants qui doivent être entretenus et remplacés périodiquement, la conception de cette configuration est plus conventionnelle et plus simple que les autres [133]. Plusieurs études récentes confirmées par des réalisations industrielles, montrent la fiabilité de ce dispositif dans une éolienne à vitesse variable.

La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hypo synchrone et hyper synchrone et le contrôle du facteur de puissance. Le fonctionnement hyper synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau, mais également du rotor vers le réseau.

Ce type de convertisseur est généralement utilisé aujourd'hui dans des éoliennes avec des puissances allant jusqu'à 3 MW. Pour des puissances supérieures, les convertisseurs multi niveaux sont utilisés. Cette configuration constitue une solution pour un fonctionnement à vitesse variable tout en assurant son fonctionnement à une vitesse de synchronisme [29].

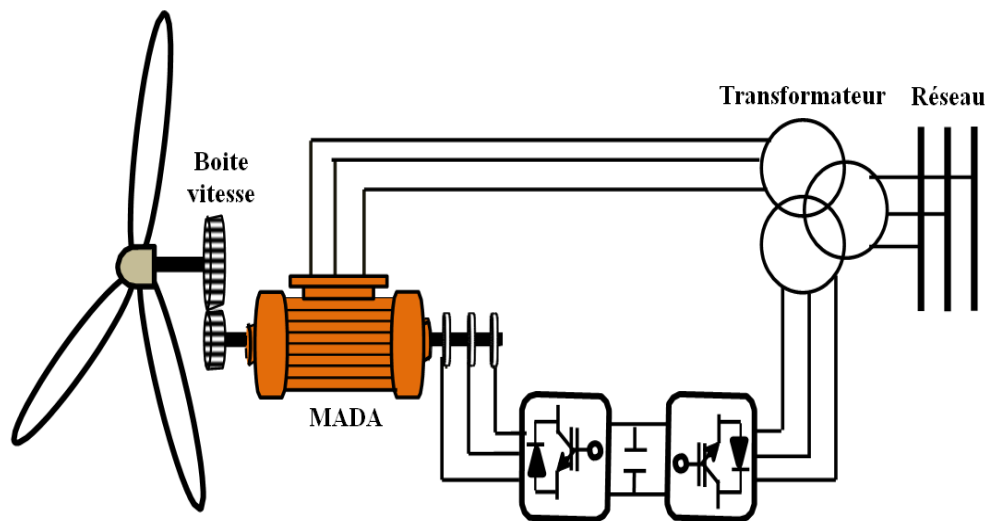


FIGURE I.10 – Système éolien à vitesse variable à base de MADA structure Scherbius

I.7.2-e Générateurs asynchrones à double alimentation avec convertisseur matriciel

Cette structure, décrite par la figure I.11 est identique à cyclo convertisseur. Toutefois, le convertisseur utilisé ici est direct (sans étage continu). Ce convertisseur est une nouvelle génération de convertisseurs, il est constitué par des interrupteurs bidirectionnels. A l'entrée un filtre passif LC est branché afin de filtrer les harmoniques.

Ce convertisseur possède plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs présentés précédemment [48] :

- l'absence d'éléments de stockage, ce qui augmente la durée de vie,
- possibilité de fonctionnement en hypo synchrone et hyper synchrone avec un facteur de puissance ajustable,
- ultra rapide,
- une fréquence de sortie réglable indépendamment de celle de l'entrée.

Malgré, ces avantages qu'elles offrent, cette configuration est peu abordée dans la littérature, où les auteurs intéressés par ce type de convertisseur traitent généralement sa modélisation et sa commande en association avec la machine asynchrone à cage ou la machine synchrone [62], [82], [79]. Très peu de chercheurs se sont intéressés à l'étude de cette structure MADA avec convertisseur matriciel [39], [77], [118], [48], [42].

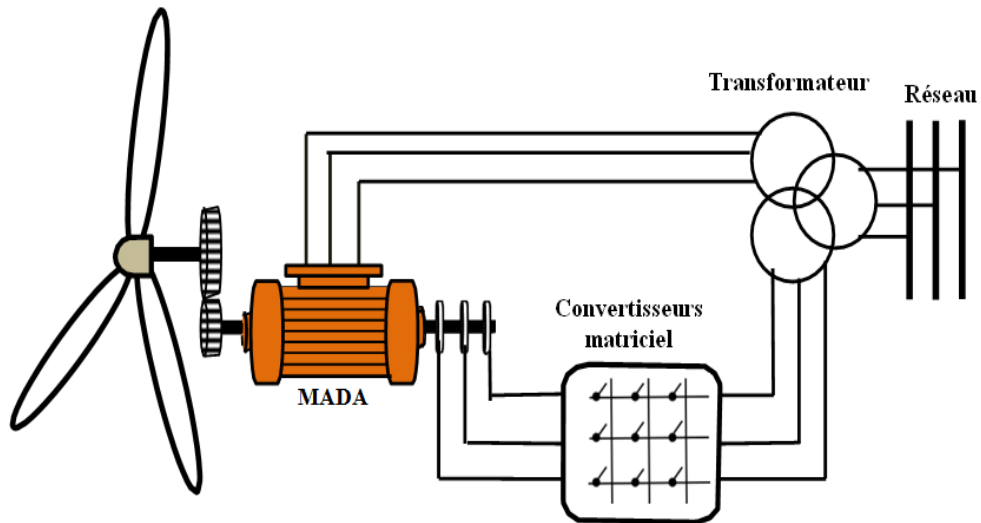


FIGURE I.11 – Système éolien à vitesse variable à base de MADA avec convertisseurs matriciel

I.7.3 Générateurs synchrone

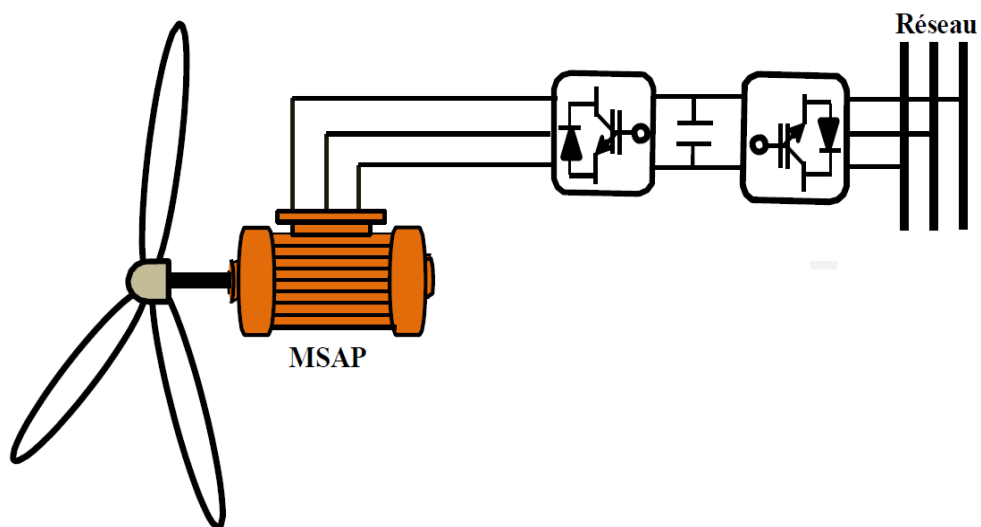


FIGURE I.12 – Système éolien à vitesse variable à base de machine synchrone

Les éoliennes basées sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné présentent l'inconvénient de nécessiter un système de bagues et de balais et un multiplicateur, induisant des coûts significatifs de maintenance en particulier pour les projets Off shore situés en milieu

salin. Pour limiter ces inconvénients, certains constructeurs ont développé des éoliennes basées sur des machines synchrones à grand nombre de paires de pôles et couplées directement à la turbine, évitant ainsi le multiplicateur. Si de plus la génératrice est équipée d'aimants permanents, le système de bagues et de balais est éliminé. L'inconvénient de cette structure, représentée à la figure I.12, est qu'elle nécessite pour sa connexion au réseau de convertisseurs de puissance dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice. Cet inconvénient est cependant un avantage du point de vue du contrôle de l'éolienne. En effet, l'interfaçage avec le réseau peut être entièrement contrôlé via le convertisseur connecté à ce réseau, tandis que le convertisseur connecté à la génératrice permet de contrôler la puissance générée par celle-ci en limitant le pitch control à une fonction de sécurité par grand vent [106].

I.7.4 Comparaison des trois générateurs

La machine asynchrone à cage a connu un essor ces dernières années grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et du fait qu'elle est moins coûteuse que les autres machines. Aujourd'hui, elle est beaucoup sollicitée dans les applications à vitesse variable. Les inconvénients majeurs de cette machine sont le courant de démarrage élevé, les grandeurs non mesurables au niveau du rotor ce qui nécessite une commande plus compliquée [40] et la limitation dans la plage de variation de la vitesse notamment pour les applications éoliennes.

Cependant, le système utilisant la machine à cage, comme celui à base de la MADA. Par ailleurs, les machines asynchrones à cage sont avantagées par rapport à la MADA vu que celle-ci utilise le système à bagues et balais.

Une des grandes questions d'actualité sur les chaînes de conversion électromécanique des aérogénérateurs concerne la comparaison des performances de la topologie à entraînement direct utilisant la machine synchrone (MS) et de la topologie utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Les deux solutions techniques différentes du point de vue de l'intérêt commercial à long terme ou à court terme. La topologie basée sur la machine synchrone présente une grande simplicité puisqu'elle permet de s'affranchir de l'emploi d'un multiplicateur de vitesse mais elle implique une machine à fort couple d'encombrement important et des convertisseurs statiques dimensionnés pour permettre le transit de la puissance nominale de l'aérogénérateur. La topologie basée sur la GADA doit utiliser un multiplicateur de vitesse mais elle implique une machine de plus faible couple, donc d'encombrement réduit, avec des convertisseurs statiques dimensionnés pour permettre le transit d'une fraction seulement de la puissance nominale de l'aérogénérateur. Une comparaison technico-économique entre ces solutions topologiques les plus modernes, basée sur une approche de modélisation simplifiée est présentée dans la référence [64]. De manière générale, par rapport à une topologie utilisant une machine synchrone à aimants permanents, la topologie utilisant la GADA présente un coût initial plus faible. En revanche elle présente un coût d'entretien plus élevé et un rendement légèrement moins élevé à cause des pertes supplémentaires engendrées par le multiplicateur de vitesse. Des études statistiques concernant d'une part la fiabilité des différents éléments constitutifs des aérogénérateurs utilisant la GADA et la machine synchrone et d'autre part leurs rendements respectifs sont disponibles dans les références [49], [61], [88].

I.7.5 Autres architectures

- Les générateurs à courant continu (CC) ont longtemps été appréciés pour la simplicité de modélisation, un couple élevé même à faible vitesse, un bon rendement, mais surtout pour la facilité de commande, dû au découplage naturel existant entre le couple électromagnétique développé et le flux inducteur. Cependant, ces types de générateurs sont rarement utilisés de nos jours dus à présence du dispositif balais-collecteur, en raison de son coût élevés, de l'entretien nécessaire et de sa limitation en vitesse et de son inaptitude à fonctionner en atmosphère explosif [86]. Ce type de générateur était fréquent pour les petites éoliennes de vent, qui travaillent avec la banque de batterie. La puissance produite de ce type a été directement liée à la vitesse du vent [63], [93].
- La génératrice asynchrone à double stator (figure I.13) se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés décalés d'un angle électrique de 30° , et d'un rotor à cage d'écureuil. L'un des enroulements est directement connecté au réseau et constitue le principal support de transmission de l'énergie générée de forte puissance et de petit nombre de paires de pôles pour les vitesses de vent les plus élevées ; un second enroulement appelé enroulement d'excitation de faible puissance à grand nombre de paires de pôles pour les vitesses les plus faibles. Cette topologie possède deux points de fonctionnement. Les perturbations sonores de la machine pour des vents faibles sont diminuées du fait que l'orientation des pales est amoindrie. L'enroulement d'excitation a donc une masse de cuivre ce qui 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 [99], [114].

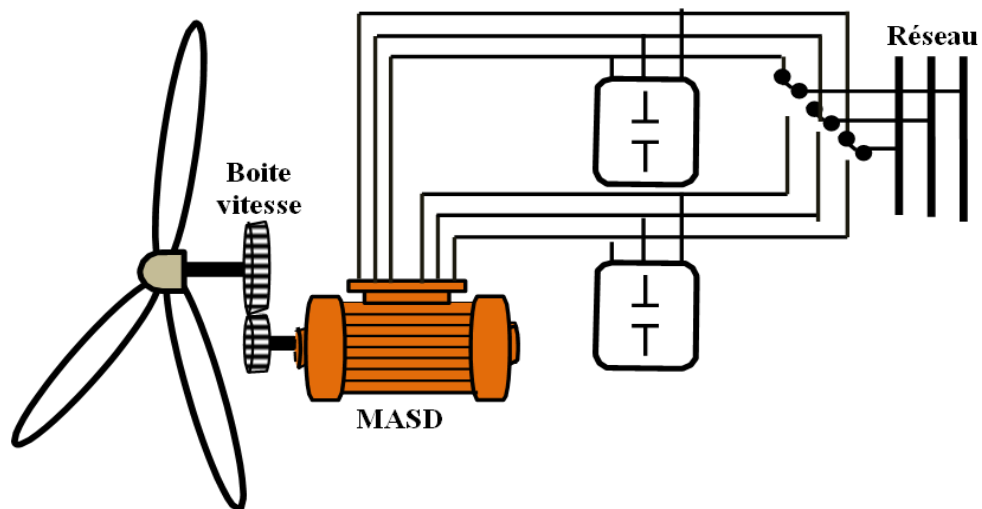


FIGURE I.13 – Système éolien à base de la génératrice asynchrone à double stator

- Les générateurs à réluctance variable (MRV) : c'est à partir des années 1970 que la MRV prend son essor grâce à l'apparition d'une électronique de commande performante. La MRV a une structure saillante au rotor et un stator où sont situés les bobinages. Le rotor massif distingue la MRV des machines synchrones et asynchrones.

La MRV présente l'avantage d'une grande simplicité de construction mécanique, d'un faible coût, d'une bonne robustesse et d'un couple massique élevé. L'application de la MRV dans les systèmes éoliens est plutôt rare [56], [33].

I.8 Lecture de la littérature technique

Dans notre étude, on se limite sur quelques travaux récents qui sont liés à l'aspect commande du système éolien avec MADA. On s'intéresse aux quelques travaux sur quelques stratégies de commande et applications liées au MADA. Parmi les travaux on cite :

Notre première trouvaille est l'article de Pena et ses collègues [80], qui présente le modèle de la turbine éolienne et de la génératrice à MADA. A l'aide de la commande vectorielle à orientation du flux statorique, l'auteur présente et explique comment générer les signaux de commande nécessaires à la régulation de la vitesse et de la tension de la génératrice éolienne.

[114] Poitier nous présente l'étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne, un nouveau schéma de commande vectorielle en puissances active et réactive statoriques est mise en œuvre. Pour la partie commande des puissances du convertisseur côté machine (CCM), l'auteur a fait une comparaison entre trois types de régulateurs linéaires : Proportionnel- Intégral (PI), RST basé sur la théorie du placement de pôles et Linéaire Quadratique Gaussien (LQG) basé sur la minimisation d'un critère quadratique. Les performances du dispositif sont analysées et comparées en termes de suivi de consigne, robustesse, et rejet de perturbations.

[36] Boyette, étudie la commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec un système de stockage pour la production éolienne. Dans ce travail, l'auteur utilise la structure de Schérbus avec convertisseur MLI. L'étage continu du convertisseur est lié aussi à une unité de stockage permettant de produire une puissance constante au réseau. La commande des puissances actives et réactives générées par le système a été testée par simulation et les résultats obtenus affirment que le système de stockage proposé permet de fournir une puissance constante au réseau. L'auteur s'est intéressé aussi au filtrage actif parallèle des harmoniques de courant en proposant une commande additionnelle à la commande principale. Cependant, le surdimensionnement du convertisseur coté rotor utilisé pour la fonction filtrage n'a pas été abordé.

[42] Chemidi nous présente l'analyse, modélisation et commande classique d'une éolienne utilisée dans une ferme, l'auteur a fait une comparaison entre deux configurations à base d'une machine asynchrone à double alimentation, la première utilise un convertisseur back-to-back pour l'alimentation du rotor et la deuxième utilise un convertisseur matriciel. Les deux configurations sont étudiées et modélisées, une commande en puissances du générateur est utilisée pour la génération de l'énergie électrique. En comparant les performances de ces deux structures, il a évalué la qualité du courant généré et les pertes en puissances pour différentes vitesses de rotation.

I.9 Problématique et contribution

I.9.1 Problématique

Le système de conversion de l'énergie éolienne est un système complexe à cause de la multiplicité des domaines existants, à savoir, l'aérodynamique, la mécanique, l'électrique et l'automatique. De plus, de nombreux facteurs déterminant interviennent dans sa conception et pose de nombreuses difficultés, comme la vitesse du vent et sa nature aléatoire, la puissance mécanique, les dimensions et la forme de la turbine.

Le survol bibliographique concernant l'état de l'art de la technologie éolienne nous a permis de déceler certaines constatations qui ont motivé la problématique et les objectifs suivants :

- Une grande partie des travaux relatés dans la littérature sont consacrés à la commande linéaire des puissances active et réactive délivrées par le système éolienne basée sur la machine asynchrone à double alimentation. Aussi, il serait donc intéressant de mener une investigation concernant la commande, de la partie mécanique et de la partie électrique reliée au réseau, à l'aide des approches de commande non linéaire, telles que la technique des modes glissant ou de la méthode du backstepping. Les performances de ces stratégies seraient alors confrontées à celles obtenues avec des lois de commande linéaire.
- De même, trop peu de travaux traitent des deux modes de fonctionnement hypo et hyper synchrone dans une même étude, aussi il serait intéressant de considérer différents types de régime de marche relative à ces deux modes imposés par un même profil de vitesse du vent.
- D'autre part, la prise en compte de la valeur de la résistance statorique permettrait d'affiner le modèle de la machine et d'obtenir une représentation plus proche de la machine réelle dans le but de concevoir des commandes plus performantes.

Ainsi ce travail de thèse a été principalement orienté vers l'implantation de lois de commande non linéaires basées sur le réglage par mode glissant et la méthode du backstepping et l'association de ces deux commandes.

I.9.2 Objectifs

Les principaux objectifs découlant de cette problématique sont :

- Modéliser et concevoir un modèle de simulation d'un système éolienne constituée d'une MADA associée à un contrôle des puissances active et réactive, en mode hypo synchrone, basée sur une commande à flux statorique orienté selon un repère diphasé et une loi de commande de type linéaire. Évaluer les performances de ce système en termes de poursuite, de régulation et de robustesse vis à vis des variations des paramètres internes de la machine.
- Synthétiser plusieurs lois de commande non linéaires basées sur la théorie des modes glissants, sur la commande stabilisante backstepping sans et avec action intégrale et

enfin sur l'association backstepping-mode glissant. De même, les performances de la MADA associée à ces différentes lois de commande seront évaluées et comparées à celles de la commande linéaire.

- Modéliser et concevoir un modèle de simulation concernant la turbine éolienne, son multiplicateur et l'arbre de la génératrice. Définir une technique d'extraction du maximum de puissance (MPPT) sans et avec asservissement de la vitesse mécanique. Cette dernière est réalisé suivant les lois de commandes linéaire, à mode glissant et par la méthode backstepping. Comparer les performances des trois approches.
- Associer, la partie mécanique intégrant la turbine, le multiplicateur et la technique MPPT avec asservissement linéaire de la vitesse mécanique et la partie électrique constituée de MADA et du convertisseur côté machine en mode de fonctionnement hypo synchrone.
- Définir le modèle complet du système éolien en intégrant au processus précédent le réglage du bus continu et le contrôle de la puissance réactive pour le convertisseur côté réseau, le tout est débitant dans le réseau électrique. Proposer un profil du vent unique imposant des fonctionnements en mode hypo et hyper synchrone.
- Prendre en considération la valeur de la résistance statorique dans le modèle de commande de la machine pour les deux processus précédents.

Tout les modèles de simulation développés au cours de cette thèse seront simulés à l'aide de l'environnement logiciel MATLAB/Simulink/SimPowerSystem.

I.9.3 Contribution

- Synthèses et évaluations de lois de commande non linéaire, par mode glissant, par la méthode backstepping sans et avec intégration de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse, pour la commande des puissance active et réactive avec orientation du flux statorique et en négligeant la résistance statorique.
- Synthèse et évaluations de lois de commande non linéaire par la méthode backstepping sans et avec intégration de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse, pour la commande des puissance active et réactive sans l'orientation du flux statorique donc avec un modèle couplé.
- L'intégration du système éolienne au réseau électrique,
- Le fonctionnement dans les deux quadrants (hypo synchrone et hyper synchrone),
- Proposition d'un benchmark unique pour la vitesse du vent pour les modes de fonctionnement hypo et hyper synchrone
 - de la MADA associée au convertisseur côté machine et sa partie mécanique en mode hypo synchrone ;
 - de la MADA, intégrée au réseau électrique, associée au convertisseur Back to Back et la partie mécanique.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous présentons la constitution générale d'un système éolien, les turbines usuelles, puis un état de l'art sur les différents types d'aérogénérateurs et leur principe de fonctionnement dans le cadre de la conversion de l'énergie éolienne. Ensuite, une description des générateurs électriques les plus utilisées actuellement est présentée. Différentes structures utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation sont décrites et comparées, puis une brève lecture de la littérature technique concernant les stratégies de commande est présentée. Enfin, la problématique et les objectifs de la présente thèse sont explicités en fin de chapitre.

Le prochain chapitre, est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, du convertisseur statique et à la commande vectorielle par orientation du flux statorique, celle-ci réalisant une commande linéaire découplé des puissances active et réactive statoriques.

Chapitre II

Modélisation et commande linéaire des puissances de la MADA

SOMMAIRE

II.1	INTRODUCTION	28
II.2	STRUCTURE DU SYSTÈME ÉLECTRIQUE DE CONVERSION	28
II.3	PRINCIPE ET MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA	29
II.3.1	Fonctionnement en moteur avec alimentation unique au stator	29
II.3.2	Transfert de puissance dans la MADA	32
II.4	MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	34
II.4.1	Hypothèses simplificatrices	34
II.4.2	Application de la transformation de Park à la machine asynchrone	35
II.4.3	Equations de la machine asynchrone dans le référentiel ($d-q$)	36
II.4.4	Les différents référentiels d'observation	38
II.4.5	Représentation d'état dans le référentiel de Park	40
II.5	MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE	41
II.5.1	Structure du convertisseur côté machine	41
II.5.2	Modélisation des convertisseurs de tension	42
II.5.3	Commande par modulation de largeur d'impulsion	44
II.6	COMMANDE VECTORIELLE	46
II.6.1	Principe de la commande vectorielle	46
II.6.2	Orientation du flux statorique	46
II.6.3	Structure de la commande directe des puissances	50
II.6.4	Synthèse des régulateurs PI	51
II.7	SIMULATION DE LA COMMANDE DIRECTE DES PUISSANCES	53
II.7.1	Profils de poursuite, de régulation et robustesse	53
II.7.2	Résultats des simulations	54
II.7.3	Interprétations	54
II.8	CONCLUSION	56

II.1 Introduction

La chaîne de conversion électrique privilégiée dans ce travail est basée sur l'utilisation d'une génératrice électrique de type machine asynchrone à rotor bobiné, couramment appelée Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), associée à un convertisseur côté machine. Ce choix étant justifié par le fait que cette machine est actuellement le générateur électrique le plus répandu dans les systèmes éoliens à vitesse variable de forte puissance [105].

Le présent chapitre est consacré à la modélisation de la chaîne de conversion électrique d'un système éolien et au développement d'une loi de commande linéaire de type PI pour la commande indépendant des puissances active et réactive statoriques délivrées par le système aérogénérateur. La structure de conversion retenue et ses différents organes constitutifs, que sont la machine asynchrone à double alimentation et les convertisseurs statiques de puissance, sont présentées et leurs modèles mathématiques respectifs détaillés.

Les principes généraux de la technique de commande par orientation du flux statorique est décrite, une commande vectorielle directe des puissances avec régulateurs de type Proportionnel-Intégral. Enfin, des simulations numériques ont été réalisé non seulement dans l'objectif de montrer et d'analyser les performances en poursuite, en régulation, mais également afin d'évaluer la robustesse de la commande étudiée vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

II.2 Structure du système électrique de conversion

La chaîne éolienne de conversion électrique considérée dans ce chapitre est représentée sur la figure II.1. Elle peut être divisé en deux parties principales qui seront modélisées séparément : la MADA dont le stator est connecté directement à une charge ou sur un réseau, alors que son rotor est relié au réseau à travers deux convertisseurs statiques bidirectionnel et un bus continu dans une configuration appelée *Back to Back*, ces convertisseurs pouvant fonctionner en redresseur ou en onduleur selon le sens du transit de l'énergie.

Les grandeurs, courants et tensions alternatives du stator ayant la même fréquence que celle du réseau, il est inutile d'utiliser des convertisseurs de puissance pour transférer la puissance électrique statorique au réseau. En revanche, les grandeurs alternatives à la sortie du rotor n'ont pas la même fréquence que les grandeurs alternatives du réseau, celles-ci dépendant de la vitesse du rotor et donc de la vitesse du vent, ce qui justifie l'utilisation d'un onduleur de tension alimentant le rotor. Ce convertisseur est piloté par une technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) qui permet de limiter les harmoniques en repoussant les premiers harmoniques non nuls vers les hautes fréquences.

Dans le contexte de la production d'énergie électrique d'origine éolien, ce dispositif peut fonctionner à vitesse fixe ou variable. Fonctionner en mode hypo synchrone ou hyper synchrone. Le convertisseur coté MADA permet la commande des puissances active et réactive

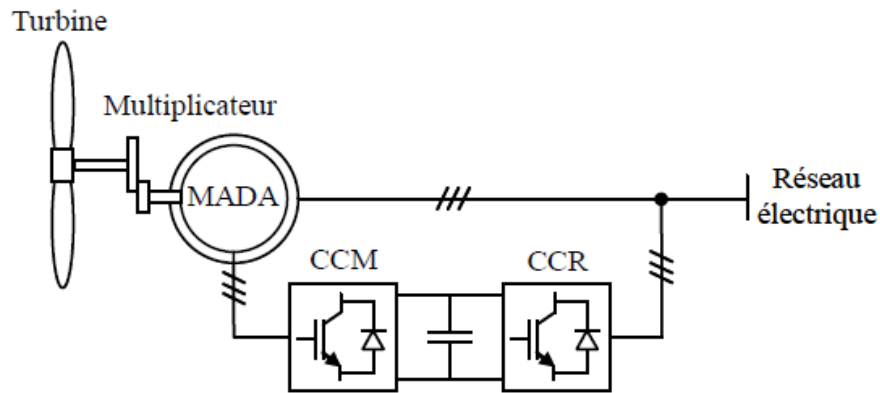


FIGURE II.1 – Système de conversion d'énergie éolienne basé sur une MADA

produites par la MADA, quant au convertisseur côté réseau, il permet la commande de la tension du bus continu et du facteur de puissance au point de raccordement de l'éolienne avec le réseau électrique [133] [136].

Cette configuration dans la figure II.1 reposant sur l'utilisation de machine asynchrone à double alimentation présente un excellent compromis entre la plage de variation de vitesse qu'elle autorise et le dimensionnement des convertisseurs vis à vis de la puissance nominale de la machine. C'est par conséquent, cette structure qui a été retenue dans ce travail de thèse pour établir des stratégies de commande ayant pour objectif de commander l'échange des puissances entre la machine et le réseau auquel le système aérogénérateur est destiné à être connectée.

Les machines asynchrones, à cage et à rotor bobiné, présentent des avantages, certains liés à leur conception simple, leur fabrication peu coûteuse, leur grande robustesse, le peu d'entretien qu'elles requièrent et leur inertie faible. Ainsi, sont-elles largement utilisées dans de nombreuses applications mettant en œuvre des entraînements à vitesse fixe ou variable.

Dans le domaine de la conversion d'énergie éolienne, la machine asynchrone à cage est encore très employée dans les systèmes devant fonctionner à vitesse fixe, celle-ci offrant un coût d'investissement intéressant. Cependant, la machine à rotor bobiné est aujourd'hui préférée pour les applications éoliennes à vitesse variable. En effet, ce type de machine est bien adaptée au fonctionnement avec des vitesses de rotation importantes et présente un excellent compromis performances-coût d'investissement, malgré le surcoût dû à la présence de bagues au rotor et l'entretien qu'elles nécessitent.

II.3 Principe et modes de fonctionnement de la MADA

II.3.1 Fonctionnement en moteur avec alimentation unique au stator

Le principe de fonctionnement des machines asynchrones repose sur les lois de l'induction, aussi on trouve couramment dans la littérature scientifique la dénomination *machines à induction*.

Considérons le rotor à l'arrêt et ses enroulements court-circuités, un système de tensions sinusoïdales d'amplitude et de fréquence constantes alimentant le circuit statorique. A l'instant de la mise en service les enroulements statoriques produisent un champ magnétique tournant à la vitesse dite de synchronisme Ω_s telle que :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} \quad (\text{II.1})$$

Les conducteurs du rotor sont alors balayés par le champ statorique et sont siège de fem(s) induites à la fréquence du rotor, d'où l'apparition de courants rotoriques.

En vertu de la loi de Lenz, ces courants vont à leur tour produire un champ magnétique induit qui va s'opposer à la cause qui leur a donné naissance, provoquant ainsi la création d'un couple de forces électromagnétiques. Sous l'action de ce couple, la partie tournante, entre en rotation afin de supprimer l'écart de vitesse existant avec le champ tournant et subit une accélération qui ne s'annulera qu'avec l'équilibre des couples moteur et résistant.

Par conséquent, la génération de couple est obligatoirement accompagnée d'un écart entre la vitesse du champ tournant produit par le stator et la vitesse de rotation du rotor, celle-ci se stabilisant à une valeur Ω proche de la vitesse synchrone Ω_s . L'écart de vitesse (ou vitesse de glissement) Ω_r est donné par l'expression :

$$\Omega_r = \Omega_s - \Omega \quad (\text{II.2})$$

Lorsque le rotor tourne à la vitesse Ω , la pulsation rotorique est donnée par :

$$\omega_r = \omega_s - p \cdot \Omega \quad (\text{II.3})$$

Il est d'usage de caractériser l'écart entre les vitesses de synchronisme et de rotation par une grandeur sans dimension, le glissement :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{II.4})$$

Dans le fonctionnement moteur, le glissement est égal à 1 pour une vitesse nulle, puis décroît pendant la phase d'accélération du démarrage, sa valeur étant de quelques % en régime permanent ($0 \leq g < 1$), et croît lorsque la charge subit une augmentation.

La vitesse est alors déterminée par la relation suivante :

$$n = n_s \cdot (1 - g) \quad (\text{II.5})$$

En exprimant l'écart de vitesse par $(n_s - n)$, la fréquence des courants rotoriques peut être déterminée par la relation suivante :

$$f_r = p \cdot (n_s - n) = g \cdot f \quad (\text{II.6})$$

C'est cette différence entre la fréquence du réseau et la vitesse du rotor qui explique le caractère asynchrone de la machine.

II.3.1-a Fonctionnement en générateur avec double alimentation

La machine asynchrone, à l'instar des autres machines électriques est réversible et peut fonctionner en mode génératrice. La figure II.2 montre l'allure de la caractéristique mécanique couple/vitesse de la machine asynchrone [99].

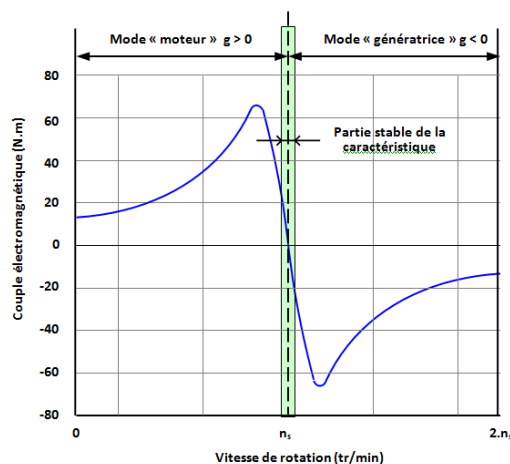


FIGURE II.2 – Caractéristique mécanique couple/vitesse de la machine asynchrone

L'observation de cette caractéristique montre que si la machine est entraînée à la vitesse de synchronisme par un système mécanique auxiliaire, le rotor tourne à la même vitesse que le champ statorique ($g = 0$), il n'y a aucune induction et par conséquent, aucun couple n'est produit, c'est le mode synchrone. D'autre part, pour garantir un fonctionnement stable, la machine doit conserver une vitesse de rotation proche du synchronisme ($g \rightarrow 0$).

Enfin, selon que la vitesse de rotation n est inférieure (hypo synchronisme : $g > 0$) ou supérieure (hyper synchronisme : $g < 0$) à la vitesse du champ tournant n_s , la machine développe respectivement un couple entraînant (marche en moteur) tendant à accroître la vitesse ou un couple résistant (marche en génératrice) tendant à la réduire.

Pour le fonctionnement avec double alimentation, le stator est alimenté par une première source de tension triphasée équilibrée de fréquence f , le rotor est lui relié à une seconde source alternative de fréquence f_r . Les courants circulant dans les enroulements statoriques créent champ tournant à la vitesse synchrone $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$; de manière analogue les courants rotoriques produisent un champ rotorique tournant à une vitesse $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$ par rapport au rotor.

Dans le cas où le champ tournant du rotor tourne dans le même sens de rotation que celui du stator, le glissement est positif et le rotor tournera moins vite que le champ tournant statorique ($\Omega < \Omega_s$) : la machine fonctionne en régime ou mode hypo synchrone. Dans le cas contraire, le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le sens contraire du sens de rotation du champ tournant statorique, le glissement devient négatif et le rotor tourne plus vite que le champ tournant créé par le stator ($\Omega > \Omega_s$) : la machine

fonctionne en mode dit hyper synchrone.

Dans la machine asynchrone à cage, un signe positif du glissement correspond à un fonctionnement moteur de la machine, alors qu'un signe négatif traduit un fonctionnement générateur, ce qui peut porter à confusion dans la compréhension du principe de fonctionnement de la MADA. Tandis que pour la machine asynchrone doublement alimentée, le signe du glissement traduit un fonctionnement en hypo ou hyper-synchronisme, et non pas le mode de fonctionnement de la machine (moteur ou générateur) [26].

Pour un fonctionnement en génératrice, la MADA requiert un couple sur son arbre dans le même sens de rotation que celui du champ tournant statorique, ce couple provoquant un décalage en avant des pôles du rotor par rapport aux pôles du stator. Le couple électromagnétique développée par la machine est exercé dans le sens inverse du sens de rotation de la machine, c'est donc un couple résistant.

La possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme, aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur, est obtenu par la commande de l'amplitude et la phase des tensions rotoriques, celles-ci permettant de contrôler le champ magnétique à l'intérieur de la machine.

II.3.2 Transfert de puissance dans la MADA

La Figure II.3 illustre le transfert des puissances dans les différents fonctionnements de la machine asynchrone à double alimentation associé au convertisseur Back to Back et avec son stator est connecté au réseau. On note les puissances mises en jeu par les désignations suivantes :

- P_{res} : la puissance délivrée par le réseau ou fournie par la machine,
- P_s : la puissance transitant le stator,
- P_r : la puissance transitant par le rotor,
- P_{mec} : la puissance mécanique.

Si la puissance P_{res} est positive, c'est le réseau qui la fournie, la machine fonctionne en moteur et deux cas présentent :

- La vitesse de rotation est inférieure à la vitesse de synchronisme ($g > 0$, quadrant 1), c'est la marche en moteur en mode hypo synchrone et le couple développé est positif. La puissance issue du rotor est transférée vers le réseau via le convertisseur. Ce régime de fonctionnement est désigné par le nom de cascade hyposynchrone.
- La vitesse de rotation est supérieure à la vitesse de synchronisme ($g < 0$, quadrant 2), la machine fonctionne encore en moteur en mode hyper synchrone et une partie de la puissance absorbée transite vers le rotor pour être convertie en puissance mécanique.

Pour le fonctionnement génératrice, c'est le dispositif qui entraîne la machine asynchrone en rotation et lui fournit donc une puissance mécanique, le couple développé est négatif.

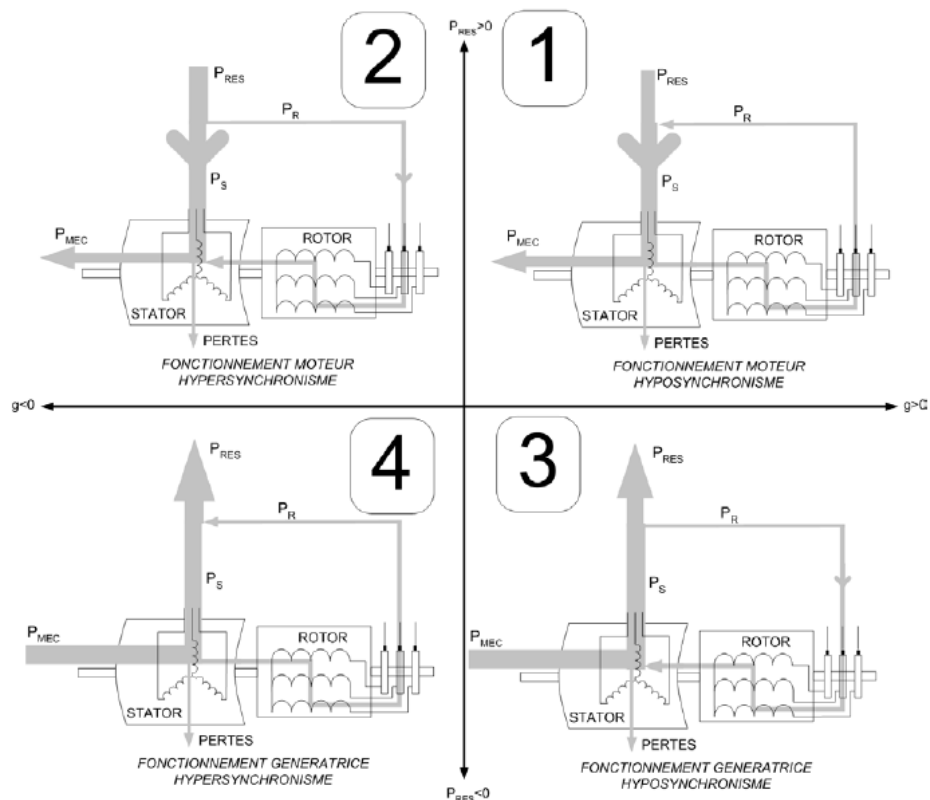


FIGURE II.3 – Fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants couple/vitesse [114]

Le fonctionnement peut se faire en deux modes, en mode hypo synchrone (quadrant 3), une partie de la puissance délivrée par le stator est absorbée par le rotor. En mode hyper synchrone (quadrant 4), toute la puissance mécanique fournie à la machine est transmise vers le réseau, via le stator et par l'intermédiaire des enroulements rotoriques $P_r = g \cdot P_{mec}$.

Les quadrants 3 et 4 sont les plus adaptés pour une utilisation dans un système de conversion éolien, car si les variations de vitesse ne dépassent pas $\pm 30\%$ de la vitesse de synchronisme la machine peut débiter une puissance allant de 0,7 à 1,3 fois la puissance nominale. Ceci permet alors de ne dimensionner le convertisseur que pour la puissance de glissement transitant par le rotor.

II.4 Modélisation de la machine asynchrone

II.4.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone a déjà été largement traitée dans la littérature [47]-[41]-[71]-[45]-[38]. Toutefois, malgré sa simplicité de construction, son modèle mathématique est complexe, en effet les phénomènes mis en jeu sont de natures électriques, magnétiques et mécaniques, avec une structure multivariable fortement non-linéaire. Dans le repère triphasé fixe et lié au stator, le modèle de la machine asynchrone auquel on aboutit présente alors l'inconvénient d'aboutir à des équations différentielles à coefficients variables en fonction de la position du rotor, et donc du temps.

Les hypothèses simplificatrices suivantes sont les plus couramment considérées dans la littérature scientifique :

- la machine présente une parfaite symétrie, tant au stator et qu'au rotor ;
- le circuit magnétique est considéré non-saturé ;
- la distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- les pertes fer dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligées ;
- l'effet d'encoche et l'effet de peau sont également négligés.

La figure II.4 représente la structure de principe de la machine asynchrone triphasée.

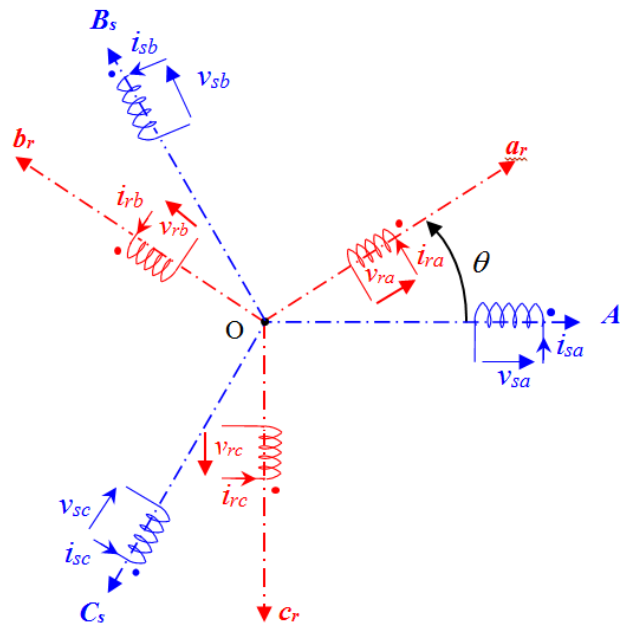


FIGURE II.4 – Représentation des enroulements statorique et rotorique de la MADA

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques mettent en évidence la configuration symétrique de la machine. La position de la phase rotorique (Oar) par rapport celle de la phase statorique (OAs) repérée par l'angle θ .

Parmi les approches utilisées pour la modélisation des machines tournantes triphasées, l'approche basée sur la théorie des deux axes de R.H. Park [111] qui consiste en la transformation d'un système triphasé en un système biphasé équivalent, en passant du référentiel fixe (A,B,C) vers un second référentiel mobile (d - q).

Toutes les grandeurs électromagnétiques, tensions, courants et flux, sont alors exprimées dans le même repère à deux axes : l'axe direct d et l'axe de quadrature arrière q , perpendiculaires et mutuellement couplés, l'angle entre les deux référentiels est appelé *angle de Park*. La dépendance de la position du rotor est ainsi éliminée et l'ordre du système réduit dans le cas équilibré, ceci permet d'obtenir des modèles dynamiques caractérisés par des systèmes d'équations à coefficients constants, le système reste non-linéaire, multivariable.

II.4.2 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone

L'application de la transformation de Park est obtenue en substituant, les enroulements réels par des enroulements fictifs d'axes orthogonaux d et q . Par conséquent, deux repères tournant (d - q) sont définis respectivement, l'un statorique et l'autre rotorique, pour lesquels l'angle de Park θ est remplacé par θ_s pour le stator et par θ_r pour le rotor.

La figure II.5 illustre les positions des différents référentiels dans l'espace, en faisant coïncider les deux repères fictifs, ainsi les angles θ_s et θ_r représentent les positions relatives de l'axe direct par rapport aux axes de référence statorique et rotorique.

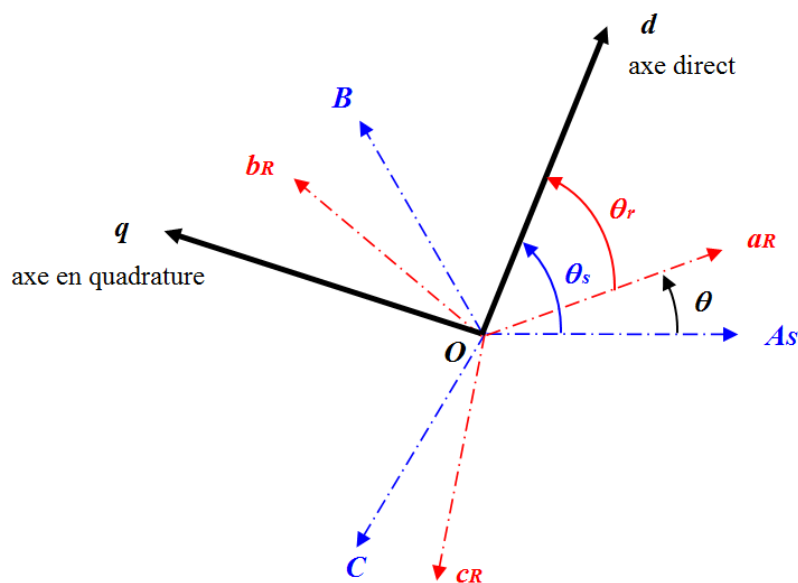


FIGURE II.5 – Position spatiale des différents référentiels

Les angles θ_s et θ_r sont liés par la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (\text{II.7})$$

ce qui donne après dérivation par rapport au temps :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.8})$$

II.4.3 Equations de la machine asynchrone dans le référentiel ($d-q$)

Les équations générales, obtenues après l'application de la transformation de Park, décrivant le fonctionnement du moteur asynchrone se retrouvent dans la littérature technique consacrée aux machines électriques. La modélisation de la MADA est identique à celle de la machine asynchrone à cage. La seule différence réside dans le fait que les tensions rotoriques ne sont pas nulles, ces enroulements n'étant pas en court-circuit.

Le modèle mathématique est exprimé, dans le référentiel ($d-q$) tournant à la vitesse du champ statorique, par les relations données ci-dessous [86] [47]-[41]-[71]-[45]-[38].

Equations électriques des tensions statoriques

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Equations électriques des tensions rotoriques

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Equations magnétiques des flux statoriques

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M_{sr} \cdot i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M_{sr} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Equations magnétiques des flux rotoriques

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M_{sr} \cdot i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M_{sr} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

La figure II.6 montre la représentation des deux axes d et q découplés.

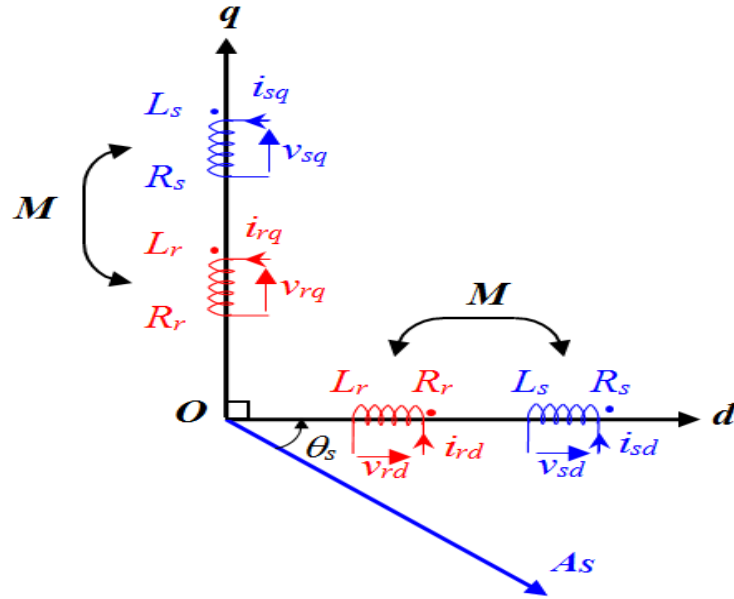


FIGURE II.6 – Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q

Equation du couple électromagnétique

La transformation de Park modifiée conservant la puissance instantanée invariante, son expression dans le référentiel $(d-q)$ peut être mise sous la forme suivante :

$$P_e = [V_{sA,B,C}]^T \cdot [I_{sA,B,C}] + [V_{rA,B,C}]^T \cdot [I_{rA,B,C}] = [V_{s,d,q}]^T \cdot [I_{s,d,q}] + [V_{r,d,q}]^T \cdot [I_{r,d,q}] \quad (\text{II.13})$$

En développant le second membre, en remplaçant les composantes directes et en quadrature des tensions, on obtient l'expression suivante :

$$P_e = R_s \cdot [i_{sd}^2 + i_{sq}^2] + R_r \cdot [i_{rd}^2 + i_{rq}^2] + \left[\frac{d\varphi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right] + \left[\frac{d\varphi_{rd}}{dt} \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \cdot i_{rq} \right] + \left[(\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \right] + \left[(\varphi_{rd} \cdot i_{rq} - \varphi_{rq} \cdot i_{rd}) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \right] \quad (\text{II.14})$$

Cette expression comporte trois termes représentant respectivement :

- la puissance dissipée en perte joule : $R_s \cdot [i_{sd}^2 + i_{sq}^2] + R_r \cdot [i_{rd}^2 + i_{rq}^2]$;
- la puissance électromagnétique stockée dans le champ magnétique, c'est donc une puissance réactive : $\left[\frac{d\varphi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right] + \left[\frac{d\varphi_{rd}}{dt} \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \cdot i_{rq} \right]$;
- la puissance électrique transformée en puissance mécanique, couramment appelée puissance électromagnétique P_{em} : $\left[(\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \right] + \left[(\varphi_{rd} \cdot i_{rq} - \varphi_{rq} \cdot i_{rd}) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \right]$.

Le couple électromagnétique est déterminée à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad (\text{II.15})$$

sachant que :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = p \cdot \Omega_s \quad (\text{II.16})$$

à partir de la relation (II.14) on déduit l'expression de couple électromagnétique par :

$$C_{em} = p \cdot (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II.17})$$

D'autres expressions peuvent être établies selon les variables choisies :

$$C_{em} = p \cdot (\varphi_{rq} \cdot i_{rd} - \varphi_{rd} \cdot i_{rq}) \quad (\text{II.18})$$

$$C_{em} = p \cdot M_{sr} \cdot (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (\text{II.19})$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_s} \cdot (\varphi_{sq} \cdot i_{rd} - \varphi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (\text{II.20})$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot (\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II.21})$$

Enfin, pour compléter le modèle, la relation fondamentale de la dynamique pour les corps en rotation est ajoutée pour tenir compte de l'influence des différents couples exercés sur l'arbre du rotor :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + B \cdot \Omega + C_r \quad (\text{II.22})$$

J , B , C_r représentant respectivement le moment d'inertie, le coefficient de frottement visqueux et le couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

Dans un repère diphasé quelconque, les puissances active et réactive de stator sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} P_s = v_{sd} \cdot i_{sd} + v_{sq} \cdot i_{sq} \\ Q_s = v_{sq} \cdot i_{sd} - v_{sd} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

de manière analogue les puissances du rotor sont données par les expressions :

$$\begin{cases} P_r = v_{rd} \cdot i_{rd} + v_{rq} \cdot i_{rq} \\ Q_r = v_{rq} \cdot i_{rd} - v_{rd} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.4.4 Les différents référentiels d'observation

L'analyse de la machine asynchrone à double alimentation basée sur la transformation de Park aboutit à des relations liées au repère d'observation choisi. Selon l'objectif de l'application envisagée, les trois possibilités suivantes apparaissent [86] :

Référentiel d'axe (d - q) solidaire du stator (θ_s constante)

En régime permanent, les grandeurs évoluent à la pulsation statorique ω_s , d'où :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -p \cdot \Omega = -\omega \quad (\text{II.25})$$

Ce choix est privilégié pour l'étude des grandeurs rotoriques ou l'analyse des régimes transitoires à grandes variations de vitesse, quelque soit la fréquence d'alimentation.

Référentiel d'axe (d - q) solidaire du rotor (θ_r constante)

Ce référentiel est caractérisé en régime permanent électrique, par des grandeurs variant à la pulsation des courants rotoriques, et sont donc de faible fréquence :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_s}{dt} = p \cdot \Omega = \omega \quad (\text{II.26})$$

Il est choisit pour l'étude des grandeurs statoriques ou l'étude des régimes transitoires quand la vitesse de rotation est considérée constante.

Référentiel d'axe (d - q) solidaire du champ tournant

Dans ce référentiel, les grandeurs du modèle sont continues en régime permanent, puisque la pulsation du champ tournant est égale à celle des grandeurs statoriques, d'où :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{II.27})$$

Ce qui permet de définir la pulsation rotorique ω_r :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega \quad (\text{II.28})$$

Les équations du modèle mathématique peuvent alors être exprimées sous la forme indiquée par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

En tenant compte des équations magnétiques (II.11) et (II.12), on obtient le systèmes d'équations électriques devients :

$$\begin{cases} v_{sd} = \left(R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{sd} + M_{sr} \cdot \frac{di_{rd}}{dt} - L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - M_{sr} \cdot \omega_s \cdot i_{rq} \\ v_{sq} = \left(R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{sq} + M_{sr} \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} + M_{sr} \cdot \omega_s \cdot i_{rd} \\ v_{rd} = \left(R_r + L_r \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{rd} + M_{sr} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq} - M_{sr} \cdot \omega_r \cdot i_{sq} \\ v_{rq} = \left(R_r + L_r \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{rq} + M_{sr} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} + M_{sr} \cdot \omega_r \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

La figure II.7 illustre les équations de la machine sous forme schématique.

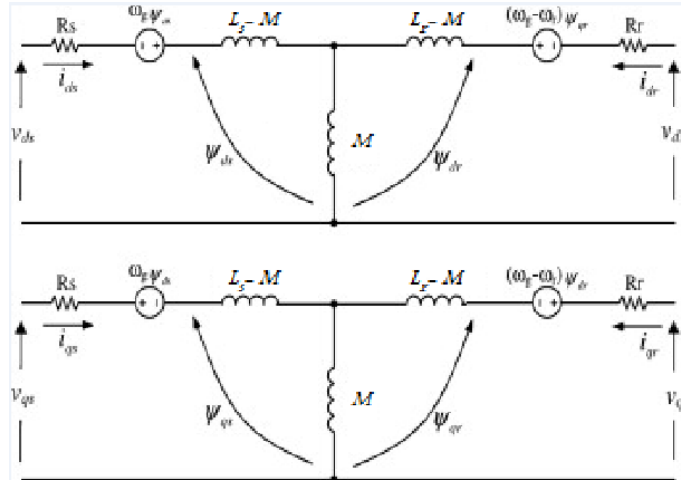


FIGURE II.7 – Représentation schématique équivalente du modèle de la MADA

C'est ce référentiel qui sera considéré par la suite, vu qu'il s'adapte parfaitement à la synthèse des différentes stratégies de commande envisagées dans cette étude.

II.4.5 Représentation d'état dans le référentiel de Park

Le formalisme d'état qui utilise le calcul matriciel comme outil de calcul se prête bien à la description des systèmes linéaires ou non linéaire, mono ou multivariable, tel que la machine asynchrone qui est un exemple typique d'un système multivariable non linéaire [86].

Pour la description des systèmes non linéaires, la représentation d'état est définie par :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{u}) \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

où \mathbf{x} est le vecteur d'état, \mathbf{u} le vecteur de commande et \mathbf{y} le vecteur de sortie.

La représentation d'état n'étant pas unique pour un système donné, on dispose donc de plusieurs choix pour le vecteur d'état qui dépendent de l'objectif tracé. Dans le cadre de ce travail, une commande en tension de la MADA est envisagée avec un contrôle vectoriel par orientation du flux statorique, dans cette optique les choix suivants ont été privilégiés :

- pour les variables de commandes : $v_{sd}, v_{sq}, v_{rd}, v_{rq}$, d'où :

$$\mathbf{u} = [v_{sd} \quad v_{sq} \quad v_{rd} \quad v_{rq}]^T$$

- pour les variables d'état : $i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, \omega$ soit :

$$\dot{\mathbf{x}} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq} \quad \omega]^T$$

Les variables de sortie pouvant être la vitesse, la position, le couple, les flux, les courants ou une combinaison de celles-ci.

On obtient après simplifications les équations d'état suivantes [114],[119], [96] :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -a_1 \cdot i_{sd} + (a \cdot \omega + \omega_s) \cdot i_{sq} + a_3 \cdot i_{rd} + a_5 \cdot \omega \cdot i_{rq} + b_1 \cdot v_{sd} - b_3 \cdot v_{rd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -(a \cdot \omega + \omega_s) \cdot i_{sd} - a_1 \cdot i_{sq} - a_5 \cdot \omega \cdot i_{rd} + a_3 \cdot i_{rq} + b_1 \cdot v_{sq} - b_3 \cdot v_{rq} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = a_4 \cdot i_{sd} - a_6 \cdot i_{sq} - a_2 \cdot i_{rd} + \left(\omega_s - \frac{\omega}{\sigma}\right) \cdot i_{rq} - b_3 \cdot v_{sd} + b_2 \cdot v_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = a_6 \cdot \omega \cdot i_{sd} + a_4 \cdot i_{sq} - \left(\omega_s - \frac{\omega}{\sigma}\right) \cdot i_{rd} - a_2 \cdot i_{rq} - b_3 \cdot v_{sq} + b_2 \cdot v_{rq} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \cdot (C_r - p \cdot M (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq})) - \frac{B}{J} \cdot \omega \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

en définissant les coefficients suivant :

$$\begin{aligned} a &= \frac{1 - \sigma}{\sigma} & a_1 &= \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} & a_2 &= \frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} & a_3 &= \frac{R_r \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & a_4 &= \frac{R_s \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \\ a_5 &= \frac{M_{sr}}{\sigma \cdot L_s} & a_6 &= \frac{M_{sr}}{\sigma \cdot L_r} & b_1 &= \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & b_2 &= \frac{1}{\sigma \cdot L_r} & b_3 &= \frac{M_{sr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \end{aligned}$$

et les trois grandeurs caractéristiques qui représentent respectivement les constantes de temps statorique et rotorique et le coefficient de dispersion de Blondel :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$$

Le produit des variables d'états ω dans le système d'équations montre la nature non linéaire du modèle régissant la dynamique de la machine asynchrone à rotor bobiné.

II.5 Modélisation des convertisseurs de puissance

II.5.1 Structure du convertisseur côté machine

La figure II.8 représente la structure du convertisseur côté de la machine asynchrone à double alimentation, le stator est connecté directement au réseau et le rotor relié avec un onduleur de tension, ce dernier est alimenté par une source continu.

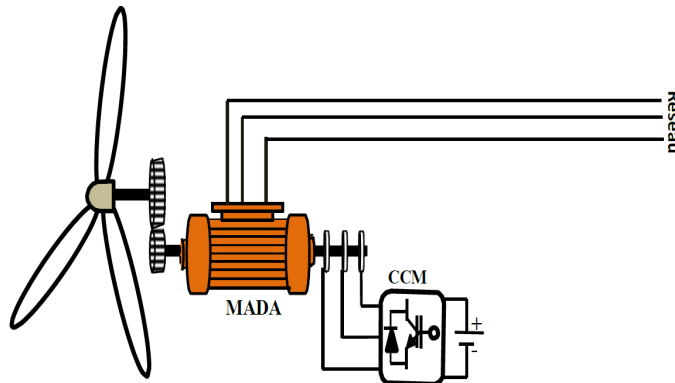


FIGURE II.8 – Structure de la MADA avec un convertisseur côté machine CCM

II.5.2 Modélisation des convertisseurs de tension

Pour obtenir une tension alternative, la tension continue d'entrée doit être découper et appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens. L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs.

Le système triphasé obtenu à la sortie du convertisseur est un système équilibré en tension ne contenant que des harmoniques impairs différents de trois, les harmoniques de rang trois et multiples de trois étant éliminés.

La figure II.9 représente le schéma structurel d'un convertisseur de tension triphasé.

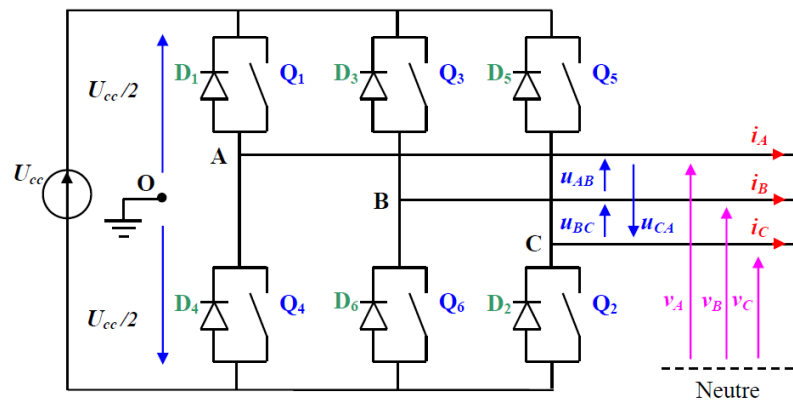


FIGURE II.9 – Schéma structurel d'un convertisseur de tension triphasé

Afin d'éviter le court-circuit de la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

On considère un convertisseur idéal, d'où les hypothèses suivantes :

- la commutation des composants est instantanée,
- les chutes de tension à leurs bornes sont négligeables,
- les temps morts négligés,
- la charge est triphasée équilibrée et couplée en étoile avec point neutre isolé.

Les tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_{AO} - v_{BO} \\ u_{BC} = v_{BO} - v_{CO} \\ u_{CA} = v_{CO} - v_{AO} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Au niveau de la charge, les relations donnant les tensions simples sont :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_A - v_B \\ u_{BC} = v_B - v_C \\ u_{CA} = v_C - v_A \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

et en effectuant les différences membre à membre, on obtient :

$$\begin{cases} u_{AB} - u_{CA} = 2.v_A - (v_B + v_C) \\ u_{BC} - u_{AB} = 2.v_B - (v_A + v_C) \\ u_{CA} - u_{BC} = 2.v_C - (v_A + v_B) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Sachant que les tensions v_A, v_B, v_C forment un système triphasé équilibré, on peut écrire :

$$\begin{cases} u_{AB} - u_{CA} = 3.v_A \\ u_{BC} - u_{AB} = 3.v_B \\ u_{CA} - u_{BC} = 3.v_C \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

d'où les nouvelles expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (u_{AB} - u_{CA}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (u_{BC} - u_{AB}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (u_{CA} - u_{BC}) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Les tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A,B,C et le point milieu fictif O sont alors donnée par :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (2.v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} + 2.v_{BO} - v_{CO}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} - v_{BO} + 2.v_{CO}) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

On obtient enfin sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire, on peut par conséquent associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande S_i , avec ($i = A, B, C$) et telle que :

- $S_i = +1$, si l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas ouvert ;
- $S_i = -1$, si l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Enfin le convertisseur est modélisé par la matrice de connexion suivante :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{U_{cc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande S_A, S_B et S_C qui représentent les signaux de commande des interrupteurs. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée.

La configuration de puissance restant identique pour les fonctionnements en onduleur et en redresseur, le modèle mathématique obtenu reste valide pour les deux modes de fonctionnement.

II.5.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion

Nous nous sommes intéressés, dans le cadre de ce chapitre concernant la synthèse d'une commande direct des puissances utilisant l'orientation du flux statorique, à la technique de modulation de largeur d'impulsion, dite *Sinus-triangle* dans le but de commander le convertisseur placé côté machine en mode onduleur de tension.

Cette technique consiste à comparer entre elles :

- trois ondes de référence, les modulatrices, de forme sinusoïdale, de fréquence f et déphasées de 120° ,
- et une onde, en général triangulaire, la porteuse de haute fréquence f_p ,

Ceci, tout en respectant l'inégalité sur les fréquences : $f_p \gg f$.

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

La loi de modulation est explicité par :

$$v_i = \begin{cases} +U_{cc}/2 & \text{si } v_{mi} \geq v_p \\ -U_{cc}/2 & \text{si } v_{mi} < v_p \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

v_i et v_{mi} représentant respectivement les tensions délivrées par l'onduleur et les tensions modulantes des phases i ($i = A, B, C$).

Les tensions obtenues en sortie de l'onduleur sont formées d'une succession de créneaux rectangulaires dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour objectifs de repousser les harmoniques vers les hautes fréquences et faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie. Le réglage est réalisé par les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs ainsi que par les séquences de fonctionnement.

La figure II.10 représente un exemple de chronogramme délivré par une commande MLI Sinus-triangle triphasée.

La tension de référence étant sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- l'indice de modulation m , égal au rapport des fréquences de modulation et de référence,

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.43})$$

- le coefficient de réglage r , égal au rapport entre l'amplitude de la tension de référence de modulation \widehat{V}_m et la valeur de crête de la porteuse \widehat{V}_p ,

$$r = \frac{\widehat{V}_m}{\widehat{V}_p} \quad (\text{II.44})$$

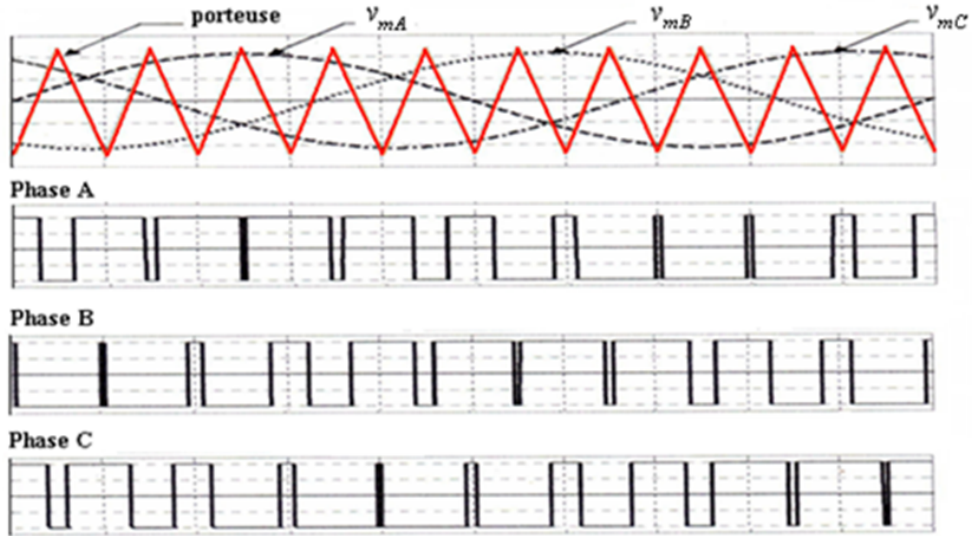


FIGURE II.10 – Exemple de chronogramme d'une commande Sinus-triangle triphasée

L'indice de modulation est le résultat d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur, en effet ce dernier se détériore avec l'augmentation de la fréquence de hachage [55]. Pour des valeurs importantes de l'indice m , le fondamental est pratiquement proportionnel aux valeurs du coefficient r , la commande MLI permet alors d'ajuster les tensions de sortie ce qui rend possible le réglage simultané de la fréquence et la tension de sortie.

On adopte toujours un coefficient de réglage inférieur à l'unité afin d'éviter les *ratés de commutation* qui pourraient entraîner des discontinuités de fonctionnement, d'autre part, les temps des commutations des interrupteurs limitent la valeur de m et par conséquent la largeur minimale des impulsions.

Pour la modélisation de la commande MLI Sinus-triangle, on suppose que les trois ondes modulatrices sont sinusoïdales telles que :

$$\begin{cases} v_{mA} = \hat{V}_m \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \\ v_{mB} = \hat{V}_m \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t - 2\pi/3) \\ v_{mC} = \hat{V}_m \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

l'équation de la porteuse commune ayant pour expression :

$$v_p = \begin{cases} \hat{V}_p \cdot \left(-1 + 4 \cdot \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2}\right] \\ \hat{V}_p \cdot \left(+3 - 4 \cdot \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

les états des interrupteurs sont alors donnés par la relation :

$$S_i = \begin{cases} +1 & \text{si } v_{mi} - v_p \geq 0 \\ -1 & \text{si } v_{mi} - v_p < 0 \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

T_p étant la période du signal de l'onde porteuse : $T_p = \frac{1}{f_p}$.

II.6 Commande vectorielle

II.6.1 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle permet un contrôle indépendant des puissances actives et réactives délivrée par la MADA, en commandant séparément le couple électromagnétique et le flux de la machine asynchrone. Son principe est basée sur le choix d'un repère de référence lié aux flux que l'on désire orienter.

En effet, le référentiel lié au champ tournant peut être orienté de telle sorte que l'axe d de ce référentiel coïncide avec un des flux de la machine (statorique, rotorique ou d'entrefer) [86]. Ces différentes orientations nous permettent d'obtenir plusieurs manières de contrôler la machine asynchrone via les convertisseurs.

Selon le choix du référentiel, les conditions d'orientation sont exprimées par :

- l'orientation du flux rotorique suivant l'axe d :

$$\varphi_{rq} = 0 \quad \implies \quad \varphi_r = \varphi_{rd} \quad (\text{II.48})$$

- l'orientation du flux statorique suivant l'axe d :

$$\varphi_{sq} = 0 \quad \implies \quad \varphi_s = \varphi_{sd} \quad (\text{II.49})$$

- l'orientation du flux statorique suivant l'axe q :

$$\varphi_{sd} = 0 \quad \implies \quad \varphi_s = \varphi_{sq} \quad (\text{II.50})$$

Les équations des tensions, des flux et du couple électromagnétique de la machine asynchrone peuvent donc être simplifiées en changeant de repère. Par exemple, en alignant le flux statorique sur un axe du repère, sa composante sur l'autre axe s'annule.

II.6.2 Orientation du flux statorique

Dans le cadre de ce travail, nous avons envisagé d'établir une commande vectorielle par orientation du flux statorique sur l'axe d .

Le couple électromagnétique en régime transitoire quelconque s'exprime dans le repère (d - q) comme un produit entre les flux statoriques et les courants rotoriques.

En considérant l'écriture suivante :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_s} \cdot (\varphi_{sq} \cdot i_{rd} - \varphi_{sd} \cdot i_{rq})$$

On note que si l'on élimine le premier produit ($\varphi_{sq} \cdot i_{rd}$), alors cette expression prend la forme de celle du couple d'une machine à courant continu, pour laquelle les deux grandeurs, couple et flux, sont découplées naturellement par construction. Pour obtenir cette situation avec la machine asynchrone, il suffit d'orienter le repère (d - q) de manière à annuler la composante en quadrature du flux statorique, autrement dit de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux statorique soit entièrement porté sur l'axe direct d et donc imposer :

$$\varphi_{sq} = 0 \quad \text{et} \quad \varphi_s = \varphi_{sd}$$

L'expression du couple s'écrit alors :

$$C_{em} = -p \cdot \frac{M_{sr}}{L_s} \cdot (\varphi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (\text{II.51})$$

Ainsi, on constate que le couple électromagnétique ne dépend plus que de la composante en quadrature du courant rotorique i_{rq} et le problème du couplage entre les deux axes direct d et en quadrature q est éliminé [114].

Dans le repère triphasé (ABC), la tension aux bornes d'une phase i du stator s'exprime par la relation générale :

$$v_{si} = R_s \cdot i_{si} + \frac{d\varphi_{si}}{dt}, i = 1, 2, 3 \quad (\text{II.52})$$

En négligeant la résistance du bobinage statorique R_s , ce qui correspond à une hypothèse réaliste par rapport aux pertes pour le cas des machines de moyenne et forte puissance généralement employées dans le domaine de la conversion de l'énergie éolienne, cette relation peut être réécrite sous la forme [114] :

$$v_{si} = \frac{d\varphi_{si}}{dt} \quad (\text{II.53})$$

Cette dernière relation montre qu'un repère lié au flux statorique tourne alors à la même vitesse angulaire que le vecteur tension statorique et qu'il est en avance de $\pi/2$ sur ce même vecteur.

En supposant que les tensions du réseau électrique sont stables, le flux statorique sera lui aussi constant. On peut alors écrire dans l'hypothèse d'un flux statorique constant :

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = v_s = \omega_s \cdot \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

La figure II.11 illustre le principe de l'orientation du flux statorique.

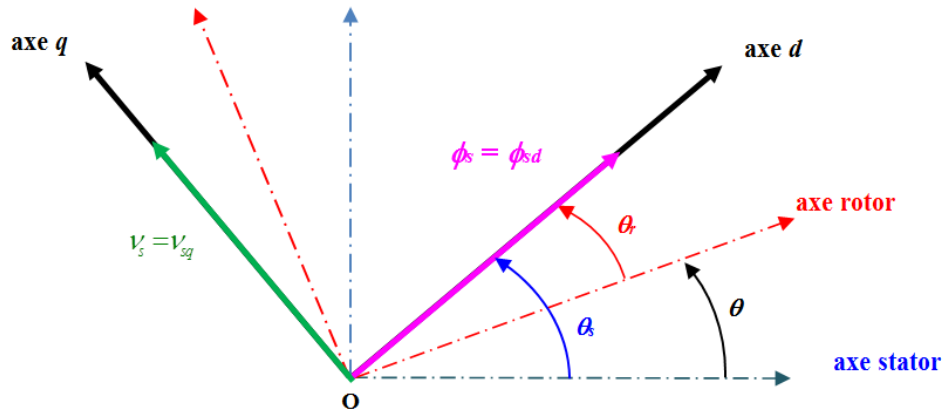


FIGURE II.11 – Principe de la commande vectorielle par orientation du flux statorique

Relation entre les courants statoriques et rotoriques

En reprenant les équations (II.11) du modèle dynamique de la MADA défini précédemment, et en tenant compte de la relation (II.49), le système suivant est obtenu :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M_{sr} \cdot i_{rd} \\ 0 = L_s \cdot i_{sq} + M_{sr} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

A partir des équations des composantes directes et quadratures du flux statorique on obtient les relations liant les courants statoriques à ceux du rotor :

$$i_{sd} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} \cdot i_{rd} \quad (\text{II.56})$$

$$i_{sq} = -\frac{M_{sr}}{L_s} \cdot i_{rq} \quad (\text{II.57})$$

Relation entre les puissances statoriques et courants rotoriques

En remplaçant i_{sd} et i_{sq} par leurs expressions (II.56) et (II.57) et sachant que $v_{sd} = 0$, les puissances active et réactive statoriques sont exprimées par les relations :

$$\begin{cases} P_s = -v_s \cdot \frac{M_{sr}}{L_s} \cdot i_{rq} \\ Q_s = -v_s \cdot \frac{M_{sr}}{L_s} \cdot i_{rd} + v_s \cdot \frac{\varphi_s}{L_s} = -v_s \cdot \frac{M_{sr}}{L_s} \cdot i_{rd} + \frac{v_s^2}{\omega_s \cdot L_s} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Relation entre tension rotorique et courant rotorique

Reprenons les équations (II.12), et les courants statoriques par leurs valeurs dans les équations (II.56) et (II.57), nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \cdot i_{rd} + \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s \cdot L_s} \\ \varphi_{rq} = \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

En injectant ces équations dans les expressions des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \cdot \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \cdot i_{rq} \\ v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \cdot i_{rd} + \omega_r \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s \cdot L_s} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

où g est le glissement de la machine asynchrone et la pulsation rotorique : $\omega_r = g \cdot \omega_s$.

Les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent en régime permanent, alors les relations donnant les tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} - \omega_r \cdot \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \cdot i_{rq} \\ v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \omega_r \cdot \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \cdot i_{rd} + \omega_r \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s \cdot L_s} \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

La figure II.12 représente le schéma bloc illustrant la structure interne de la MADA.

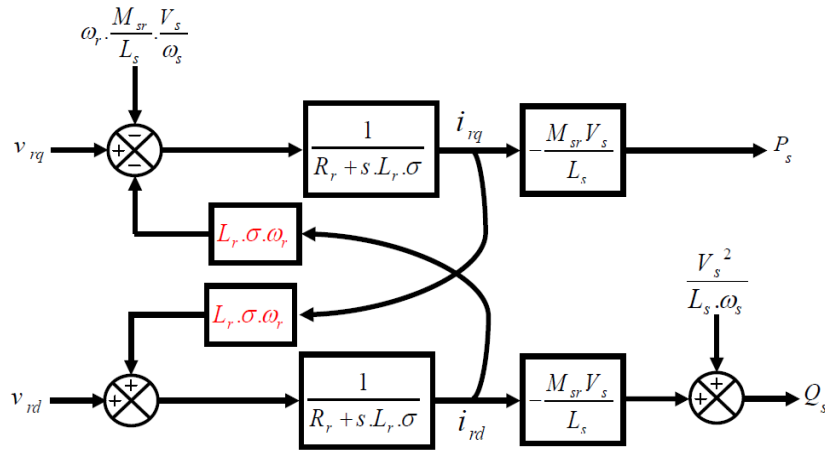


FIGURE II.12 – Schéma interne de la MADA

Ce schéma fait apparaître pour les deux axes des fonctions de transfert du premier ordre, liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactive statoriques. Ce qui permet de mettre en place une commande directe des puissances, vu que l'influence des couplages près, chacun des axes peut être commandé de manière indépendante à l'aide de son propre régulateur.

Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront la puissance active pour l'axe rotorique q et la puissance réactive pour l'axe rotorique d [114]. Dans cette optique, deux types de commande sont envisageables pour effectuer la régulation des puissances active et réactive, suivant le choix de compenser ou non les termes de couplage mis en évidence par la figure II.12 :

- La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. Cette technique est appelée *méthode directe* car les régulateurs de puissance commandent directement les tensions rotoriques de la machine, présente la simplicité à mettre en œuvre.

- La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser. Elle comporte deux boucles supplémentaires et ainsi elle permet de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette technique est connue sous le nom de *méthode indirecte* et découle directement des équations (II.58) et (II.61), présente l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permet d'assurer une protection de la génératrice GADA en limitant les courants d'une part et d'autre part donner plus de souplesse à la machine

II.6.3 Structure de la commande directe des puissances

Le schéma bloc de la commande directe en puissance de la machine asynchrone à double alimentation est représenté sur la figure II.13 :

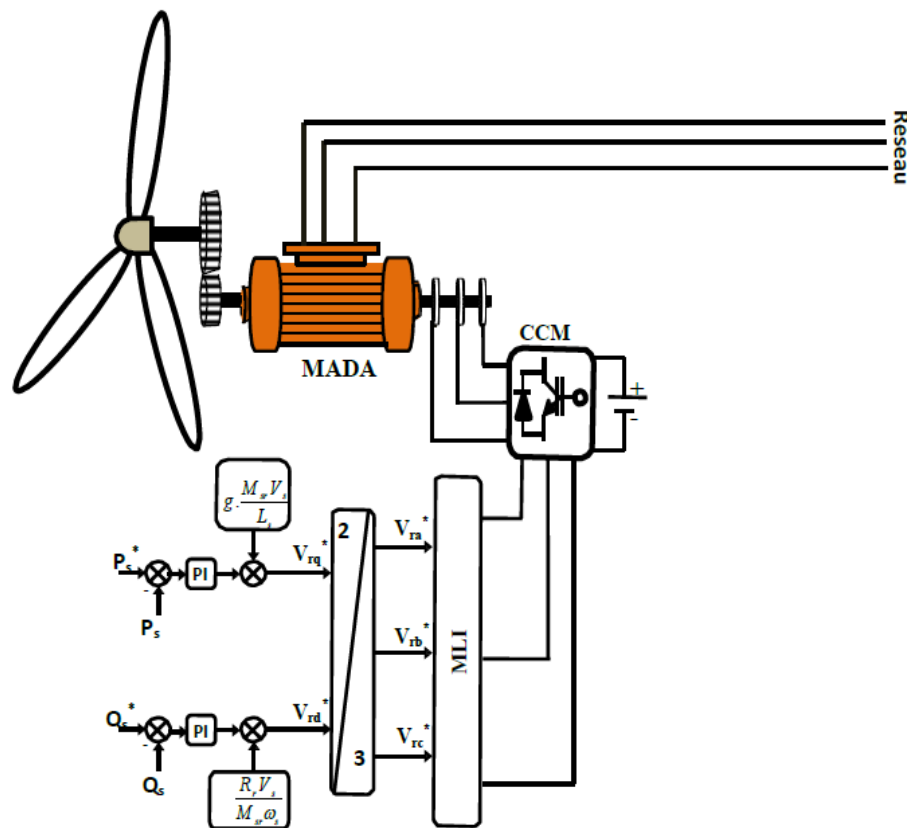


FIGURE II.13 – Schéma de principe de la commande directe des puissances de la MADA

Le principe de la commande directe des puissances repose sur la mesure des tensions et courants du réseau mesurées au stator de la machine afin d'avoir une action directe sur les puissances actives et réactive. Cette méthode consiste à négliger les termes de couplage entre les deux axes d et q et à contrôler les tensions rotorique.

En compensant ces termes de couplage et en établissant un schéma bloc simplifié, chaque axe peut contrôler une puissance indépendamment de l'autre avec son propre régulateur. Ainsi, l'axe q agit sur la commande de la puissance active et de manière analogue l'axe d agit sur la commande de la puissance réactive.

II.6.4 Synthèse des régulateurs PI

Les besoins pour la commande du système doivent inclure plusieurs facteurs tels que la réponse au signal de commande, la sensibilité au bruit de mesure, le rejet des perturbations. Dans ce contexte, la commande étant découplée et linéarisée, de simples régulateurs PI classiques, avec une action proportionnelle et une autre intégrale, peuvent satisfaire convenablement ses contraintes.

Ce type de régulateur, de conception simple, permet d'éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne grâce à son action intégrale, la rapidité de la régulation est liée à la dynamique désirée par son action proportionnelle. L'action dérivée est écartée, en effet bien que permettant d'anticiper et d'accélérer la régulation, elle est caractérisé par le fait d'amplifier les bruits du système.

Par contre, il est à noter qu'un régulateur PI, malgré le fait qu'il soit employé dans de nombreuses applications industrielles, présente certains inconvénients :

- présence d'un zéro dans le numérateur de la fonction de transfert en boucle fermée générant des dépassements pouvant être importants en régime transitoire ;
- l'influence des perturbations n'est pas prises en compte lors du dimensionnement ;
- présence d'un déphasage causé par l'action intégrale pouvant entraîner une forte instabilité.
- les coefficients k_p et k_i sont exprimés en fonction des paramètres de la machine, ce qui provoque une faible robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ;

Les tensions découplées v_{rd}^* et v_{rq}^* seront calculées de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_{rq}^* = k_p \cdot (P_s^* - P_s) + k_i \cdot \int (P_s^* - P_s) \cdot dt \\ v_{rd}^* = k_p \cdot (Q_s^* - Q_s) + k_i \cdot \int (Q_s^* - Q_s) \cdot dt \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

où :

k_p , k_i sont respectivement les gains proportionnel et intégral des régulateurs, P_s^* et Q_s^* sont les références des puissances.

Les erreurs de poursuite sont alors définie par les relations suivantes :

$$\begin{cases} e_q^* = (P_s^* - P_s) \\ e_d^* = (Q_s^* - Q_s) \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

Le rôle des régulateurs de chaque axe consiste à annuler l'écart existant entre les puissances active et réactive de référence et les puissances actives et réactives mesurées.

Le dimensionnement des régulateurs permet la prédétermination des paramètres k_p et k_i par une méthode systématique de calcul de manière simple.

Le schéma fonctionnel la figure II.14 mets en évidence la boucle de régulation utilisée pour le contrôle des puissances actives et réactives, identique sur les deux axes et définie par les paramètres (k_i et k_p).

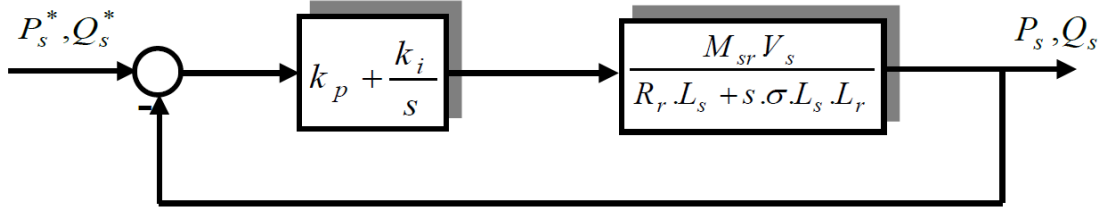


FIGURE II.14 – Les deux boucles de régulation des puissances de la MADA

La fonction de transfert en boucle ouverte intégrant les régulateurs est donnée par :

$$G_{BO}(s) = \frac{P_s}{P_s^*} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \cdot \left(\frac{M_{sr} \cdot V_s}{R_r \cdot L_s + s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot L_s} \right) \quad (\text{II.64})$$

$$G_{BO}(s) = \frac{(k_p \cdot s + k_i) \cdot M_{sr} \cdot V_s}{s^2 \cdot \sigma \cdot L_r \cdot L_s + s \cdot R_r \cdot L_s} \quad (\text{II.65})$$

En boucle fermée, on obtient la fonction de transfert suivante :

$$G_{BF}(s) = \frac{P_s}{P_s^*} = \frac{\frac{(k_p \cdot s + k_i) \cdot M_{sr} \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}}{s^2 + s \cdot \frac{R_r \cdot L_s + k_p \cdot M_{sr} \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} + \frac{k_i \cdot M_{sr} \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}} \quad (\text{II.66})$$

Ce système est de la forme canonique d'une fonction de transfert du deuxième ordre :

$$G(s) = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.67})$$

où ξ représente le coefficient d'amortissement et ω_n la pulsation de coupure.

L'identification terme à terme permet d'écrire :

$$\begin{cases} 2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \frac{R_r \cdot L_s + k_p \cdot M_{sr} \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \\ \omega_n^2 = \frac{k_i \cdot M_{sr} \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

Finalement, les relations suivantes donnent les expressions des paramètres k_p et k_i :

$$\begin{cases} k_p = \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_n - R_r \cdot L_s}{M_{sr} \cdot V_s} \\ k_i = \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s \cdot \omega_n^2}{M_{sr} \cdot V_s} \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

Pour optimiser les performances dynamiques et la stabilité du système, on opte pour un coefficient d'amortissement en boucle fermée ξ de valeur égale à 0,7 [117].

II.7 Simulation de la commande directe des puissances

II.7.1 Profils de poursuite, de régulation et robustesse

Nous avons réalisé plusieurs séries de simulations numériques pour mettre en évidence les propriétés, mais aussi les insuffisances, de la commande directe des puissances active et réactive d'une génératrice asynchrone à double alimentation. Les profils des tests de poursuite, de régulation et de robustesse, ainsi que les conditions de simulation adoptées seront également retenus dans le prochain chapitre, avec les mêmes conditions.

Dans le présent chapitre, ces simulations ont trois motivations principales :

- l'examen des performances de la génératrice asynchrone à double alimentation, son association avec le convertisseur de puissance et la commande directe des puissances reposant sur la stratégie de commande linéaire par l'orientation du flux statorique, sur des consignes des puissances prédéfinies ;
- l'analyse du comportement du processus à commander face aux variations des conditions de fonctionnement pour la consigne de vitesse passant de -1450 tr/min à 1350 tr/min à l'instant $t = 2 \text{ s}$;
- la vérification de la robustesse vis à vis des variations paramétriques de la génératrice et plus particulièrement celles des résistances statorique et rotorique sont montrées pour des variations de 0 et 40% de sa valeur nominale, les inductances statorique et rotorique et fixées à 0 et -20% de sa valeur nominale.

Aussi nous proposons deux benchmarks et un test pour l'évaluation de la robustesse paramétrique du système :

- Le premier benchmark a pour objectif l'analyse des performances en régulation pour une vitesse d'entraînement constante 1450 tr/min , la puissance active statorique de référence imposée passant de -1000 W à -5000 W à l'instant $t = 1,5 \text{ s}$. La puissance active est imposée négative ce qui signifie que la MADA produit de l'énergie et la fournit au réseau ;
- Le deuxième benchmark pour la consigne de puissance réactive est quant à elle maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à améliorer la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau.

II.7.2 Résultats des simulations

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour la génératrice asynchrone à double alimentation et l'onduleur équipé de la commande directe des puissances développée dans le présent chapitre sont exposés respectivement sur :

- la figure II.15 pour les essais de poursuite et de régulation ;
- la figure II.16 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des résistances ;
- la figure II.16 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des inductances.

Les grandeurs nominales et les différents paramètres de la MADA sont données dans l'annexe A, avec en plus les conditions de simulations, ainsi que et les réglages de l'onduleur de tension. La représentation graphique des modèles sous forme de schéma-blocs implantés dans l'environnement logiciel MATLAB /Simulink/SimPowerSystem, relatifs à ce chapitre sont illustrés dans l'annexe C.

II.7.3 Interprétations

Pour évaluer les performances de la commande directe des puissances munit des régulateurs de type PI. Nous avons procédé à une série de simulations sous environnement MATLAB/Simulink/SimPowerSystem.

Pour le test de poursuite, les grandeurs commandées suivent bien leur trajectoire de référence, sans dépassement des puissances active et réactive et sans erreur statique en régime permanent. Au démarrage, l'appelle du courant triphasé statorique est moindre et de forme sinusoïdale en régime permanent. Grâce à un bon choix de la stratégie de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur la fréquence des courants rotoriques vaut 1,75 Hz. Le couple électromagnétique et la puissance active, étant proportionnelles, sont de même allure à vitesse constante.

Pour le test de régulation, on observe une faible sensibilité aux perturbations externes dues aux variations brusques de vitesse, les puissances active et réactive sont affectées avec un temps de rejet de perturbation relativement faible. Les courants triphasés statoriques sont sinusoïdaux. La fréquence des courants rotoriques pour une vitesse imposée de 1350 tr/min, à partir de l'instant $t=2$ s, se stabilise à 5 Hz. Le couple électromagnétique et la puissance active délivrée sont faiblement affectés.

Pour les tests de robustesses, la variation des résistances (R_s, R_r) et des inductances (L_s, L_r) n'ont que très peu d'influence sur le temps de réponse et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoires.

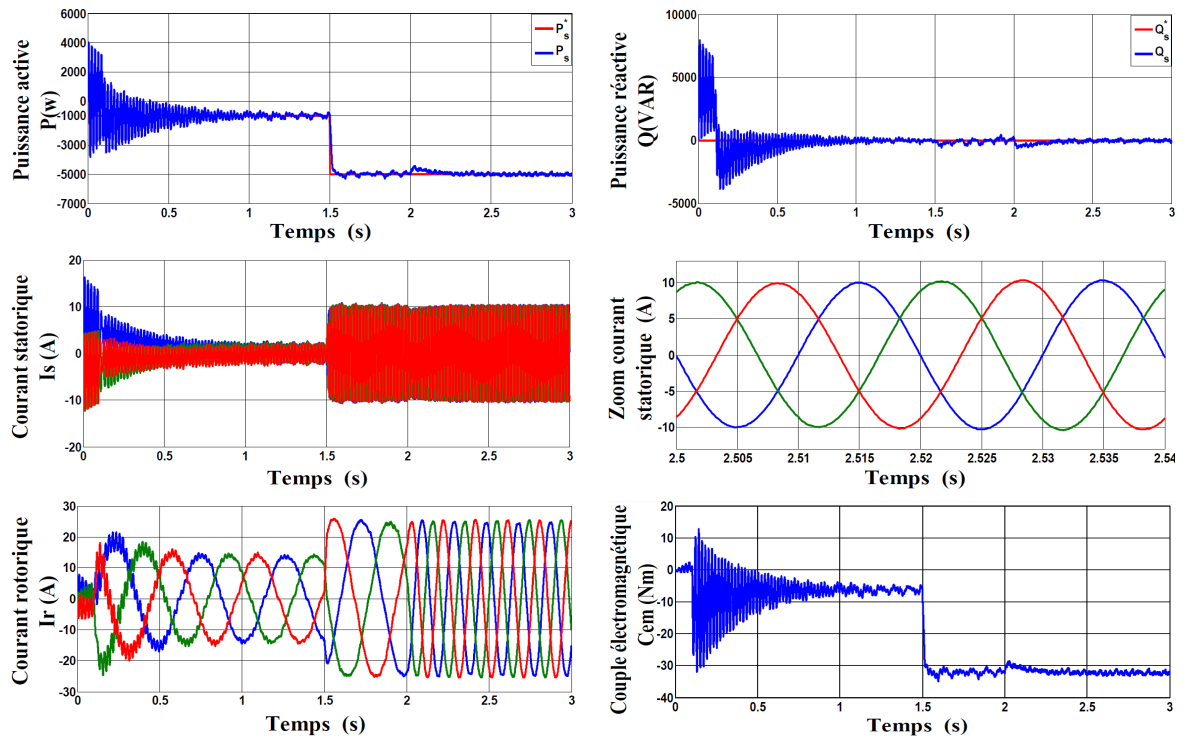


FIGURE II.15 – Tests de poursuite et de régulation

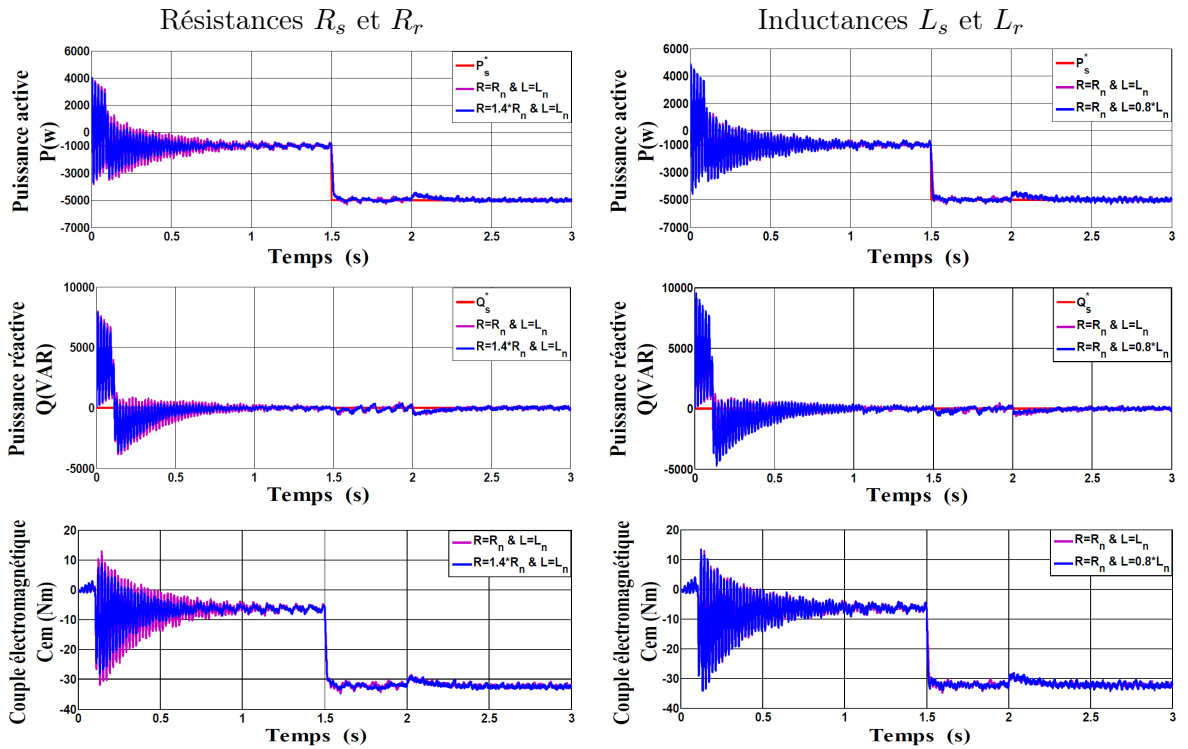


FIGURE II.16 – Tests de robustesse

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a décrit le principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en fonctionnement génératrice, puis on a présenté son modèle mathématique, basée sur les transformations triphasé-biphasé de Park en s'appuyant sur une série d'hypothèses simplificatrices ce qui abouti aux modèles simplifiés. La modélisation du convertisseur continu-alternatif et de la commande MLI de type sinus-triangle ont été présenté. Enfin, la technique de commande directe des puissances par orientation du flux statorique est décrite ainsi que la synthèse des régulateurs linéaire de type PI.

Enfin, nous avons développé le modèle d'une commande directe des puissances active et réactive dans l'environnement MATLAB/Simulink/SimPowerSystem afin de réaliser une série de simulation, dans le but d'évaluer les performances de cette technique en poursuite, en régulation et en robustesse face à des variations paramétriques des résistances et des inductances.

Les résultats obtenus avec cette technique, dont la mise en œuvre est simple, montrent des performances satisfaisantes. Cependant, l'objectif du prochain chapitre concerne les commandes non linéaires appliqué au convertisseur côté machine pour la commande des puissances active et réactive du générateur asynchrone à double alimentation.

Chapitre III

Commandes non linéaires des puissances de la MADA

SOMMAIRE

III.1 INTRODUCTION	59
III.2 COMMANDE PAR MODES GLISSANT	60
III.2.1 Introduction	60
III.2.2 Systèmes à structures variables	61
III.2.3 Théorie des modes glissants	61
III.2.4 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase	62
III.2.5 Conception de la commande par modes de glissement	63
III.2.6 Le phénomène de broutement	68
III.2.7 Réduction du phénomène de broutement par l'emploi de commandes discontinues évoluées	68
III.2.8 Application du mode glissant pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA :	70
III.2.9 Structure de la commande des puissances	72
III.2.10 Résultats de simulation de la commande des puissances	73
III.2.11 Interprétations	73
III.3 COMMANDE PAR LA MÉTHODE BACKSTEPPING	75
III.3.1 Introduction	75
III.3.2 Historique de la commande par la méthode backstepping	75
III.3.3 Principe de la commande par la méthode backstepping	75
III.3.4 Synthèse de la commande par la méthode backstepping	76
III.3.5 Application de la méthode backstepping pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA :	79
III.3.6 Structure de la commande des puissances	81
III.3.7 Résultat de simulation de la commande des puissances	82
III.3.8 Interprétations	82
III.4 COMMANDE PAR LA MÉTHODE BACKSTEPPING AVEC ACTION INTÉGRALE	84
III.4.1 Introduction	84
III.4.2 Application de la méthode backstepping avec action intégrale pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA	84
III.4.3 Structure de la commande des puissances	86
III.4.4 Résultats de simulation de la commande des puissances	87
III.4.5 Interprétations	87
III.5 COMMANDE BACKSTEPPING ASSOCIÉE AU RÉGLAGE PAR MODE GLISSANT	89
III.5.1 Introduction	89
III.5.2 Application de la méthode backstepping au réglage par mode glissant pour la commande des puissances active et réactive de la MADA	89

III.5.3	Structure de la commande des puissances	91
III.5.4	Résultats de simulation de la commande des puissances	92
III.5.5	Interprétations	92
III.6	MODÈLE ET COMMANDE NON LINÉAIRE DES PUISSANCES DE LA MADA SANS L'UTILISATIONS DE LA COMMANDE VECTORIELLE	94
III.6.1	Introduction	94
III.6.2	Application de la méthode backstepping à la commande des puissances de la MADA :	95
III.6.3	Structure de la commande des puissances	97
III.6.4	Résultats de simulation de la commande des puissances	98
III.6.5	Interprétations	98
III.7	CONCLUSION	100

III.1 Introduction

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent, des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques. La plupart des systèmes réels sont essentiellement non linéaires. Bien souvent, ces non linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur une plage de fonctionnement de ces procédés. Les méthodes linéaires conventionnelles deviennent impuissantes, incapable de rendre compte de certains phénomènes et donnent souvent des résultats moins performants [25]. Pour surmonter ce problème, la tendance des recherches actuelles ont été effectuées dans le domaine des commandes des systèmes non linéaires robustes qui donnent des résultats acceptables dans des larges domaines de fonctionnement.

Pour cela on utilise souvent le réglage par mode de glissement. C'est un cas particulier de la commande à structure variable, très connu pour son insensibilité aux variations des paramètres internes et externes, sa stabilité, sa simplicité et ces temps de réponse très faibles [101], [58]. La commande par backstepping, est une autre technique de commande non linéaire qui est aussi jugée robuste, la synthèse d'une telle commande se fait de manière systématique et basée sur la théorie de Lyapunov. Ces deux lois des commandes ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche (exemple en traction électrique [103], Les aéronautiques [67]) ; l'avantage commun ce qu'on peut les utilisées seule ou en hybridation avec d'autres techniques de commande.

Dans le chapitre précédent nous avons étudié la commande directe des puissances en utilisant les régulateurs PI classiques. Cette stratégie a donné de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants.

Dans le but d'améliorer les performances de la MADA dans le cadre de la production d'énergie d'origine éolienne nous allons développer deux stratégies de commande non linéaire applicable lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont requises, on tenant compte des non linéarités du modèle. La première, fait appel à la commande par mode glissant, la seconde est basée sur la méthode du backstepping classique, puis du backstepping avec action intégral. Enfin, l'association du backstepping au réglage par mode glissant est exposé.

Dans ce chapitre une loi de commande non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes, car elles ne sont pas robustes surtout . On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

III.2 Commande par modes glissant

III.2.1 Introduction

Le mode glissant est un type de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Cette commande est devenue l'une des techniques de contrôle les plus populaires pour une large gamme de classes des systèmes non linéaires et présente un grand intérêt dans des domaines très variés tels que la mécanique, la robotique ou le génie électrique. Elle se distingue par sa simplicité de mise en œuvre, une très bonne réponse dynamique, mais surtout par sa robustesse envers les incertitudes internes, traduites par une insensibilité aux variations de paramètres du système à commander, et vis-à-vis des perturbations externes [19], [50], [138], [132].

Les premiers travaux sur les systèmes à structure variable ont été proposés en ex-Union Soviétique par Anosov [17], Tzypkin [20] et Emelyanov [53], [52], puis par d'autres collaborateurs comme Utkin, à partir des résultats des études du mathématicien Filippov sur les équations différentielles à second membre discontinue. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant aux états Unis par Slotine [135], [121] qu'au Japon par Tong, Harashima et Hashimoto [65], [87]. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années 70(s), lorsqu'Utkin introduit la théorie des modes glissants comme une technique de commande non-linéaire [129], [130].

Le principe de la commande à modes glissants consiste à ramener la trajectoire d'état à évoluer vers une surface et la faire commuter autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre à l'aide d'éléments de commutation discontinue. La surface considérée, correspondant aux dynamiques souhaitées, est alors désignée comme étant la surface de glissement et la commande garantit que le point représentatif du système atteint l'hyper-surface en un temps fini [37].

Cependant malgré ses avantages, cette méthode présente un inconvénient majeur connu sous le nom de *Broutement* (*Chattering* en anglais). En effet, ce type de commande, de nature discontinue, nécessite des commutations à fréquence infinie, or cette hypothèse est irréalisable en pratique. Ce phénomène indésirable, qui peut exciter des dynamiques de haute fréquence non modélisées, peut nuire au fonctionnement des actionneurs de puissance, et même parfois mener à l'instabilité [129].

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse. Et cela en introduisant, autour de la surface de commutation, une bande d'arrêt en remplaçant la fonction 'signe' par une fonction de saturation, plus lisse et dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales. Toutefois, il est nécessaire de trouver un compromis entre les performances de poursuite et la largeur de cette bande. Une autre solution consiste à introduire un bloc intégrateur, ce qui a pour conséquence la diminution des oscillations dues au phénomène de broutement.

Ce n'est qu'à partir des années quatre vingt, au cours du développement de l'électronique de puissance et des calculateurs, que la commande des systèmes à structures variables

par mode de glissement est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires ayant un modèle imprécis.

III.2.2 Systèmes à structures variables

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle il se produit, est dit mouvement de glissement [134], [30], [83].

Le système à structure variable admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(X) & \text{Si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{Si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

où f_i les fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes.

III.2.3 Théorie des modes glissants

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global [TAM 00].

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n=2$) :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{Si } S(x, t) \succ 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{Si } S(x, t) \prec 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} x^+ & \text{Si } S(x, t) \succ 0 \\ x^- & \text{Si } S(x, t) \prec 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

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

La surface de commutation S_0 est définie comme suit :

$$S_0 = \{x(t) / S(x, t) = 0\} \quad (\text{III.4})$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute ; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0 .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).
- La troisième configuration (Figure III.1) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé 'mode de glissement'.

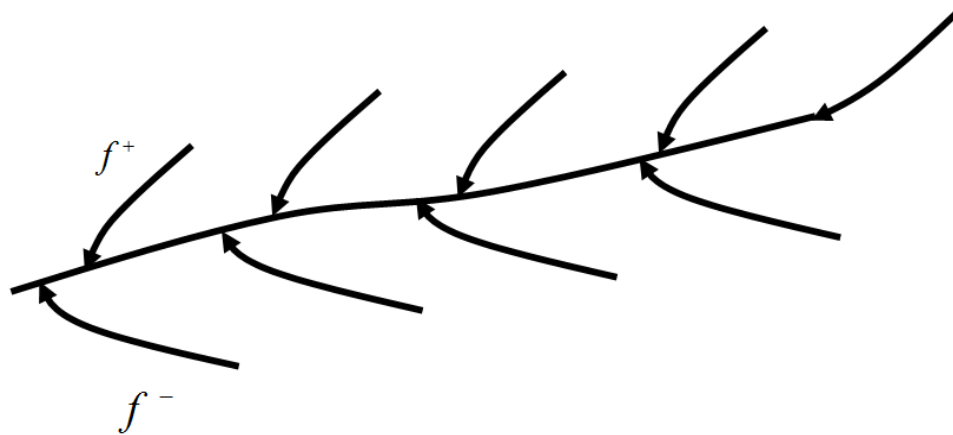


FIGURE III.1 – Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement

III.2.4 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par modes glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes figure III.2 [83], [134], [72] :

▷ **Mode de convergence (MC) :**

La variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x, y)=0$, ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

▷ **Mode de glissement (MG) :**

la variable d'état atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x, y)$.

▷ **Mode de régime permanent (MRP) :**

Il est nécessaire pour l'étude de la réponse du comportement d'un système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

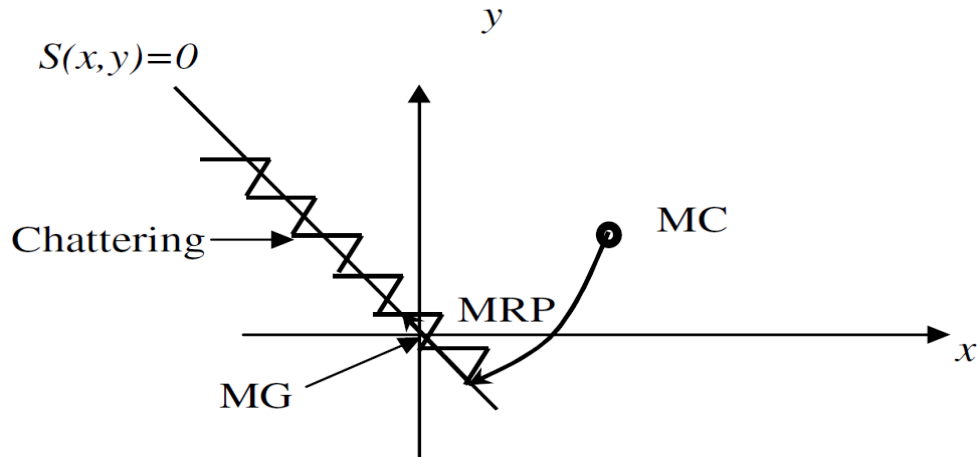


FIGURE III.2 – Les modes de trajectoire dans le plan de phase

III.2.5 Conception de la commande par modes de glissement

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes, ces étapes concernent [135], [34] :

- le choix de la surface,
- l'établissement des conditions d'existence de la convergence,
- la détermination de la loi de commande.

III.2.5-a Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [130],[90] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^T x \quad y \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Il faut choisir ' m ' surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension ' m '.

La fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J.Slotine [135] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{III.6})$$

avec :

- $e(x)$: écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$,
- λ_x : constante positive.
- r : degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

donc :

- pour $r=1$, $S(x) = e(x)$,
- pour $r=2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$,
- pour $r=3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

L'objectif est de garder la surface $S(x)$ égale zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$, pour un choix convenable de λ_x . Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence-sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre ' r '.

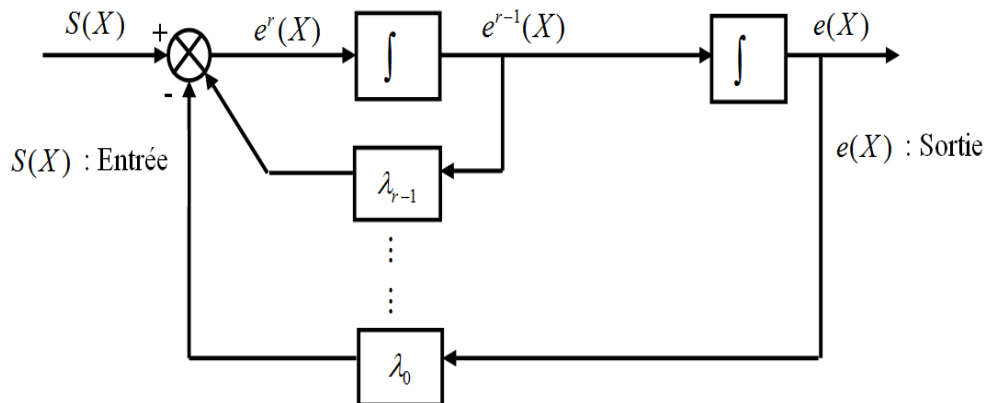


FIGURE III.3 – Linéarisation exacte de l'écart

III.2.5-b Conditions de convergence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester même face aux perturbations. Il existe deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système que nous citons ci-dessous :

Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par Emilyanov [53] et Utkin [129]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{III.7})$$

Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [43], [132].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \quad (\text{III.8})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.9})$$

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

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.10})$$

L'équation (III.10) montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par ($S^2(x) > 0$), diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés. Cette condition suppose un régime glissant idéal.

III.2.5-c Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{max} et u_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (figure III.4). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées 'broutement' ou 'Chattering' apparaissent dans le mode de glissement.

Définition des grandeurs de commande

La surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N(t) \quad (\text{III.11})$$

u_{eq} Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Elle sert à maintenir l'état sur la surface de glissement ($V(x)=0$). Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0$$

$u_N(t)$ est introduite pour satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(x).S(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et elle est donnée par :

$$\dot{S}(x) = u_N(t)$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} .

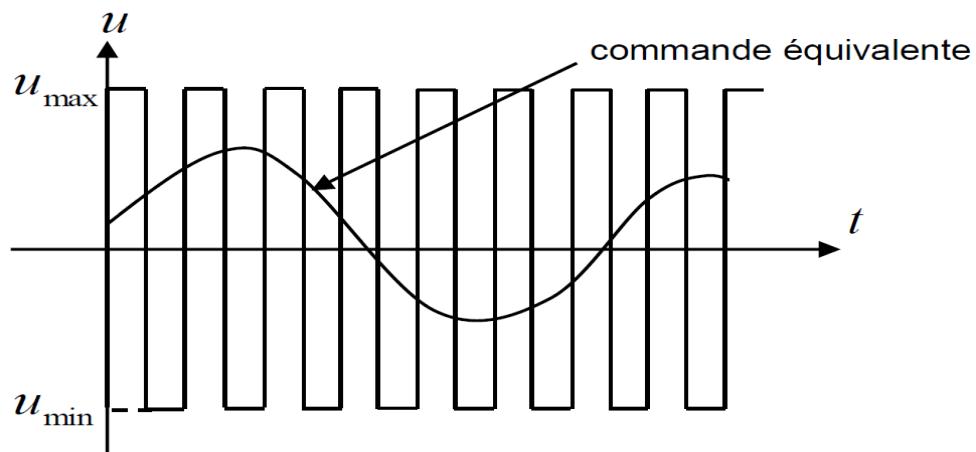


FIGURE III.4 – Commande équivalente

Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.12) [130],[90].

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{III.12})$$

La commande est composée de deux grandeurs : u_{eq} et u_N , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N(t) \quad (\text{III.13})$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dS}{dx} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{dS}{dx} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{III.14})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = - \left\{ \frac{dS}{dx} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{dS}{dx} f(x, t) \right\}, \quad u_N = 0 \quad (\text{III.15})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur tirée de l'équation (III.15) dans l'équation (III.14). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{III.16})$$

Le problème revient à trouver u_N tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{dS}{dx} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (\text{III.17})$$

Commande discontinue (fonction signe)

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais figure III.5.

Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.18})$$

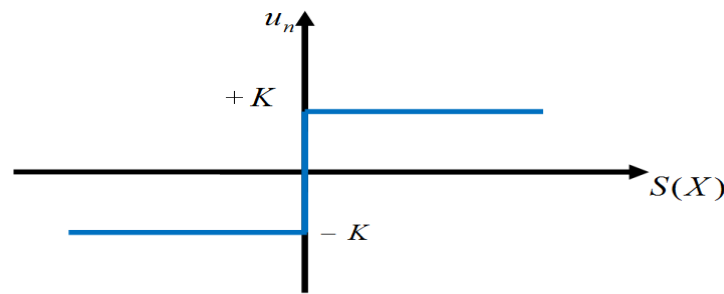


FIGURE III.5 – Représentation de la fonction " Signe "

En remplaçant l'expression ((III.18)) dans ((III.17)), on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = \frac{s(x) \cdot dS}{dx} g(x, t) K |S(x)| < 0 \quad (\text{III.19})$$

Où le facteur $\frac{ds}{dx} g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.19). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [124].

III.2.6 Le phénomène de broutement

En mode de glissement, la commande discontinue commute entre deux valeurs ($\pm k$) à une fréquence théoriquement infinie. Ceci est impossible à réaliser en vue de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande. Par conséquent, ces oscillations à hautes fréquences se produisent, ce phénomène est dit phénomène de broutement).

Dans ce mode, la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci. Ceci est néfaste pour le bon fonctionnement du système, et il peut servir en plus d'exciter des dynamiques négligées durant la modélisation [85], [59].

III.2.7 Réduction du phénomène de broutement par l'emploi de commandes discontinues évoluées

Le phénomène de broutement est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [85].

Il existe différentes méthodes pour réduire le broutement qui se base sur le remplacement de la fonction 'signe' par une fonction de saturation adéquate. Cette commande adoucie est caractérisée par un ou deux seuils représenté par la (fonction saturation). Le choix de seuil est directement lié à la précision en boucle fermé représenté sur la figure III.6. Une autre solution consiste à utilisé la fonction (Smooth) représenté par la figure III.7.

- **Fonction saturation (Sat)**

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S \succ \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S \prec -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } S \prec |\mu| \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

μ : Un paramètre petit et positif.

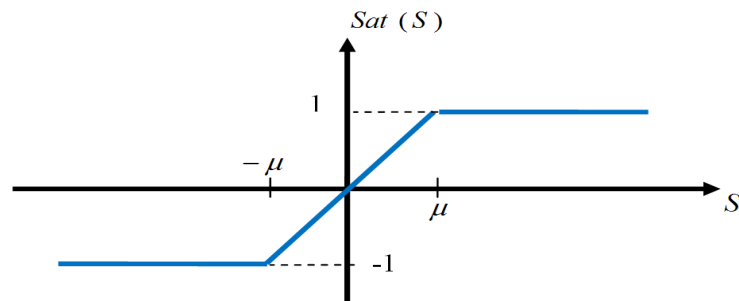


FIGURE III.6 – Fonction saturation

- **Fonction smooth**

On peut aussi remplacer la fonction 'signe' par des fonctions de commutation douce. On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction figure III.7; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{S + \mu} \quad (\text{III.21})$$

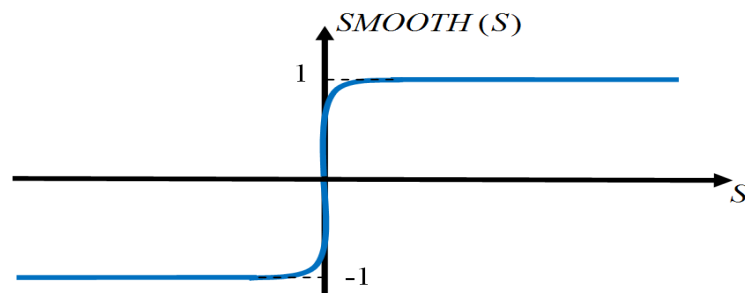


FIGURE III.7 – Fonction Smooth

III.2.8 Application du mode glissant pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA :

Dans cette partie nous nous contenterons sur l'application de la technique de réglage par mode glissant au génératrice asynchrone à double alimentation et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre précédente. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux statorique. Utilisant le modèle définis par les équations (II.32) et equations (II.58) du chapitre précédent pour déterminer la commande des puissances active et réactive.

Etape 1 : Commande de la puissance active

Le degré relatif de la surface est égal à un ($r=1$). Puisque la commande réelle v_{rq}^* apparaît dans la dérivée première de la puissance active.

La variable de glissement est défini par :

$$S_{P_s} = P_s^* - P_s \quad (\text{III.22})$$

On considère la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V(S_{P_s}) = \frac{1}{2} \cdot S_{P_s}^2 \quad (\text{III.23})$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov :

$$\dot{V}(S_{P_s}) = S_{P_s} \cdot \dot{S}_{P_s} \quad (\text{III.24})$$

avec

$$\dot{S}_{P_s} = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s = \dot{P}_s^* + \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \frac{di_{rq}}{dt} \quad (\text{III.25})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_{rq} dans l'équation de la tension v_{rq} (II.60), on obtient :

$$\dot{S}_{P_s} = \dot{P}_s^* + \frac{v_s \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} (v_{rq} - R_r \cdot i_{rq} - \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s \cdot L_s}) \quad (\text{III.26})$$

En remplaçant l'expression de v_{rq} par les commandes équivalente et discrète ($v_{rqeq} + v_{rqn}$) dans l'équation précédente, on trouve :

$$\dot{S}_{P_s} = \dot{P}_s^* + \frac{v_s \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} ((v_{rqn} + v_{rqeq}) - R_r \cdot i_{rq} - \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s \cdot L_s}) \quad (\text{III.27})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent on a : $S_{P_s} = 0$, $\dot{S}_{P_s} = 0$ et $v_{rqn} = 0$, d'où nous tirons l'expression de la commande équivalente v_{rqeq} :

$$v_{rqeq} = -\frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \dot{P}_s^* + R_r \cdot i_{rq} + \omega_r \cdot \sigma \cdot L_r \cdot i_{rd} - g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s \cdot L_s} \quad (\text{III.28})$$

En remplaçant l'expression (III.28) dans (III.27) on obtient :

$$\dot{S}_{P_s} = \frac{v_s \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot v_{rqn} \quad (\text{III.29})$$

Pour assurer la convergence de la fonction de Lyapunov, nous devons poser :

$$v_{rqn} = -K_{vq} \cdot \text{sign}(S_{P_s}) \quad (\text{III.30})$$

avec K_{vq} constante positive.

Commande de la puissance réactive

Pour $r = 1$, l'expression de la surface de commande de la puissance réactive a pour forme :

$$S_{Q_s} = Q_s^* - Q_s \quad (\text{III.31})$$

On considère la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V(S_{Q_s}) = \frac{1}{2} \cdot S_{Q_s}^2 \quad (\text{III.32})$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov :

$$\dot{V}(S_{Q_s}) = S_{Q_s} \cdot \dot{S}_{Q_s} \quad (\text{III.33})$$

avec

$$\dot{S}_{Q_s} = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s = \dot{Q}_s^* + \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \frac{di_{rd}}{dt} \quad (\text{III.34})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_{rd} de l'équation de la tension v_{rd} (II.60), on obtient :

$$\dot{S}_{Q_s} = \dot{Q}_s^* + \frac{v_s \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} (v_{rd} - R_r \cdot i_{rd} + \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq}) \quad (\text{III.35})$$

En remplaçant l'expression de v_{rd} par les commandes équivalente et discrète ($v_{rdn} + v_{rdeq}$) dans l'équation précédente, on trouve :

$$\dot{S}_{Q_s} = \dot{Q}_s^* + \frac{v_s \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} ((v_{rdeq} + v_{rdn}) - R_r \cdot i_{rd} + \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq}) \quad (\text{III.36})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent on a : $S_{Q_s} = 0$, $\dot{S}_{Q_s} = 0$ et $v_{rdn} = 0$, d'où nous tirons l'expression de la commande équivalente v_{rdeq} :

$$v_{rdeq} = -\frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \dot{Q}_s^* + R_r \cdot i_{rd} - \omega_r \sigma \cdot L_r \cdot i_{rq} \quad (\text{III.37})$$

En remplaçant l'expression (III.37) dans (III.36) on obtient :

$$\dot{S}_{Q_s} = \frac{v_s \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot v_{rdn} \quad (III.38)$$

Pour assurer la convergence de la fonction de Lyapunov, nous devons poser :

$$v_{rdn} = -K_{vd} \cdot \text{sign}(S_{Q_s}) \quad (III.39)$$

avec K_{vd} constante positive.

III.2.9 Structure de la commande des puissances

Le schéma bloc de la commande des puissances de la machine asynchrone à double alimentation par mode glissant appliqué au convertisseur côté machine est représenté sur la figure III.8 :

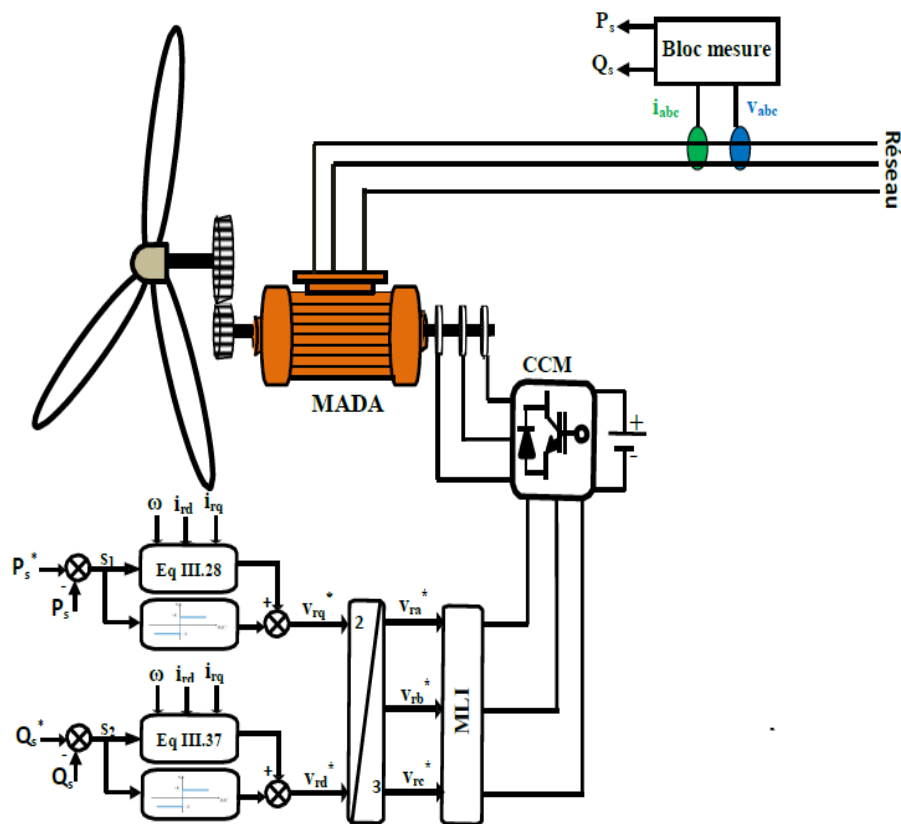


FIGURE III.8 – Schéma de principe de la commande des puissances de la MADA par mode glissant

III.2.10 Résultats de simulation de la commande des puissances

Nous avons procédé à une série de simulation afin d'étudier les performances de la génératrice asynchrone à double alimentation commandée par mode glissant dans l'objectif du contrôle des puissances. Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent [choix des profils sont identiques] et les paramètres de la machine sont citées dans l'annexe A.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés respectivement sur les figures :

- la figure III.9 pour les essais de poursuite et de régulation ;
- la figure III.10 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des résistances ;
- la figure ?? pour les essais de robustesse vis à vis des variations des inductances.

Les modèles sous forme de schéma blocs implantés dans l'environnement logiciel MATLAB/Simulink/SimPowerSystem, et relatifs à ce chapitre sont illustrés dans l'annexe C.

III.2.11 Interprétations

Pour évaluer les performances de la commande des puissances munit de la commande par mode glissant. Nous avons procédé à une série de simulations sous environnement MATLAB/Simulink/SimPowerSystem.

Pour le test de poursuite, les grandeurs commandées suivent bien leur trajectoire de référence, sans dépassement des puissances active et réactive et sans erreur statique en régime permanent. Au démarrage, l'appelle du courant triphasé statorique est moindre et de forme sinusoïdale en régime permanent. La fréquence des courants rotoriques vaut 1,75 Hz grâce à un bon choix de la stratégie de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur. Le couple électromagnétique et la puissance active, étant proportionnelles, sont de même allure à vitesse constante.

Pour le test de régulation, on observe une très bonne sensibilité aux perturbations externes dues aux variations brusques de vitesse, les puissances active et réactive ne sont pas affectées. Les courants triphasés statoriques sont sinusoïdaux. La fréquence des courants rotoriques pour une vitesse imposée de 1450 tr/min, à partir de l'instant $t=2$ s, se stabilise à 5 Hz. Le couple électromagnétique et la puissance active délivrée ne sont pas affectées.

Pour les tests de robustesses, la variation des résistances (R_s , R_r) et des inductances (L_s , L_r) n'ont que très peu d'influence sur le temps de réponse et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoires.

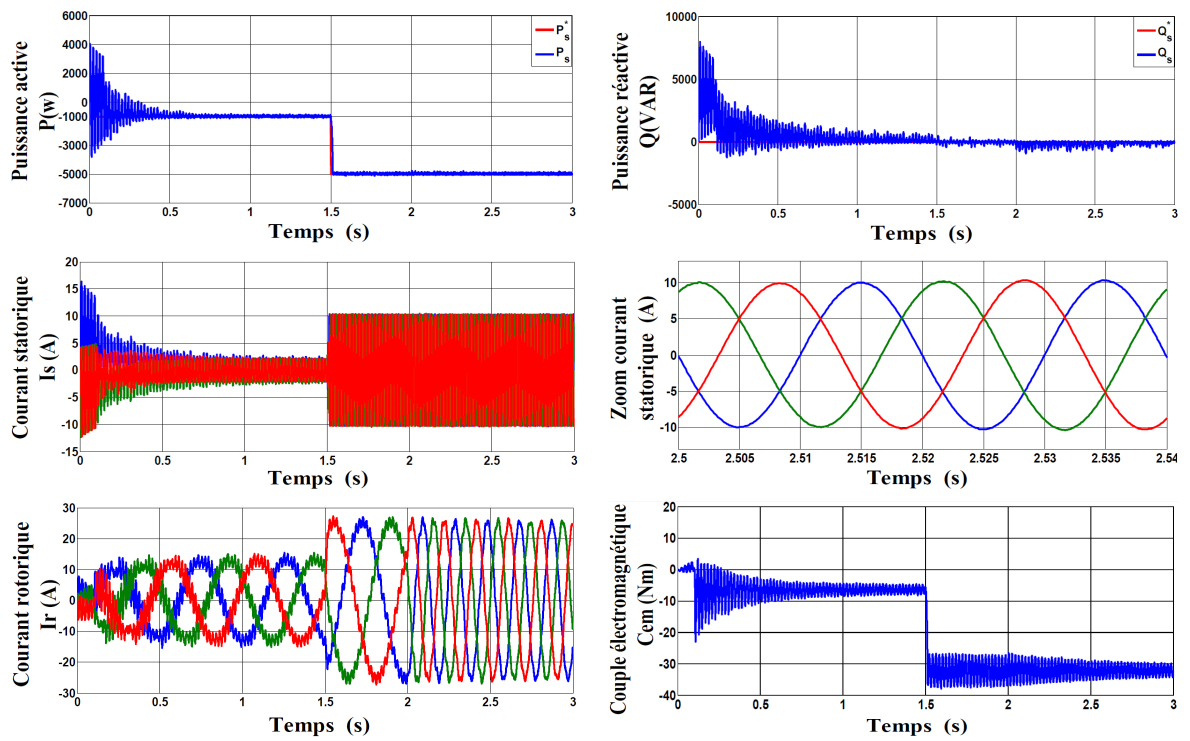


FIGURE III.9 – Tests de régulation

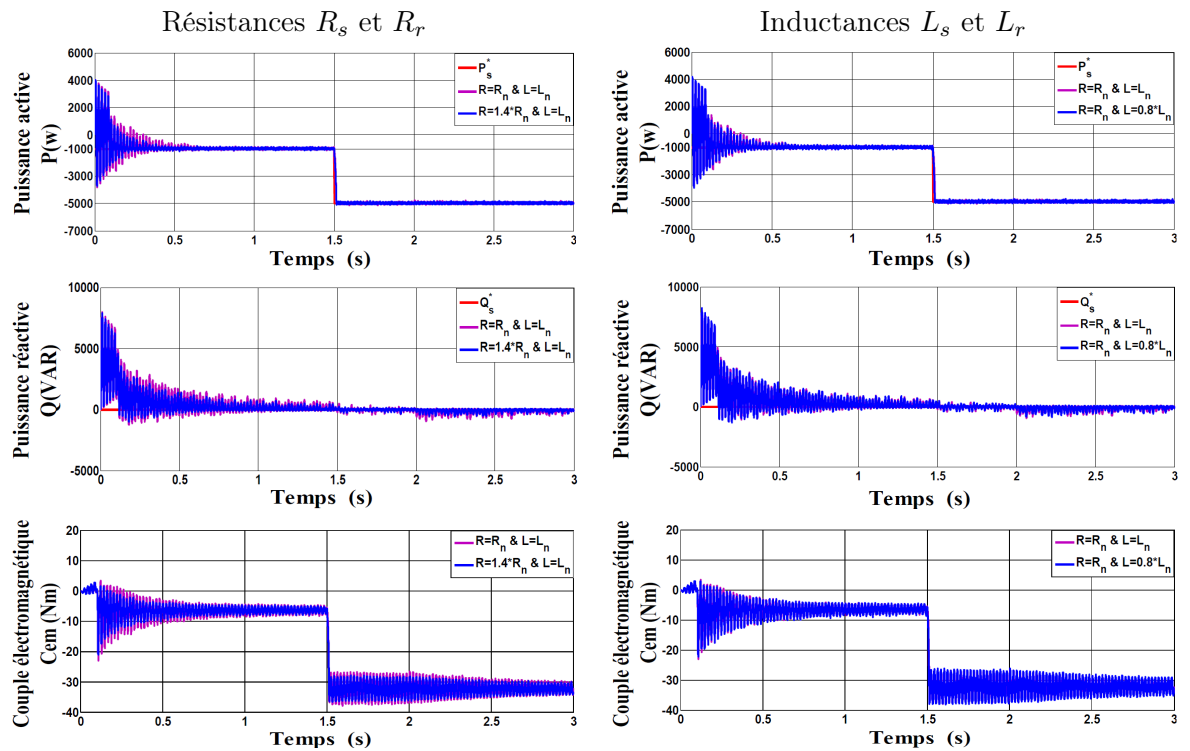


FIGURE III.10 – Tests de robustesse

III.3 Commande par la méthode backstepping

III.3.1 Introduction

Durant ces dernières années, une grande partie de la communauté scientifique s'est intéressée à la recherche des procédures récursives pour la mise au point de lois de commande pour les systèmes non linéaires, comme par exemple le backstepping, un certain nombre d'ouvrages traitant cette nouvelle approche sont apparus [75], [74], [76], [97], [98]. Des applications à des procédés ont aussi été présentées dans la littérature [92]. Cette technique est basée sur l'utilisation des fonctions de Lyapunov, ce qui facilite l'étude de la stabilité.

III.3.2 Historique de la commande par la méthode backstepping

La technique de backstepping a été développée par Kanellakopoulos et al. (1991) [74] et inspiré par les travaux de Feuer Morse (1978) [11] d'une part et Tsinias (1989) [128] et Kokotovic Sussmann (1989) [110] d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour synthétiser un contrôleur pour les systèmes non linéaires. Le mot backstepping est particulièrement justifié par le processus récursif intrinsèque à la synthèse. Il permet d'effectuer une synthèse constructive d'une loi de commande pour les systèmes non linéaires triangulaires en adoptant la théorie de Lyapunov [51]. L'idée consiste à choisir une fonction de Lyapunov définie positive et que sa dérivée soit toujours négative.

III.3.3 Principe de la commande par la méthode backstepping

La plupart des techniques de commande non linéaire sont basées sur la théorie de la stabilité de Lyapunov. L'objectif est de trouver une loi de commande qui rend la dérivée d'une fonction de Lyapunov, choisie a priori, définie ou semi-définie négative. La principale difficulté réside alors dans le choix d'une fonction de Lyapunov convenable. La technique du backstepping surmonte cette difficulté en construisant progressivement une fonction de Lyapunov adaptée au système, et permet de déduire la commande qui rend la dérivée de cette fonction définie négative. Cette technique s'applique à la classe de système dite en strict feedback [112].

La méthode du backstepping commence en définissant une fonction d'énergie qui intègre l'écart entre les sorties régulées du système et les objectifs de commande. Le principe est alors de construire à chaque étape un écart entre l'état courant du système et une commande virtuel qui garantirait, s'il pouvait être appliqué tel quel, la non-positivité de la dérivée de la fonction de Lyapunov. A la fin de chaque étape, la fonction d'énergie est complétée par cet écart, afin d'en assurer la convergence vers zéro. Le processus s'achève lorsque le vecteur de commande du système apparaît : la commande virtuel défini au dernier pas est alors une commande réelle, garantissant la convergence des états du système vers zéro, et l'équilibre des sorties régulées autour des objectifs de commande.

III.3.4 Synthèse de la commande par la méthode backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation d'état suivante [89] :

$$\begin{aligned}x_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\x_2 &= f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \\&\vdots \\x_n &= f_1(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n)u\end{aligned}\tag{III.40}$$

Avec $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n$, $u \in R$

On désire faire suivre à la sortie $y = x$ le signal de référence y_{ref} supposée connue. Le système étant d'ordre n , la conception s'effectue en n étapes.

On commence par la première équation du système (III.40) où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. On définit la première référence désirée du sous système x_2 qui doit suivre la référence définie y_{ref} telle que :

1^{ere} étape : Réglage de la variable x_1

$$(x_1)_d = y_{ref} = \alpha_0\tag{III.41}$$

où $(x_1)_d$ est l'état désiré.

La première variable d'erreur du sous système est défini par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0\tag{III.42}$$

$$\dot{e}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0\tag{III.43}$$

Pour un tel sous système, nous choisissons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2\tag{III.44}$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= e_1 \cdot \dot{e}_1 \\ \dot{V}_1 &= e_1 \cdot [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0]\end{aligned}\tag{III.45}$$

Afin d'assurer la stabilité du sous système, il faut d'après Lyapunov, que \dot{V}_1 soit négative. Pour cela on choisit \dot{V}_1 sous la forme :

$$\dot{V}_1 = -k_1 \cdot e_1^2 \leq 0\tag{III.46}$$

où $k_1 > 0$ est un paramètre constante. En substituant (III.46) dans (III.45) on trouve :

$$\dot{V}_1 = e_1.[f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] = -k_1.e_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.47})$$

Cela donne la commande virtuelle x_2

$$x_2 = \frac{1}{g_0(x_1)}.[-k_1.e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{III.48})$$

D'où la stabilité asymptotique à l'origine.

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_{2ref} du sous système suivant.

2^{eme} étape : Réglage de la variable x_2

On considère les deux premières équations du système définie en (III.40)

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \end{aligned} \quad (\text{III.49})$$

où la nouvelle référence désirée α_1 sera la variable de commande pour le sous système précédent x_{2ref} tel que :

$$y_{2ref} = \alpha_1 \quad (\text{III.50})$$

et la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III.51})$$

De la même manière, on définit la fonction de Lyapunov pour assurer la stabilité du sous système suivant :

$$x_2 = f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \quad (\text{III.52})$$

Ces fonctions dépendent forcément des états précédents du sous système définie par :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \\ \dot{V}_2 &= \frac{1}{2}[e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (\text{III.53})$$

Cette dernière a pour dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2.\dot{e}_2 \\ \dot{V}_2 &= -k_1.e_1^2 + e_2[f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{III.54})$$

Afin d'assurer la stabilité du sous système, il faut que \dot{V}_2 soit négative. Pour cela on choisit \dot{V}_2 sous la forme :

$$\dot{V}_2 = -k_1.e_1^2 - k_2.e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.55})$$

où $k_2 > 0$ est un paramètre constante. En substituant (III.55) dans (III.54) on trouve :

$$\dot{V}_2 = -k_1.e_1^2 + e_2[f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \alpha_1] = -k_1.e_1^2 - k_2.e_2^2 \quad (\text{III.56})$$

Cela donne la commande virtuelle x_3

$$x_3 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)}[-k_2.e_2 - f_2(x_1, x_2) + \dot{\alpha}_1] \quad (\text{III.57})$$

avec

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} = \frac{g_0(x_1)[-k_1\dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1e_1 + \dot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)]\dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{III.58})$$

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_{3ref} du sous système suivant.

On pose $x_{3ref} = \alpha_2$ et on continue jusqu'à la dernière expression du sous système (III.40) où on atteindra le calcul de la loi de commande réelle.

n^{ieme} étape : Réglage de la variable n^{ieme}

Le système (III.40) est maintenant considéré dans sa globalité. De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (\text{III.59})$$

La variable d'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{III.60})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_n &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_{n-1} \\ \dot{e}_n &= f_1(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad (\text{III.61})$$

Avec la fonction de Lyapunov augmentée :

$$\begin{aligned} V_n &= V_1 + \dots + \frac{1}{2}e_n^2 \\ V_n &= \frac{1}{2}[e_1^2 + \dots + e_n^2] \end{aligned} \quad (\text{III.62})$$

la dérivée devient

$$\begin{aligned}\dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dots + e_n \cdot \dot{e}_n \\ \dot{V}_n &= -k_1 \cdot e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}]\end{aligned}\quad (\text{III.63})$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande réelle u qui permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global qui contrairement aux lois x_i qui sont des lois virtuelles. Un bon choix de celle-ci doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n) - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n \cdot e_n^2 \quad (\text{III.64})$$

où $k_2 > 0$ est un paramètre de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-k_n \cdot e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (\text{III.65})$$

Ce qui garanti la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov augmentée

$$\dot{V}_n = -k_1 \cdot e_1^2 - \dots - k_n \cdot e_n^2 \leq 0 \quad (\text{III.66})$$

Nous avons ainsi défini la méthodologie de la commande backstepping que nous allons mettre en application sur la MADA.

III.3.5 Application de la méthode backstepping pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA :

Dans cette partie nous nous contenterons sur l'application de la méthode du backstepping au génératrice asynchrone à double alimentation et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre précédent. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux statorique. Utilisant le modèle du chapitre précédente pour détermine la commande des puissances active et réactive.

Commande de la puissance active

L'erreur de poursuite de la puissance active est :

$$e_1 = P_s^* - P_s \quad (\text{III.67})$$

On considère la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V(e_1) = \frac{1}{2} \cdot e_1^2 \quad (\text{III.68})$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \cdot \dot{e}_1 \quad (\text{III.69})$$

avec

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s = \dot{P}_s^* + \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \frac{di_{rq}}{dt} \quad (\text{III.70})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_{rq} dans l'équation de la tension v_{rq} (II.60), on obtient :

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma \cdot L_r L_s} (v_{rq} - R_r \cdot i_{rq} - \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s L_s}) \quad (\text{III.71})$$

En remplaçant la dernière équation dans (III.69), on obtient :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \cdot \dot{e}_1 = e_1 \cdot (\dot{P}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma \cdot L_r L_s} (v_{rq} - R_r \cdot i_{rq} - \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s L_s})) \quad (\text{III.72})$$

On tire l'expression de la commande stabilisante backstepping comme suite :

$$v_{rq} = -\frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \dot{P}_s^* + R_r \cdot i_{rq} + \omega_r \cdot \sigma \cdot L_r \cdot i_{rd} - g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \cdot k_1 \cdot e_1 \quad (\text{III.73})$$

Pour assurer la convergence de la fonction candidate de Lyapunov, en remplaçant l'expression (III.73) dans (III.72) on obtient :

$$\dot{V}(e_1) = -k_1 \cdot e_1^2 < 0 \quad (\text{III.74})$$

avec k_1 constante positive.

Commande de la puissance réactive

L'erreur de poursuite de la puissance réactive est :

$$e_2 = Q_s^* - Q_s \quad (\text{III.75})$$

La fonction de Lyapunov augmentée est donnée par l'expression suivante :

$$V(e_1, e_2) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{III.76})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = e_1 \cdot \dot{e}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 = -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot (\dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s) \quad (\text{III.77})$$

avec

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s = \dot{Q}_s^* + \frac{\sigma.L_s.L_r}{v_s.M_{sr}} \frac{di_{rd}}{dt} \quad (\text{III.78})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_{rd} dans l'équation de la tension v_{rd} (II.60), on obtient :

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma.L_r L_s} (v_{rd} - R_r.i_{rd} + \sigma.L_r.\omega_r.i_{rq}) \quad (\text{III.79})$$

En remplaçant la dernière expression dans (III.77), nous obtenons :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot \left(\dot{Q}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma.L_r L_s} (v_{rd} - R_r.i_{rd} + \sigma.L_r.\omega_r.i_{rq}) \right) \quad (\text{III.80})$$

L'expression de la commande stabilisante backstepping est donnée par :

$$v_{rd} = -\frac{\sigma.L_s.L_r}{v_s.M_{sr}} \dot{Q}_s^* + R_r.i_{rd} - \omega_r \sigma.L_r.i_{rq} - \frac{\sigma.L_s.L_r}{v_s.M_{sr}} .k_2.e_2 \quad (\text{III.81})$$

On va remplacer (III.81) dans l'équation (III.80), nous obtenons :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 < 0 \quad (\text{III.82})$$

avec k_2 constante positive.

III.3.6 Structure de la commande des puissances

Le schéma bloc de la commande des puissances de la machine asynchrone à double alimentation par la méthode backstepping appliqué au convertisseur côté machine est représenté sur la figure III.11 :

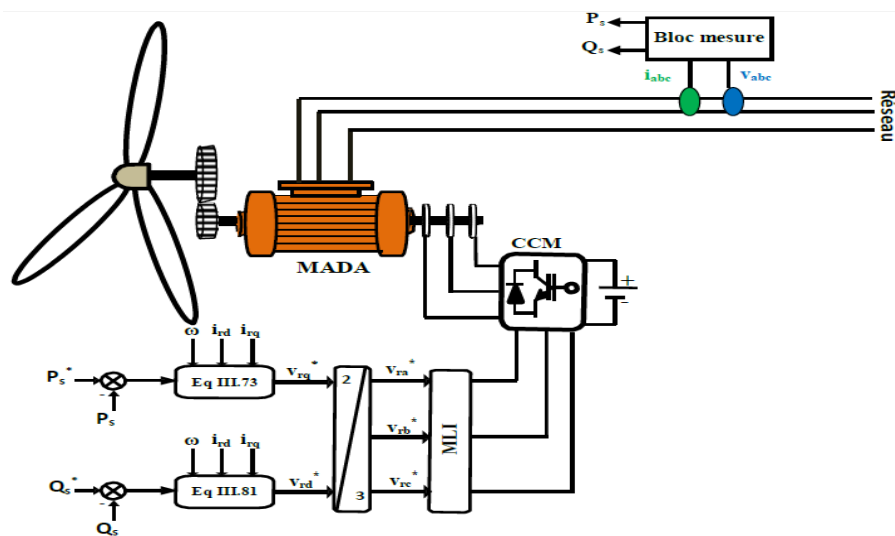


FIGURE III.11 – Schéma de principe de la commande des puissances de la MADA par la méthode backstepping

III.3.7 Résultat de simulation de la commande des puissances

Les conditions de simulations, sont identiques à celle retenues dans le chapitre précédent [choix des profils sont identiques] et les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation sont citées dans l'annexe A.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés respectivement sur les figures :

- la figure III.12 pour les essais de poursuite et de régulation ;
- la figure III.13 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des résistances ;
- la figure III.13 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des inductances.

Les modèles sous forme de schéma-blocs implantés dans l'environnement logiciel MATLAB/Simulink/SimPowerSystem, et relatifs à ce chapitre sont illustrés dans l'annexe C.

III.3.8 Interprétations

Pour évaluer les performances de la commande directe des puissances munit de la méthode du backstepping. Nous avons procédé à une série de simulations sous environnement MATLAB /Simulink/SimPowerSystem.

Pour le test de poursuite, les grandeurs commandées suivent bien leur trajectoire de référence, sans dépassement des puissances active et réactive et sans erreur statique en régime permanent. Au démarrage, l'appelle du courant triphasé statorique est moindre et de forme sinusoïdale au régime permanent. La fréquence des courants rotoriques vaut 1,75 Hz grâce à un bon choix de la stratégie de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur. Le couple électromagnétique et la puissance active, étant proportionnelles, sont de même allure à vitesse constante.

Pour le test de régulation, on observe une faible sensibilité aux perturbations externes dûes aux variations brusques de la vitesse de l'éolienne, les puissances active et réactive sont affectées avec une faible erreur statique. Les courants triphasés statoriques sont sinusoïdaux. La fréquence des courants rotoriques pour une vitesse imposée de 1450 tr/min, à partir de l'instant $t=2$ s, se stabilise à 5 Hz. Le couple électromagnétique et la puissance active délivrée sont faiblement affectées.

Pour les tests de robustesses, la variation des résistances (R_s, R_r) et des inductances (L_s, L_r) n'ont que très peu d'influence sur le temps de réponse et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoires.

Afin d'améliorer ces résultats, deux solutions sont proposées. L'insertion d'une action intégrale s'avère nécessaire. Puis, l'association de la commande par mode glissant avec la méthode du backstepping.

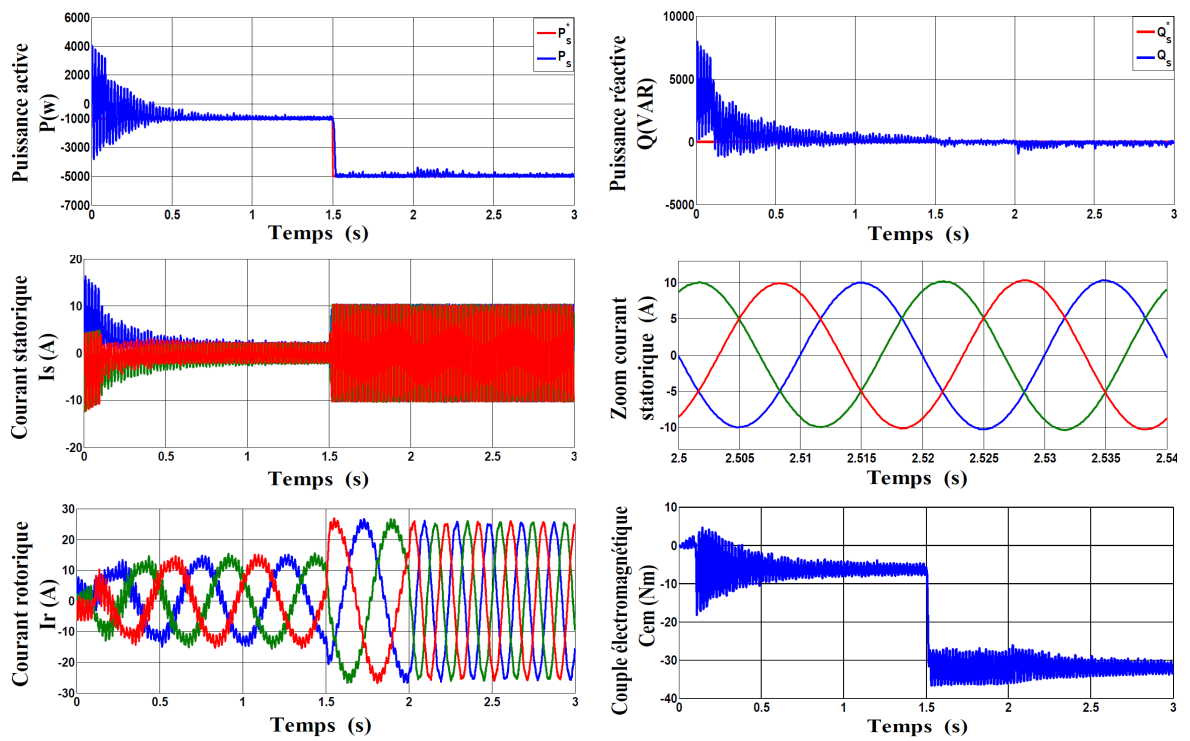


FIGURE III.12 – Tests de poursuite et de régulation

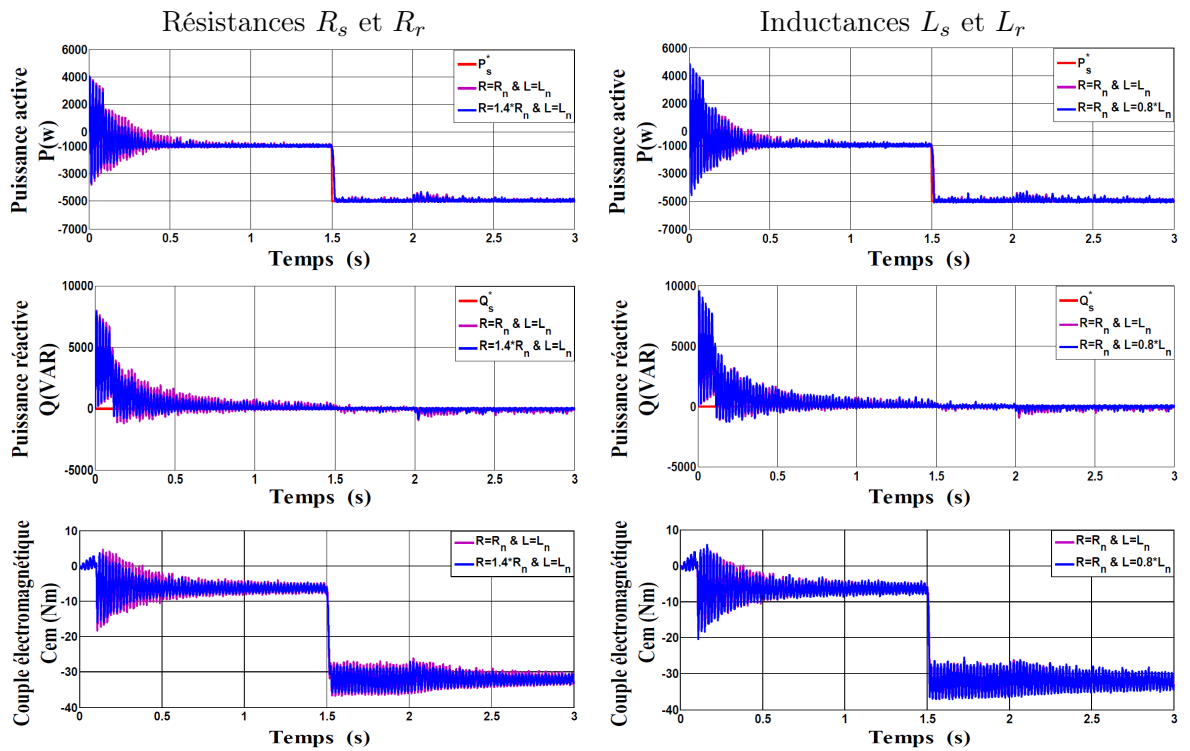


FIGURE III.13 – Tests de robustesse

III.4 Commande par la méthode backstepping avec action intégrale

III.4.1 Introduction

Il est clair que la structure du contrôleur généré par la version classique du backstepping est composée d'une action proportionnelle, à laquelle est ajoutée une action dérivée sur les erreurs. Une telle structure rend le système sensible aux bruits de mesure. L'absence d'intégrateur entraîne également l'apparition d'une erreur statique constante non nulle [10]. La solution de ce problème est la conception en combinant le terme intégrateur avec la loi de commande obtenue par la méthode de backstepping. Ceci revient à introduire des intégrateurs dans le modèle du MADA et procéder à l'application de la méthode conventionnelle du backstepping sur ce nouveau modèle. L'action intégrale sera transférée automatiquement du modèle à la loi de commande [14], [12], [24].

III.4.2 Application de la méthode backstepping avec action intégrale pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA

Dans cette partie nous nous contenterons sur l'application de la méthode du backstepping avec action intégral au génératrice asynchrone à double alimentation et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre précédent. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux statorique. Utilisant le modèle du chapitre précédent pour détermine la commande des puissances active et réactive.

1^{ere} étape : commande de la puissance active

L'erreur de poursuite de la puissance active est :

$$e_1 = P_s^* - P_s \quad (\text{III.83})$$

Considérons :

$$\dot{e}_{01} = e_1 \quad (\text{III.84})$$

$$e_{01} = \lambda \cdot \int_0^t e_1(\tau) \cdot d\tau, \quad \lambda > 0 \quad (\text{III.85})$$

On considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(e_1) = \frac{1}{2} \cdot e_1^2 + \frac{1}{2} \cdot e_{01}^2 \quad (\text{III.86})$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \cdot \dot{e}_1 + e_1 \cdot \lambda \cdot e_{01} = e_1(\dot{e}_1 + e_{01}) \quad (\text{III.87})$$

avec

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s = \dot{P}_s^* + \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \frac{di_{rq}}{dt} \quad (\text{III.88})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_{rq} dans l'équation de la tension v_{rq} (II.60), on obtient :

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma \cdot L_r L_s} (v_{rq} - R_r \cdot i_{rq} - \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s L_s}) \quad (\text{III.89})$$

En remplaçant la dernière équation dans (III.87), on obtient :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \cdot (\dot{P}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma \cdot L_r L_s} (v_{rq} - R_r \cdot i_{rq} - \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s L_s}) + e_{01}) \quad (\text{III.90})$$

On tire l'expression de la commande stabilisante backstepping avec action intégral comme suit :

$$v_{rq} = -\frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \cdot \dot{P}_s^* + R_r \cdot i_{rq} + \omega_r \cdot \sigma \cdot L_r \cdot i_{rd} - g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} (k_1 \cdot e_1 + e_{01}) \quad (\text{III.91})$$

Pour assurer la convergence de la fonction énergie de Lyapunov, en remplaçant l'expression (III.91) dans (III.90) on obtient :

$$\dot{V}(e_1) = -k_1 \cdot e_1^2 \quad (\text{III.92})$$

avec k_1 constante positive

2^{eme} étape : commande de la puissance réactive

L'erreur de poursuite de la puissance réactive est :

$$e_2 = Q_s^* - Q_s \quad (\text{III.93})$$

Considérons :

$$\dot{e}_{02} = e_2 \quad (\text{III.94})$$

$$e_{02} = \lambda \cdot \int_0^t e_2(\tau) \cdot d\tau, \quad \lambda > 0 \quad (\text{III.95})$$

La fonction énergie de Lyapunov augmentée est donnée par l'expression :

$$V(e_1, e_2) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_{01}^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_{02}^2 \quad (\text{III.96})$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot (\dot{e}_2 + e_{02}) \quad (\text{III.97})$$

avec

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s = \dot{Q}_s^* + \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \frac{di_{rd}}{dt} \quad (\text{III.98})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_{rd} dans l'équation de la tension v_{rd} (II.60), on obtient :

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma \cdot L_r L_s} (v_{rd} - R_r \cdot i_{rd} + \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq}) \quad (\text{III.99})$$

En remplaçant la dernière expression dans (III.97), nous obtenons :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot \left(\dot{Q}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma \cdot L_r L_s} (v_{rd} - R_r \cdot i_{rd} + \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq}) + e_{02} \right) \quad (\text{III.100})$$

L'expression de la commande stabilisante backstepping avec action intégrale est donnée par :

$$v_{rd} = -\frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \cdot \dot{Q}_s^* + R_r \cdot i_{rd} - \omega_r \sigma \cdot L_r \cdot i_{rq} - \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} (k_2 \cdot e_2 + e_{02}) \quad (\text{III.101})$$

On va remplacer (III.101) dans l'équation (III.100), nous obtenons :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 \quad (\text{III.102})$$

avec k_2 constante positive, ce qui confirme la stabilité du système.

III.4.3 Structure de la commande des puissances

Le schéma bloc de la commande des puissances de la machine asynchrone à double alimentation par la méthode backstepping avec action intégral appliqué au convertisseur côté machine est représenté sur la figure III.14 :

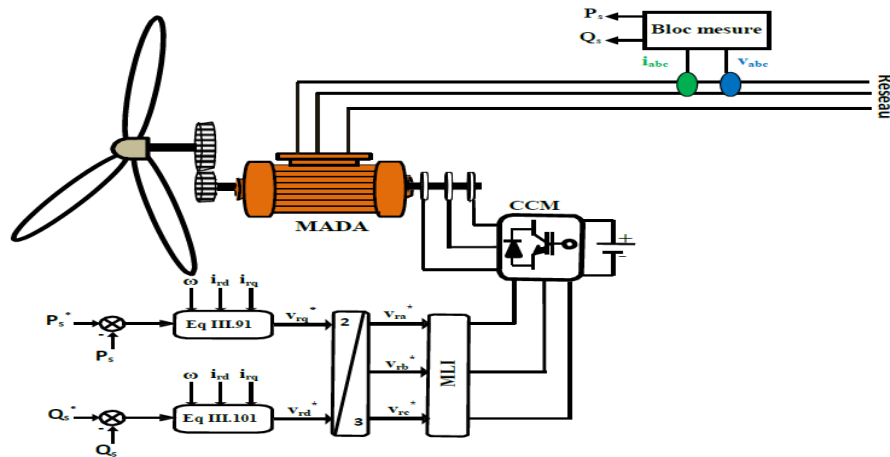


FIGURE III.14 – Schéma de principe de la commande des puissances de la MADA par la méthode backstepping avec action intégral

III.4.4 Résultats de simulation de la commande des puissances

Les conditions de simulations, sont identiques à celle retenues dans le chapitre précédent [choix des profils sont identiques] et les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation sont citées dans l'annexe A.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés respectivement sur les figures :

- la figure III.15 pour les essais de poursuite et de régulation ;
- la figure III.16 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des résistances ;
- la figure III.16 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des inductances.

III.4.5 Interprétations

Pour le test de poursuite, les grandeurs commandées suivent bien leur trajectoire de références, sans dépassement des puissances active et réactive et sans erreurs statiques en régime permanent. Au démarrage, l'appelle du courant triphasé statorique est moindre et de forme sinusoïdale en régime permanent. La fréquence des courants rotoriques vaut 1,75 Hz grâce à un bon choix de la stratégie de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur. Le couple électromagnétique et la puissance active, étant proportionnelles, sont de même allure à vitesse constante.

Pour le test de régulation, on observe une faible sensibilité aux perturbations externes dûes aux variations brusques de vitesse, les puissances active et réactive sont affectées avec un temps de rejet de perturbation relativement faible. Les courants triphasés statoriques sont sinusoïdaux. La fréquence des courants rotoriques pour une vitesse imposée de 1350 tr/min, à partir de l'instant $t=2$ s, se stabilise à 5 Hz. Le couple électromagnétique et la puissance active délivrée sont faiblement affectées.

Pour les tests de robustesses, la variation des résistances (R_s , R_r) et des inductances (L_s , L_r) n'ont que très peu d'influence sur le temps de réponse et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoires.

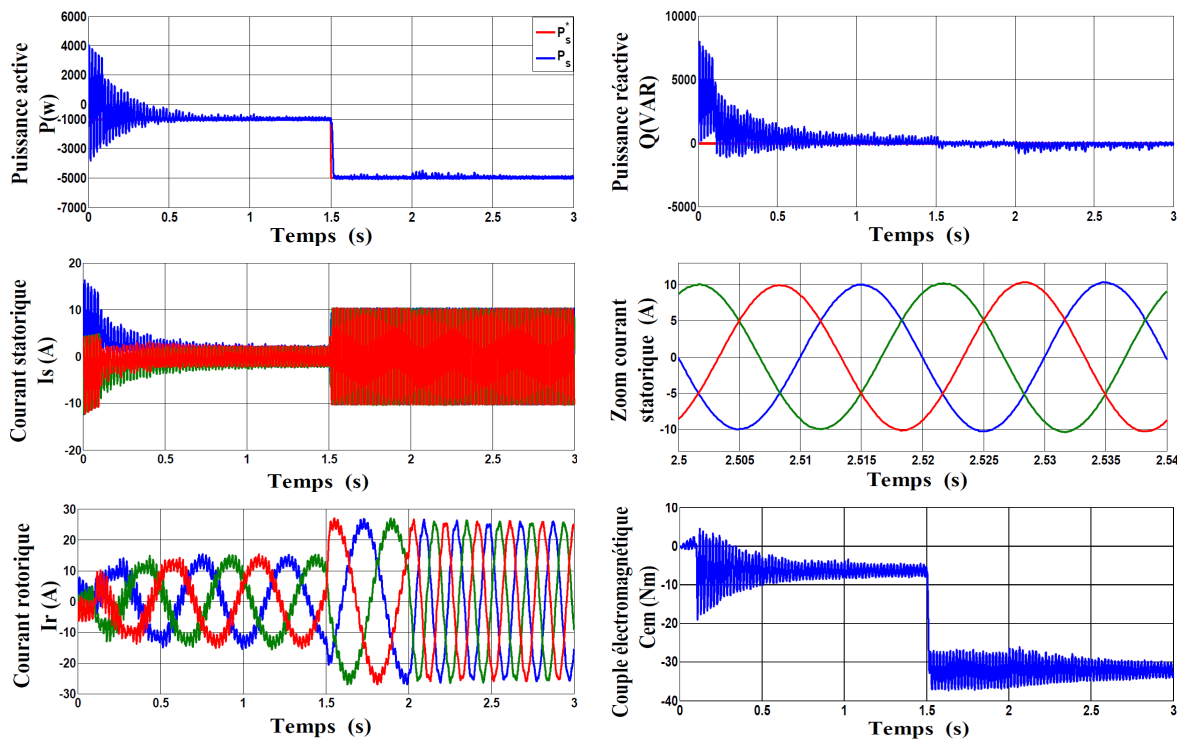


FIGURE III.15 – Tests de poursuite et de régulation

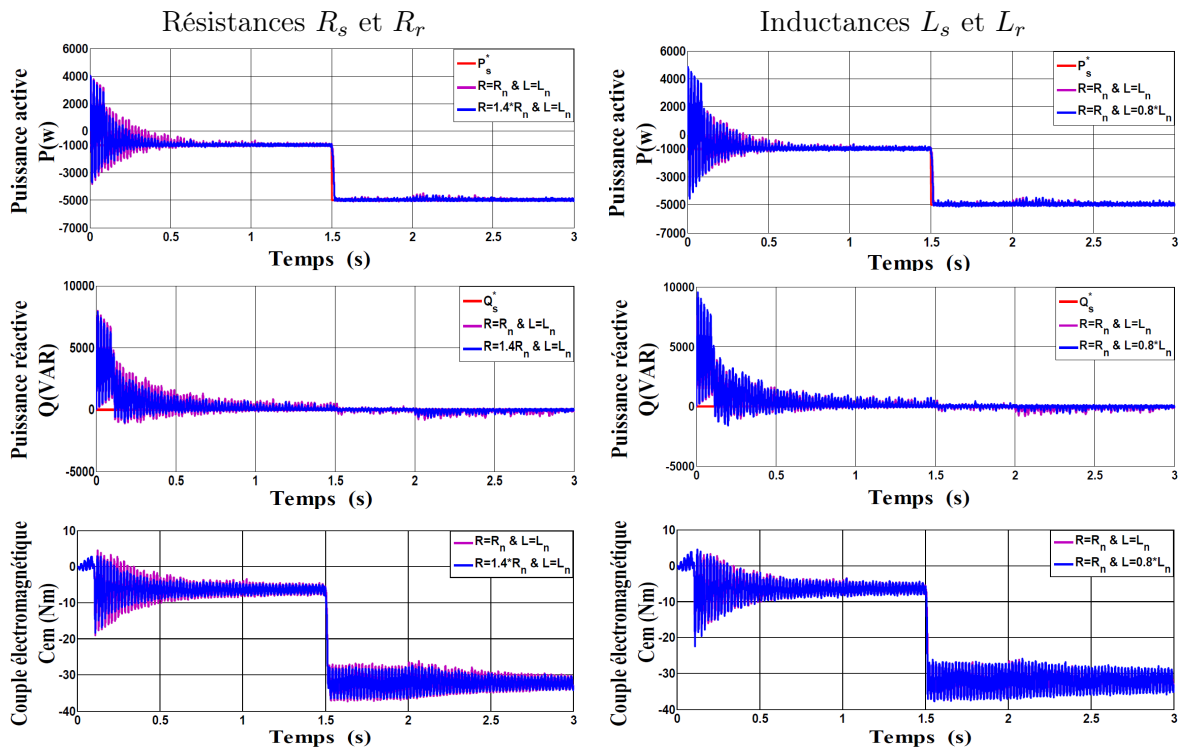


FIGURE III.16 – Tests de robustesse

III.5 Commande backstepping associée au réglage par mode glissant

III.5.1 Introduction

Afin de régler les puissances active et réactive de la MADA, deux erreurs sont choisies vu la dimension du vecteur de commande définie par les tensions v_{rd} et v_{rq} . Les variables à régler sont la puissance active P_s et la puissance réactive Q_s .

III.5.2 Application de la méthode backstepping au réglage par mode glissant pour la commande des puissances active et réactive de la MADA

Dans cette partie nous nous contenterons sur l'application de la méthode du backstepping associé au réglage par mode glissant au génératrice asynchrone à double alimentation et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre précédent. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux statorique. Utilisant le modèle du chapitre précédent pour détermine la commande des puissances active et réactive.

1^{ere} étape : commande de la puissance active

L'erreur de poursuite de la puissance active est :

$$e_1 = P_s^* - P_s \quad (\text{III.103})$$

On considère la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V(e_1) = \frac{1}{2} \cdot e_1^2 \quad (\text{III.104})$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \cdot \dot{e}_1 \quad (\text{III.105})$$

avec

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s = \dot{P}_s^* + \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \frac{di_{rq}}{dt} \quad (\text{III.106})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_{rq} (équation (II.60)), on obtient :

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma \cdot L_r L_s} (v_{rq} - R_r \cdot i_{rq} - \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s L_s}) \quad (\text{III.107})$$

En remplaçant la dernière équation dans (III.105), on obtient :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \cdot \dot{e}_1 = e_1 \cdot \left(\dot{P}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} (v_{rq} - R_r \cdot i_{rq} - \sigma L_r \omega_r \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s L_s}) \right) \quad (\text{III.108})$$

On tire l'expression de la commande stabilisante backstepping associé au réglage par mode glissant comme suit :

$$v_{rq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{v_s M_{sr}} \dot{P}_s^* + R_r \cdot i_{rq} + \omega_r \sigma L_r \cdot i_{rd} - g \cdot \frac{M_{sr} \cdot v_s}{\omega_s L_s} - \frac{\sigma L_s L_r}{v_s M_{sr}} \cdot (k_{11} \text{sign}(e_1) + k_1 \cdot e_1) \quad (\text{III.109})$$

Pour assurer la convergence de la fonction candidate de Lyapunov, en remplaçant l'expression (III.109) dans (III.108) on obtient :

$$\dot{V}(e_1) = -k_1 \cdot e_1^2 - k_{11} \cdot e_1 \cdot \text{sign}(e_1) \quad (\text{III.110})$$

avec k_1 et k_{11} constantes positives

2^{eme} étape : commande de la puissance réactive

L'erreur de poursuite de la puissance réactive est définie par :

$$e_2 = Q_s^* - Q_s \quad (\text{III.111})$$

La fonction candidate de Lyapunov augmentée est donné par l'expression :

$$V(e_1, e_2) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{III.112})$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = e_1 \cdot \dot{e}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 = -k_1 \cdot e_1^2 - k_{11} \cdot e_1 \cdot \text{sign}(e_1) + e_2 \cdot (\dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s) \quad (\text{III.113})$$

avec

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s = \dot{Q}_s^* + \frac{\sigma L_s L_r}{v_s M_{sr}} \frac{di_{rd}}{dt} \quad (\text{III.114})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_{rd} (équation (II.60)), on obtient :

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} (v_{rd} - R_r \cdot i_{rd} + \sigma L_r \omega_r \cdot i_{rq}) \quad (\text{III.115})$$

En remplaçant la dernière expression dans (III.113), nous obtenons :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 \cdot e_1^2 - k_{11} \cdot e_1 \cdot \text{sign}(e_1) + e_2 \cdot \left(\dot{Q}_s^* + \frac{v_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} (v_{rd} - R_r \cdot i_{rd} + \sigma L_r \omega_r \cdot i_{rq}) \right) \quad (\text{III.116})$$

L'expression de la commande stabilisante backstepping associée au réglage par mode glissant est donnée par :

$$v_{rd} = -\frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \cdot \dot{Q}_s^* + R_r \cdot i_{rd} - \omega_r \sigma \cdot L_r \cdot i_{rq} - \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{v_s \cdot M_{sr}} \cdot (k_{22} \cdot \text{sign}(e_2) - k_2 \cdot e_2) \quad (\text{III.117})$$

On va remplacer (III.117) dans l'équation (III.116), nous obtenons :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 \cdot e_1^2 - k_{11} \cdot e_1 \cdot \text{sign}(e_1) - k_2 \cdot e_2^2 - k_{22} \cdot e_2 \cdot \text{sign}(e_2) \quad (\text{III.118})$$

avec k_2 et k_{22} constantes positives.

III.5.3 Structure de la commande des puissances

Le schéma bloc de la commande des puissances de la machine asynchrone à double alimentation par la combinaison de la méthode backstepping et le mode glissant appliqué au convertisseur côté machine est représenté sur la figure III.17 :

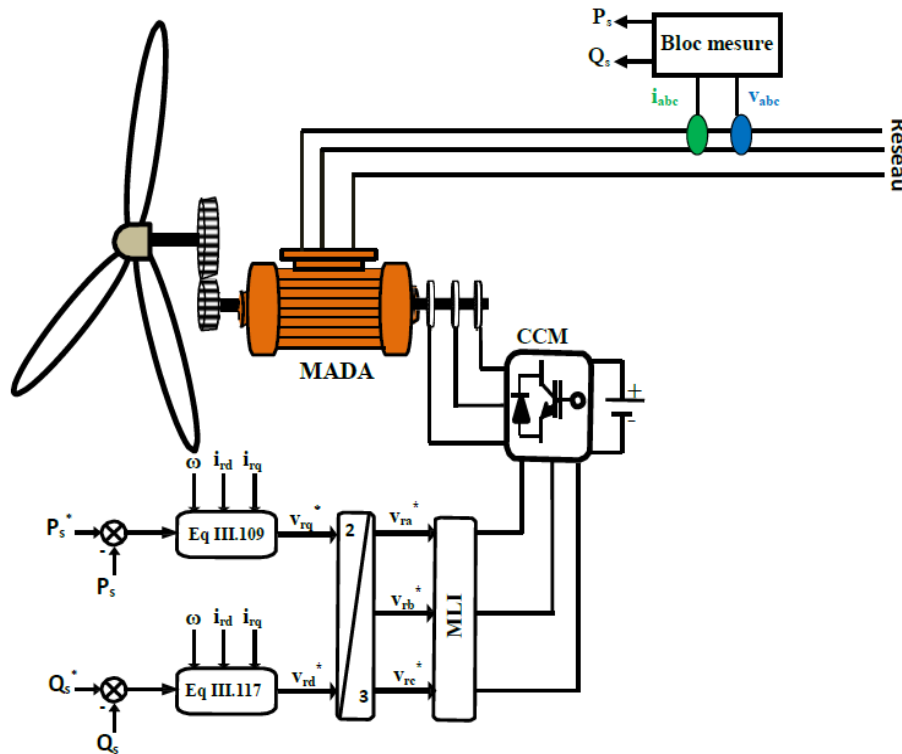


FIGURE III.17 – Schéma de principe de la commande des puissances de la MADA par la combinaison de la méthode backstepping et le mode glissant

III.5.4 Résultats de simulation de la commande des puissances

Les conditions de simulations, sont identiques à celle retenues dans le chapitre précédent [choix des profils sont identiques] et les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation sont citées dans l'annexe A.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés respectivement sur les figures :

- la figure III.18 pour les essais de poursuite et de régulation ;
- la figure III.19 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des résistances ;
- la figure III.19 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des inductances.

III.5.5 Interprétations

Pour évaluer les performances de la commande des puissances munit de la combinaison de la méthode du backstepping et mode glissant. Nous avons procédé à une série de simulations sous environnement MATLAB/Simulink/SimPowerSystem.

Pour le test de poursuite, les grandeurs commandées suivent bien leurs trajectoires de références, sans dépassement des puissances active et réactive et sans erreurs statiques en régime permanent. Au démarrage, l'appelle du courant triphasé statorique est moindre et de forme sinusoïdale en régime permanent. La fréquence des courants rotoriques vaut 1,75 Hz grâce à un bon choix de la stratégie de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur. Le couple électromagnétique et la puissance active, étant proportionnelles, sont de même allure à vitesse constante.

Pour le test de régulation, on observe une très bonne sensibilité aux perturbations externes dues aux variations brusques de vitesse de 1450 tr/min à 1350 tr/min, les puissances active et réactive ne sont pas affectées. Les courants triphasés statoriques sont sinusoïdaux. La fréquence des courants rotoriques pour une vitesse imposée de 1350 tr/min, à partir de l'instant $t=2$ s, se stabilise à 5 Hz. Le couple électromagnétique et la puissance active délivrée ne sont pas affectées.

Pour les tests de robustesses, la variation de +40% des résistances (R_s , R_r) et -20% les inductances (L_s , L_r) n'ont que très peu d'influence sur le temps de réponse et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoires.

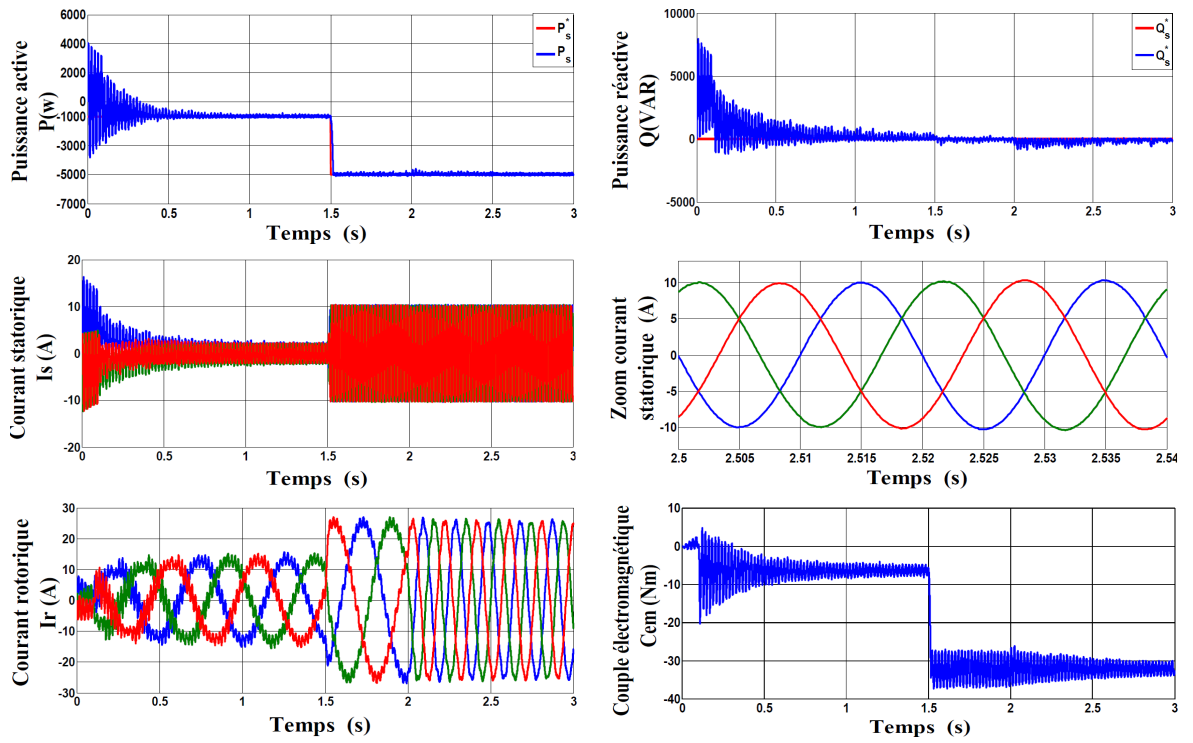


FIGURE III.18 – Tests de poursuite et de régulation

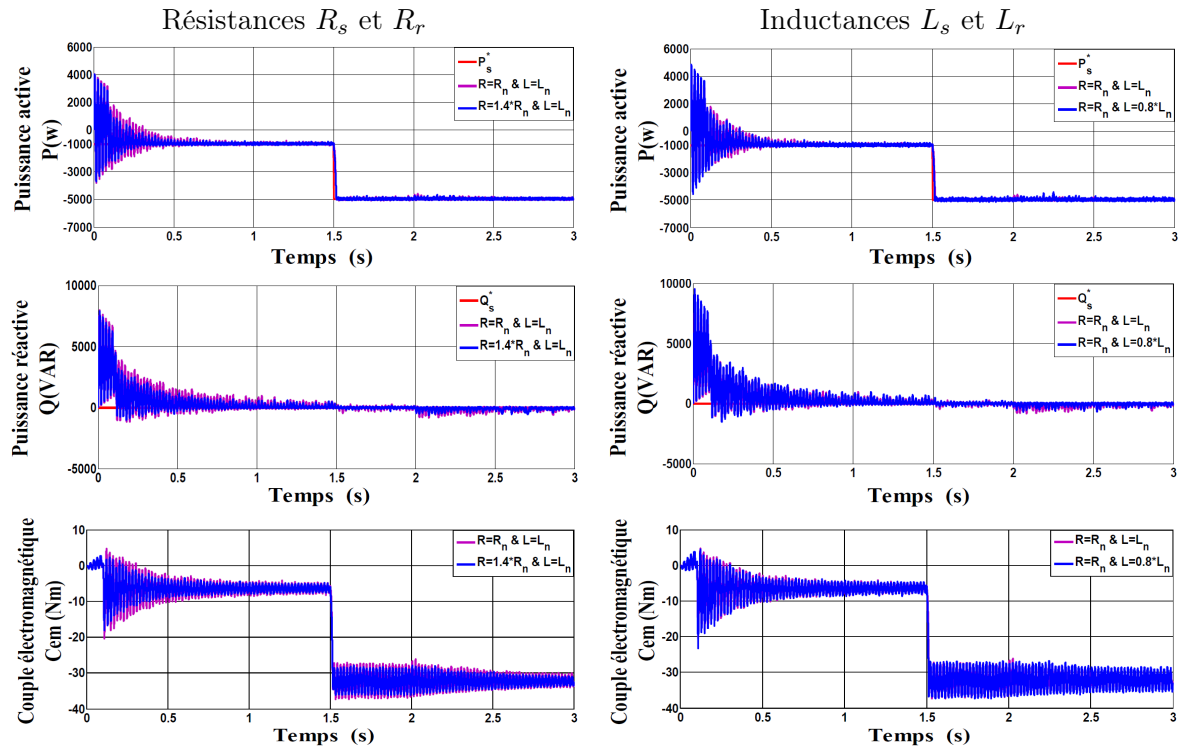


FIGURE III.19 – Tests de robustesse

III.6 Modèle et commande non linéaire des puissances de la MADA sans l'utilisations de la commande vectorielle

III.6.1 Introduction

Dans la première partie de chapitre, il a été présenté le dimensionnement de la commande des puissances active et réactive de la MADA liés au convertisseur côté machine CCM, suivant la procédure qui consiste à utiliser le modèle non linéaire, multi variable et couplé de la MADA dans le repère diphasé (d, q) . Puis, en lui appliquant l'orientation du flux statorique selon l'axe directe et en négligeant la résistance statorique, ce qui nous permet d'avoir un modèle de commande des puissances découplé. Qu'on va appliquer les lois de commandes non linéaire pa mode glissant, backstepping, backstepping avec action integral et combinaison de la commande backstepping au réglage par mode glissant. Dans cette partie de chapitre, nous allons rapprocher plus du modèle non linéaire avec son caractère couplé et par conséquent sans l'utilisation de la commande vectorielle des flux statoriques et sans négliger la résistance statoriques ainsi nous utilisons une modélisation non linéaire dans le repère de Park (d, q) plus fine et plus proche de la machine réel.

A partir du modèle non linéaire, voici l'expression des puissances active et réactive statoriques :

$$\begin{cases} P_s = v_{sd} \cdot i_{sd} + v_{sq} \cdot i_{sq} \\ Q_s = v_{sq} \cdot i_{sd} - v_{sd} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.119})$$

Dérivées des puissances active et réactive statoriques :

$$\begin{cases} \dot{P}_s = v_{sd} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + v_{sq} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} \\ \dot{Q}_s = v_{sq} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - v_{sd} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.120})$$

On remplaçons l'expression de la dérivée des courants statorique i_{sd} et i_{sq} du système (II.32) représentant le modèle d'état de la MADA, l'expression précédent devient :

$$\begin{cases} \dot{P}_s = -a_1 \cdot P_s - (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot Q_s + b_1 \cdot (v_{sd}^2 + v_{sq}^2) - b_3 (v_{sd} \cdot v_{rd} + v_{sq} \cdot v_{rq}) \\ \quad + (a_3 \cdot v_{sd} - a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq}) i_{rd} + (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rq} \\ \dot{Q}_s = (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot P_s - a_1 \cdot Q_s + b_3 \cdot (v_{sd} \cdot v_{rq} - v_{sq} \cdot v_{rd}) \\ \quad + (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rd} + (a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq} - a_3 \cdot v_{sd}) i_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.121})$$

Nous obtenons l'expressions de la dérivée des puissances statoriques active et réactive présentent un modèle mathématique multivariable, non linéaire, avec un couplage entre les grandeurs de commande.

III.6.2 Application de la méthode backstepping à la commande des puissances de la MADA :

Etape 1 : commande de la puissance active

L'erreur de poursuite de la puissance active est :

$$e_1 = P_s^* - P_s \quad (\text{III.122})$$

On considère la fonction choisi de Lyapunov suivante :

$$V(e_1) = \frac{1}{2} \cdot e_1^2 \quad (\text{III.123})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \cdot \dot{e}_1 \quad (\text{III.124})$$

avec

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s \quad (\text{III.125})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée de puissance active P_s (III.121) dans la dernière équation, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 = \dot{P}_s^* + a_1 \cdot P_s + (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot Q_s - b_1 \cdot (v_{sd}^2 + v_{sq}^2) + b_3 (v_{sd} \cdot v_{rd} + v_{sq} \cdot v_{rq}) \\ - (a_3 \cdot v_{sd} - a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq}) i_{rd} - (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rq} \end{aligned} \quad (\text{III.126})$$

En remplaçant la dernière équation dans (III.124), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1) = e_1 (\dot{P}_s^* + a_1 \cdot P_s + (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot Q_s - b_1 \cdot (v_{sd}^2 + v_{sq}^2) + b_3 (v_{sd} \cdot v_{rd} + v_{sq} \cdot v_{rq}) \\ - (a_3 \cdot v_{sd} - a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq}) i_{rd} - (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rq}) \end{aligned} \quad (\text{III.127})$$

On tire l'expression de la commande stabilisante backstepping comme suit :

$$\begin{aligned} b_3 (v_{sd} \cdot v_{rd} + v_{sq} \cdot v_{rq}) = \dot{P}_s^* - a_1 \cdot P_s - (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot Q_s + b_1 \cdot (v_{sd}^2 + v_{sq}^2) + (a_3 \cdot v_{sd} - a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq}) i_{rd} \\ + (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rq} - k_1 \cdot e_1 \end{aligned} \quad (\text{III.128})$$

Pour assurer la convergence de la fonction candidate de Lyapunov, on remplaçant l'expression (III.128) dans (III.127) :

$$\dot{V}(e_1) = -k_1 \cdot e_1^2 \quad (\text{III.129})$$

avec k_1 constante positive. Il faut trouver une autre relation pour avoir un système d'équations qui permet la détermination de l'expression des deux grandeurs de commande.

Etape 2 : commande de la puissance réactive

L'erreur de poursuite de la puissance réactive est :

$$e_2 = Q_s^* - Q_s \quad (\text{III.130})$$

La fonction candidate de Lyapunov augmentée est donné par l'expression :

$$V(e_1, e_2) = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (\text{III.131})$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = e_1 \cdot \dot{e}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 \quad (\text{III.132})$$

avec

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s \quad (\text{III.133})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée de puissance réactive Q_s (III.121) dans la dernière équation, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 = \dot{Q}_s^* - (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot P_s + a_1 \cdot Q_s - b_3 \cdot (v_{sd} \cdot v_{rq} - v_{sq} \cdot v_{rd}) - (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rd} \\ - (a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq} - a_3 \cdot v_{sd}) i_{rq} \end{aligned} \quad (\text{III.134})$$

En remplaçant la dernière expression dans (III.132), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot (\dot{Q}_s^* - (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot P_s + a_1 \cdot Q_s - b_3 \cdot (v_{sd} \cdot v_{rq} - v_{sq} \cdot v_{rd}) \\ - (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rd} - (a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq} - a_3 \cdot v_{sd}) i_{rq}) \end{aligned} \quad (\text{III.135})$$

L'expression de la commande stabilisante backstepping est donnée par :

$$\begin{aligned} b_3 \cdot (v_{sd} \cdot v_{rq} - v_{sq} \cdot v_{rd}) = \dot{Q}_s^* - (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot P_s + a_1 \cdot Q_s - (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rd} \\ - (a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq} - a_3 \cdot v_{sd}) i_{rq} - k_2 \cdot e_2 \end{aligned} \quad (\text{III.136})$$

Le remplacement de (III.136) dans l'équation (III.135), donne :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 \quad (\text{III.137})$$

avec k_2 constante positive

à partir de l'équation (III.136) on obtient la commande v_{rd} :

$$v_{rd} = \frac{v_{sd}}{v_{sq}} \cdot v_{rq} - \frac{1}{b_3 \cdot v_{sq}} (\dot{Q}_s^* - (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot P_s + a_1 \cdot Q_s - (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rd} - (a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq} - a_3 \cdot v_{sd}) i_{rq} + k_2 \cdot e_2) \quad (\text{III.138})$$

en remplaçant l'équation (III.138) dans (III.128) on obtient la commande v_{rq} :

$$v_{rq} = \frac{v_{sd}}{b_3 \cdot (v_{sd}^2 + v_{sq}^2)} \cdot (\dot{Q}_s^* - (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot P_s + a_1 \cdot Q_s - (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rd} - (a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq} - a_3 \cdot v_{sd}) i_{rq} + k_2 \cdot e_2) + \frac{v_{sq}}{b_3 \cdot (v_{sd}^2 + v_{sq}^2)} (-\dot{P}_s^* - a_1 \cdot P_s - (\omega_s + a \cdot \omega) \cdot Q_s + b_1 \cdot (v_{sd}^2 + v_{sq}^2) + (a_3 \cdot v_{sd} - a_5 \cdot \omega \cdot v_{sq}) i_{rd} + (a_3 \cdot v_{sq} + a_5 \cdot \omega \cdot v_{sd}) i_{rq} - k_1 \cdot e_1) \quad (\text{III.139})$$

Nous avons ainsi obtenue l'expression des commandes que nous allons appliquer aux système de conversion d'énergie éolienne.

III.6.3 Structure de la commande des puissances

Le schéma bloc de la commande des puissances de la machine asynchrone à double alimentation par la méthode backstepping appliqué au convertisseur côté machine est représenté sur la figure III.20 :

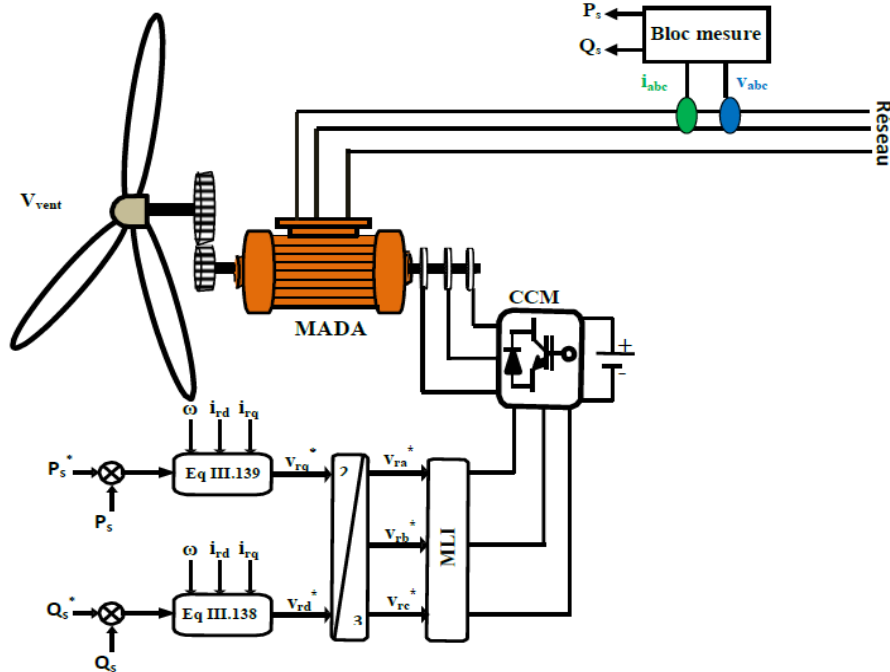


FIGURE III.20 – Schéma de commande du convertisseur côté machine par la méthode backstepping

III.6.4 Résultats de simulation de la commande des puissances

Les conditions de simulations, sont identiques à celle retenues dans le chapitre précédent [choix des profils sont identiques] et les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation sont citées dans l'annexe A.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés respectivement sur les figures :

- la figure III.21 pour les essais de poursuite et de régulation ;
- la figure III.22 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des résistances ;
- la figure III.22 pour les essais de robustesse vis à vis des variations des inductances.

III.6.5 Interprétations

Pour évaluer les performances de la commande des puissances munit de la commande non linéaire des puissances de la MADA sans l'utilisation de la commande vectorielle par la méthode du backstepping. Nous avons procédé à une série de simulations sous environnement MATLAB/Simulink/SimPowerSystem.

Pour le test de poursuite, les grandeurs commandées suivent bien leurs trajectoires de références, sans dépassement des puissances active et réactive et sans erreurs statiques en régime permanent. Au démarrage, l'appelle du courant triphasé statorique est moindre et de forme sinusoïdale en régime permanent. La fréquence des courants rotoriques vaut 1,75 Hz grâce à un bon choix de la stratégie de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur. Le couple électromagnétique et la puissance active, étant proportionnelles, sont de même allure à vitesse constante.

Pour le test de régulation, on observe une très bonne sensibilité aux perturbations externes dues aux variations brusques de vitesse de 1450 tr/min à 1350 tr/min, les puissances active et réactive ne sont pas affectées. Les courants triphasés statoriques sont sinusoïdaux. La fréquence des courants rotoriques pour une vitesse imposée de 1350 tr/min, à partir de l'instant $t=2$ s, se stabilise à 5 Hz. Le couple électromagnétique et la puissance active délivrée ne sont pas affectées. Pour les tests de robustesses, la variation de +40% des résistances (R_s, R_r) et -20% des inductances (L_s, L_r) n'ont que très peu d'influence sur le temps de réponse et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoires.

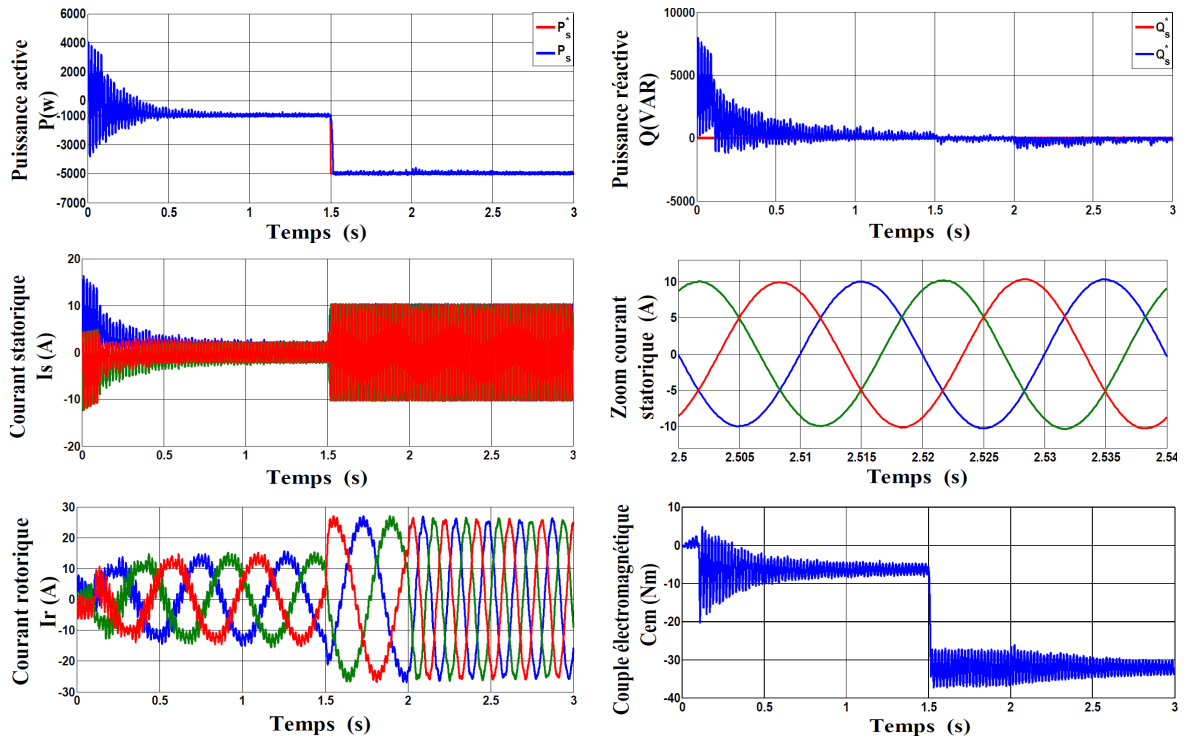


FIGURE III.21 – Tests de poursuite et de régulation

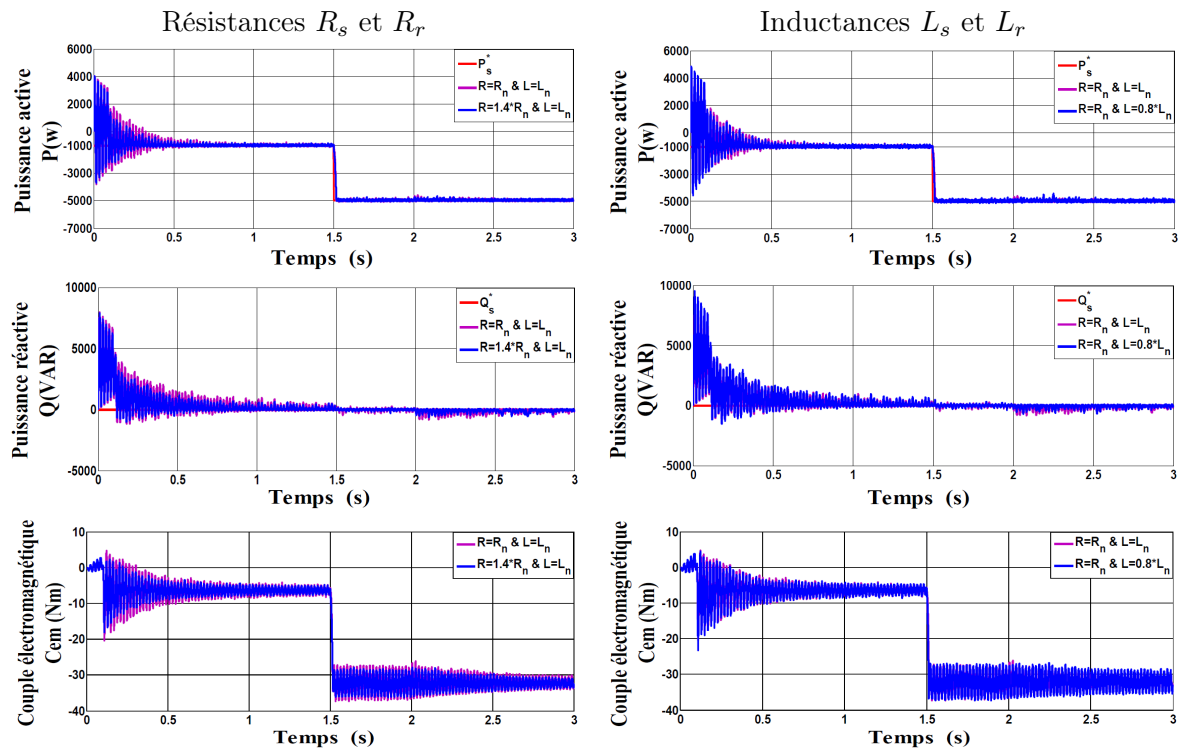


FIGURE III.22 – Tests de robustesse

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dimensionné et évalué les performances des différents lois de commande non linéaire des puissances active et réactive statoriques au niveau de la machine en poursuite, en régulation et en robustesse face à des variations paramétriques des résistances et des inductances.

Les résultats obtenus avec les techniques de commande proposées par mode glissant, méthode backstepping, méthode backstepping avec action intégrale et combinaison entre la méthode backstepping au réglage par mode glissant, montrent des performances équivalentes, très satisfaisantes et une très bonne robustesse face à des variations paramétriques pour la partie électrique de la génératrice.

Les résultats exposés confirment la faisabilité de l'approche proposée. En plus ces résultats sont équivalents à ceux obtenus avec l'utilisation de la commande vectorielle et en négligeant la résistance statorique. Ca confirme que les hypothèses précédent n'affecte pas les performances de la commande des puissances de la MADA.

L'objectif du prochain chapitre, pour s'approcher du modèle réel nous allons reprendre les mêmes essais dans le chapitre suivant en insérant la partie mécanique de notre système éolien.

Chapitre IV

Modélisation et commande d'une turbine éolienne

SOMMAIRE

IV.1 INTRODUCTION	102
IV.2 CONVERSION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE	102
IV.2.1 Modélisation du vent	102
IV.2.2 Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique	103
IV.2.3 Théorie de Betz	104
IV.3 MODÉLISATION DU SYSTÈME DE CONVERSION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE	105
IV.3.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine	105
IV.3.2 Modèle de la turbine	106
IV.3.3 Modèle du multiplicateur	107
IV.3.4 Equation dynamique de l'arbre de transmission	108
IV.4 STRATÉGIE DE LA COMMANDE D'UNE ÉOLIENNE À VITESSE VARIABLE	108
IV.4.1 Principe de MPPT	108
IV.4.2 Fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable	109
IV.5 RÉGULATION MÉCANIQUE DE LA PUISSANCE D'UNE ÉOLIENNE	111
IV.5.1 Système d'orientation des pales (Pitch Control)	111
IV.5.2 Système à décrochage aérodynamique (Stall Control)	111
IV.6 TECHNIQUE D'EXTRACTION DU MAXIMUM DE PUISSANCE	112
IV.6.1 Commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique	112
IV.6.2 Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique	114
IV.7 SYNTHÈSE DES DIFFÉRENTS RÉGULATEURS DE VITESSE	115
IV.7.1 Régulateur PI	115
IV.7.2 Commande par mode glissant	117
IV.7.3 Commande par la méthode backstepping	118
IV.8 RÉSULTATS DE SIMULATIONS	119
IV.9 INTERPRÉTATIONS	122
IV.10 CONCLUSION	122

IV.1 Introduction

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. Dans ce chapitre, on s'intéresse essentiellement à la modélisation et la commande de la turbine éolienne. Dans la première partie, une étude aérodynamique de la turbine est présentée, en vue de connaître ces principaux paramètres de fonctionnement, à savoir les coefficients de puissance, de couple, et la limite de Betz.

Différentes stratégies de commande sont décrites dans le but de contrôler la puissance aérodynamique de la turbine, et limiter cette puissance lorsque la vitesse du vent devient trop élevée. Des modèles analytiques de la turbine éolienne seront réalisés et comparés en utilisant différentes méthodes d'extraction du maximum de puissance MPPT.

IV.2 Conversion de l'énergie éolienne

IV.2.1 Modélisation du 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 une simple loi exponentielle où bien utilisant des distributions spectrales et spatiales très complexes qui rendent compte de sa phénoménologie turbulente [99] :

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,
- développer et affiner la modélisation du rotor,
- évaluer le potentiel d'énergie utilisable,
- fournir une aide pour l'implantation des machines.

La définition du modèle du vent nécessite des données climatiques et géographiques du site concerné, ainsi que la période de l'an concernée par l'étude. Le modèle du vent est donné par une représentation en série de Fourier qui présente le vent comme un signal constitué par une superposition de plusieurs harmoniques. Il est donné par l'équation (IV.1) [99].

$$V_{vent}(t) = A + \sum_{k=1}^i a_k \sin(\omega_k t) \quad (\text{IV.1})$$

avec :

- A : la valeur moyenne de la vitesse du vent,
- a_k : amplitude de l'harmonique de l'ordre k ,
- ω_k : pulsation de l'harmonique de l'ordre k ,
- i : le rang du dernier harmonique retenu dans le calcul du profil du vent.

IV.2.2 Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique

La turbine éolienne est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. L'énergie cinétique d'une colonne d'air de masse volumique ρ , animée d'une vitesse V_{vent} , de longueur dx , de section S telle que représentée sur la figure IV.1 :

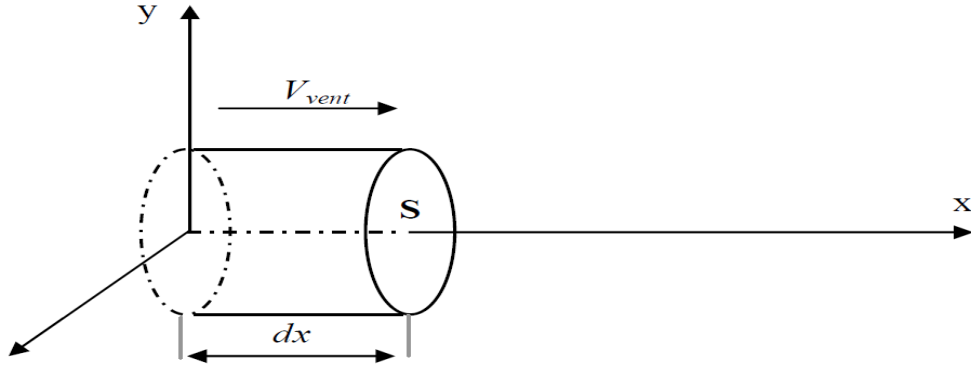


FIGURE IV.1 – Représentation d'une colonne d'air

L'énergie cinétique de cette colonne d'air de longueur dx est donc :

$$dE = \frac{1}{2} \cdot dm \cdot V_{vent}^2 \quad (IV.2)$$

avec

$dm = \rho \cdot S \cdot dl$, masse de cette colonne d'air

Or nous savons que : $V_{vent} = \frac{dl}{dt}$

D'où

$$dE = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V_{vent}^3 \cdot dt \quad (IV.3)$$

On en déduit ainsi l'expression de la puissance disponible :

$$P_{vent} = \frac{dE}{dt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V_{vent}^3 \quad (IV.4)$$

avec

- ρ : masse volumique de l'air [kg/m^3],
- V_{vent} : vitesse instantanée du vent [m/s],
- R : rayon de pale [m],
- E : énergie cinétique [J].

L'énergie du vent est l'énergie cinétique de l'air récupérable qui traverse une certaine surface ($S = \pi \cdot R^2$); la puissance est proportionnelle au cube de la vitesse du vent :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_{vent}^3 \quad (IV.5)$$

IV.2.3 Théorie de Betz

La théorie de Betz stipule qu'une éolienne ne pourra jamais convertir en énergie mécanique plus de $16/27$ (ou 59%) de l'énergie cinétique contenue dans le vent. Ce fut l'Allemand Albert Betz qui, en 1929, formula la loi de Betz pour la première fois [44], [94], [60]. Considérons le système de la figure IV.2 qui représente un tube de courant autour d'une éolienne à axe horizontal. V_1 représente la vitesse du vent en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval.

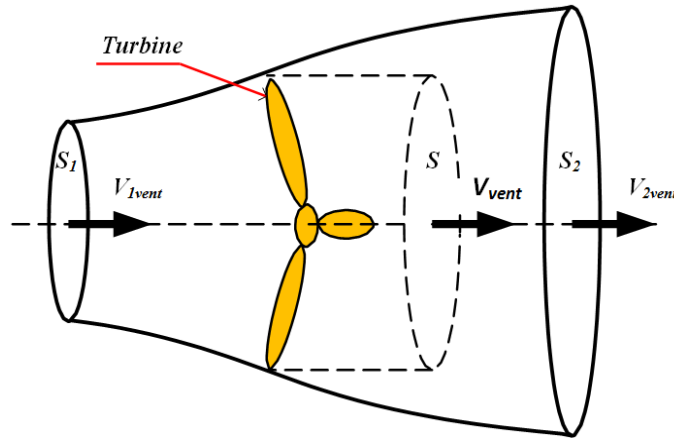


FIGURE IV.2 – Tube de courant autour d'une turbine éolienne

La masse d'air en mouvement traversant ce tube en une seconde est donnée par le produit de la densité d'air, la surface, et la vitesse moyenne [99], [94].

$$m_0 = \frac{\rho \cdot S \cdot (V_{1vent} - V_{2vent})}{2} \quad (\text{IV.6})$$

La puissance réelle extraite par le rotor des pales est la différence des puissances du vent en amont et en aval [99].

$$P_m = \frac{m_0 \cdot (V_{1vent}^2 - V_{2vent}^2)}{2} \quad (\text{IV.7})$$

Soit en remplaçant m_0 par son expression dans (IV.7) :

$$P_m = \frac{\rho \cdot S \cdot (V_{1vent}^2 + V_{2vent}^2) \cdot (V_{1vent} - V_{2vent})}{2} \quad (\text{IV.8})$$

La puissance totale théoriquement disponible sur la surface S est extraite sans diminution de vitesse de vent en mettant $V_{2vent} = 0$ dans l'expression (IV.8) :

$$P_{mt} = \frac{\rho \cdot S \cdot V_{1vent}^3}{2} \quad (\text{IV.9})$$

IV.3 Modélisation du système de conversion de l'énergie éolienne

Le système de conversion de l'énergie éolienne est un système complexe à cause de la multiplicité des domaines existants, à savoir, les domaines aérodynamique, mécanique et électrique. Et les facteurs déterminant la puissance mécanique, comme la vitesse du vent, la dimension et la forme de la turbine.

IV.3.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine

Les modèles les plus fréquemment rencontrés dans le cadre d'étude électromécanique sont relativement simples et obéissent aux hypothèses simplificatrices suivantes [95], [104], [16] :

- La vitesse du vent est supposée à répartition uniforme sur toutes les pales, ce qui permet de considérer l'ensemble des pales comme un seul et même système mécanique.
- Le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air (db) est très faible et peut être ignoré.
- Les pertes par frottement du rotor turbine sont considérées négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté génératrice.

La figure IV.3 montre la configuration du système étudié est composé d'une turbine éolienne entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse.

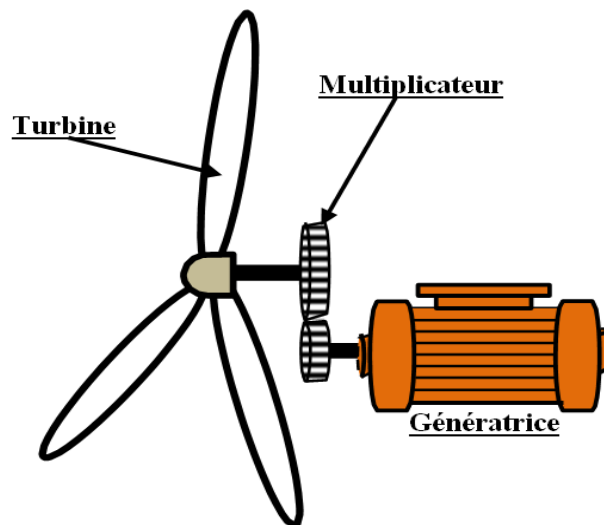


FIGURE IV.3 – Configuration d'un système de conversion de l'énergie éolienne

IV.3.2 Modèle de la turbine

IV.3.2-a Puissance mécanique de la turbine

La puissance cinétique du vent est donnée par la relation suivante :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_{vent}^3 \quad (IV.10)$$

La relation entre la vitesse du vent et la puissance aérodynamique extraite à partir du vent peut être décrite comme suit [32], [16] :

$$P_{aer} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot V_{vent}^3 \quad (IV.11)$$

avec

- P_{vent} : puissance du vent [W],
- P_{aer} : puissance aérodynamique de la turbine de vent [W],
- ρ : densité de l'air [kg/m^3],
- R : rayon de la turbine en mètre [m],
- C_p : coefficient de puissance,
- λ : vitesse relative,
- β : angle d'orientation des pales en degré [°],
- V_{vent} vitesse du vent en [m/s].

IV.3.2-b Coefficient de puissance

Le coefficient de puissance C_p représente l'efficacité aérodynamique de la turbine éolienne, il dépend de la caractéristique de la turbine. Ce coefficient est fonction du ratio de vitesse λ et de l'angle β d'orientation de la pale [16].

$$\begin{cases} C_p = c_1 - c_2 \cdot (\beta - c_3) \cdot \sin(A) - c_4(\lambda - c_5)(\beta - c_3) \\ A = \frac{\pi \cdot (\lambda + 0,1)}{14,8 - 0,3(\beta - 2)} \end{cases} \quad (IV.12)$$

où les valeurs des coefficients choisies de c_1 - c_5 dans cette thèse sont :

TABLE IV.1 – Les valeurs des coefficients

c_1	c_2	c_3	c_4	c_5
0,5	0,0167	3	0,00184	3

IV.3.2-c Vitesse relative

Afin de permettre une utilisation pratique du coefficient de puissance C_p , nous introduisons la variable λ appelée vitesse relative est donné par l'expression suivante :

$$\lambda = \frac{\Omega_{turb} \cdot R}{V_{vent}} \quad (IV.13)$$

La caractéristique du coefficient de puissance C_p en fonction de λ obtenue par l'équation (IV.12), est illustrée par la figure IV.4.

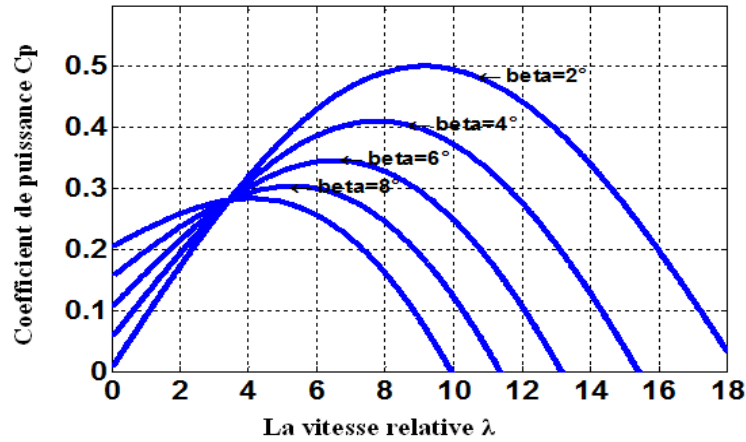


FIGURE IV.4 – La caractéristique du coefficient de puissance en fonction de λ

La figure IV.4 représente la fonction du coefficient de puissance C_p par rapport la vitesse relative λ pour différents angles de calage β . On peut remarquer que le coefficient de puissance passe par un maximum ($C_{pmax}=0.5$), pour un angle de calage $\beta=2^\circ$, une valeur de la vitesse relative λ dite optimale ($\lambda_{opt}=9.15$).

IV.3.2-d Couple mécanique de la turbine

A partir de l'expression de la puissance produite par la turbine et connaissant la vitesse de rotation de la turbine, le couple mécanique s'exprime comme suit :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_{turb}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot V_{vent}^3 \cdot \frac{1}{\Omega_{turb}} \quad (IV.14)$$

IV.3.3 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur transforme la vitesse mécanique de la turbine en vitesse de la génératrice et le couple aérodynamique en couple d'entraînement de la génératrice selon les formules mathématiques suivantes :

$$G = \frac{\Omega}{\Omega_{turb}} \quad (IV.15)$$

$$G = \frac{C_{turb}}{C_m} \quad (IV.16)$$

avec

- G : rapport du multiplicateur,
- C_{aer} : couple aérodynamique de la turbine [Nm],
- Ω_{turb} : vitesse de la turbine [rad/s],
- Ω : vitesse de la génératrice [rad/s],
- C_m : couple de la génératrice [Nm].

IV.3.4 Equation dynamique de l'arbre de transmission

L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique exercé sur l'arbre du rotor de l'éolienne C_m et le couple électromagnétique C_{em} :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_{em} - B \cdot \Omega \quad (IV.17)$$

L'inertie totale J est constituée de l'inertie de la turbine ramenée sur l'axe rapide, et l'inertie de la génératrice J_{mc} [16].

$$J = \frac{J_{turb}}{G} + J_m \quad (IV.18)$$

avec

- C_{em} : couple électromagnétique [Nm],
- J_{turb} : inertie de la turbine [$kg.m^2$],
- J_m : inertie de la génératrice [$kg.m^2$].

A partir des équations précédentes le schéma bloc correspondant à cette modélisation de la turbine est donné par la figure IV.5.

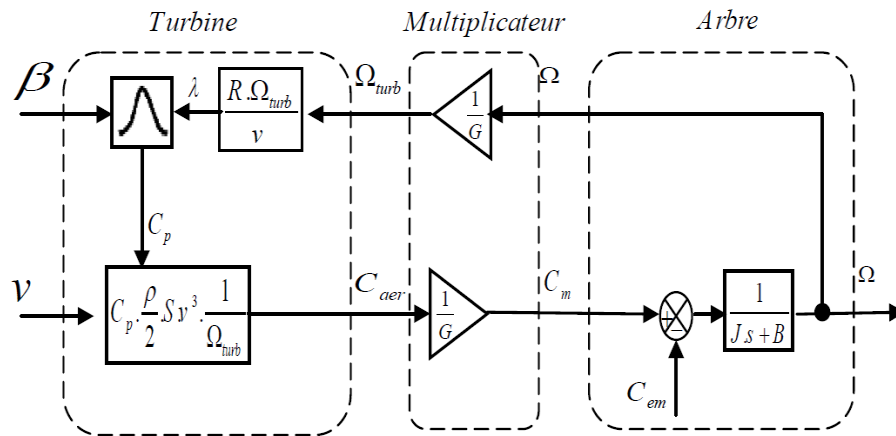


FIGURE IV.5 – Schéma bloc du modèle du convertisseur éolien

IV.4 Stratégie de la commande d'une éolienne à vitesse variable

IV.4.1 Principe de MPPT

Le principe de la stratégie MPPT *Maximum Power Point Tracking* consiste, pour un angle de pale donné, à ajuster, en fonction de la vitesse du vent V_{vent} , la vitesse de rotation de la turbine éolienne à une valeur de référence Ω_{tub}^* pour maintenir une vitesse relative optimale et donc un coefficient de puissance maximal C_{pmax} .

Nous pouvons donc réécrire l'équation (IV.13) de la façon suivante :

$$\Omega_{turbopt} = \frac{V_{vent} \cdot \lambda_{opt}}{R} \quad (IV.19)$$

C'est l'action sur le couple électromagnétique (et donc sur la puissance convertie par la génératrice) qui va permettre d'obtenir Ω_{tub}^* et ainsi maximiser la puissance extraite avec le maintien de C_{pmax} .

IV.4.2 Fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

Les différentes phases de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable sont illustrées sur la figure IV.6.

- Zone 1 : Correspond aux vitesses très faibles du vent insuffisantes pour entraîner l'éolienne et produire de la puissance.
- Zone 2 : MPPT : Dans cette zone, l'angle de calage est maintenu constant, et c'est le contrôle du couple électromagnétique de la génératrice qui va être mis en œuvre [27] afin de capter le maximum de puissance pour chaque vitesse de vent (principe de MPPT). Dans cette zone, la courbe de puissance de la génératrice (qui est fonction de la vitesse du vent au cube équation (IV.12)) suit une progression rapide.
- Zone 3 : Ici la vitesse de la génératrice est maintenue constante à son maximum par opposition d'un couple moteur approprié. L'augmentation de la vitesse de vent va donc s'accompagner d'une décroissance du coefficient C_p et d'une augmentation moins rapide de la puissance récupérée. Lorsque la puissance maximum de la génératrice est atteinte, l'angle des pales (pitch) est modifié (exemple : Passage de β_1 à β_2) afin de dégrader encore plus le coefficient C_p .
- Zone4 : Dans cette zone, lorsque la vitesse de vent devient trop élevée (V_M), un dispositif d'urgence permet d'arrêter l'éolienne (production d'énergie électrique nulle) et de la mettre en sécurité pour éviter tout dégât.

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, le système d'orientation des pales (*Pitch Control*) et système à décrochage aérodynamique (*Stall Control*).

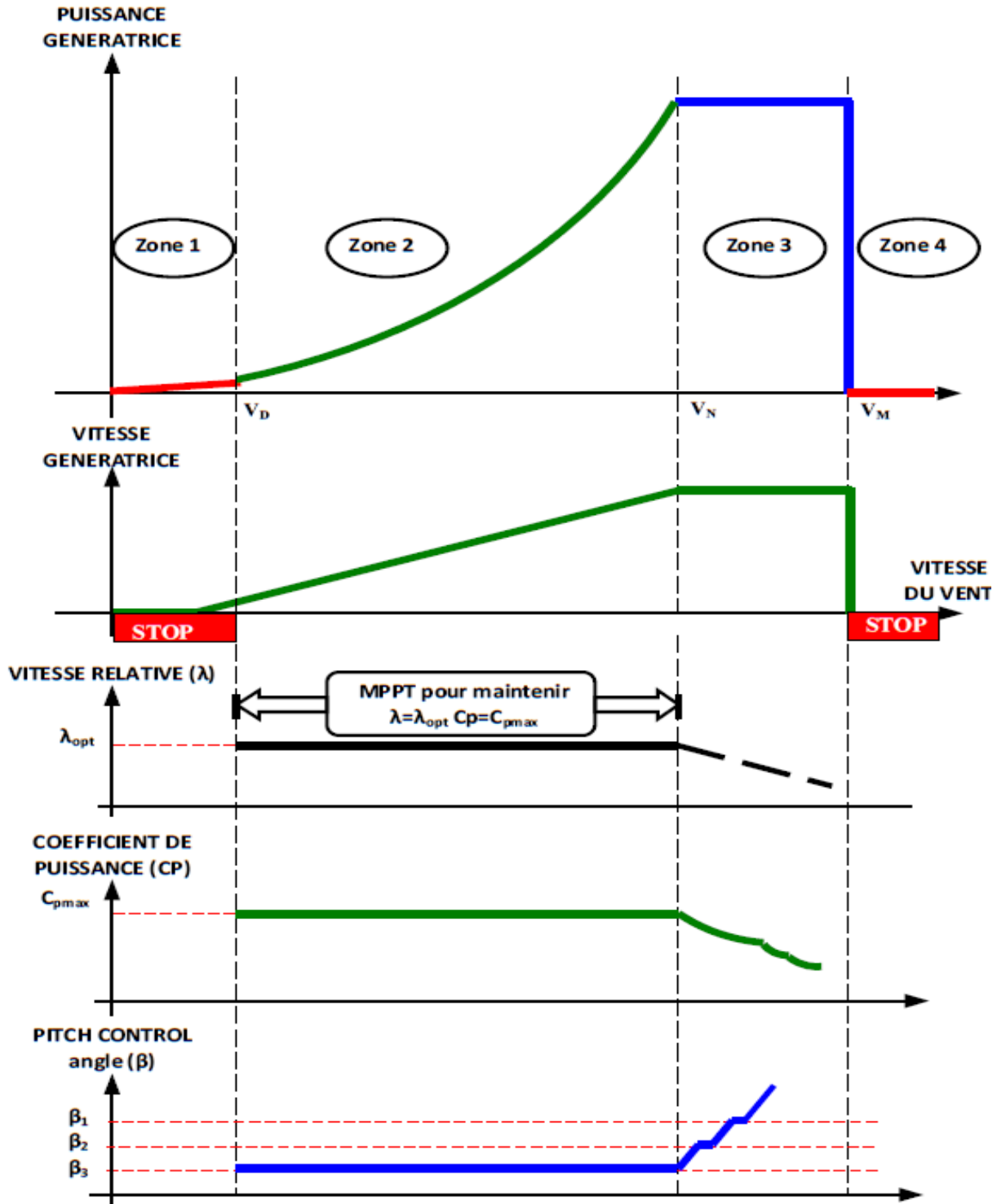


FIGURE IV.6 – Zone de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

Dans ce qui suit, nous nous sommes intéressés à la zone 2, où la maximisation de l'énergie électrique extraite est appliquée.

IV.5 Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne

IV.5.1 Système d'orientation des pales (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 [5].

IV.5.2 Système à décrochage aérodynamique (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. 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 minime des pales nécessitant des moyens de réglage plus économiques et plus robustes que dans le cas du système de Pitch Control [5].

IV.6 Technique d'extraction du maximum de puissance

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

A travers l'étude bibliographique nous avons distingué deux familles de structures de commande pour la maximisation de la puissance extraite :

- La commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.
- La commande MPPT par asservissement de la vitesse mécanique.

IV.6.1 Commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique

Il est difficile de mesurer précisément la vitesse du vent qui est de nature très fluctuante. Ceci pour deux raisons [16] :

- L'anémomètre est situé derrière le rotor de la turbine, ce qui rend la mesure de la vitesse du vent erroné.
- Ensuite, le diamètre de la surface balayée par les pales étant important (typiquement 70 m pour une éolienne de 1,5 MW), une variation sensible du vent apparaît selon la hauteur où se trouve l'anémomètre. L'utilisation d'un seul anémomètre conduit donc à n'utiliser qu'une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est donc pas suffisamment représentative de sa valeur moyenne apparaissant sur l'ensemble des pales.

Une fausse mesure de la vitesse conduit donc à imposer une consigne non adaptée, d'où une dégradation de la puissance captée.

Pour établir cette structure de commande MPPT sans asservissement de la vitesse, il est nécessaire d'émettre l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent (le système est supposé être dans un régime permanent). Dans ce cas, à partir de l'équation dynamique de la turbine, on obtient l'équation statique décrivant le régime permanent de la turbine [16], [57] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{mec} = 0 = C_m - C_{em} - C_{visq} \quad (IV.20)$$

Si on néglige l'effet du couple visqueux. ($C_{visq} = B.\Omega$) on obtient :

$$C_{em} = C_m \quad (IV.21)$$

Le couple électromagnétique est déterminé à partir d'une estimation du couple aérogénérateur.

$$C_{em}^* = \frac{C_{aer_{estim}}}{G} \quad (IV.22)$$

Le couple aérogénérateur est lui même estimé en fonction de la vitesse du vent et la vitesse de la turbine :

$$C_{aer_{estim}} = \frac{P_{aer}}{\Omega_{turb}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot V_{vent_{estim}}^3 \cdot \frac{1}{\Omega_{turb_{estim}}} \quad (IV.23)$$

Une estimation de la vitesse de la turbine est calculée à partir de la vitesse mécanique :

$$\Omega_{turb_{estim}} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (IV.24)$$

L'estimation de la vitesse du vent est alors exprimée par :

$$V_{vent_{estim}} = \frac{\Omega_{turb_{estim}} \cdot R}{\lambda} \quad (IV.25)$$

A partir de ces relations on a :

$$C_{em}^* = \frac{C_p \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^5 \cdot \Omega_{mec}^3}{2 \cdot G^3 \cdot \lambda^3} \quad (IV.26)$$

Pour extraire le maximum de puissance générée ; Il faut fixer le ratio de vitesse à λ_{opt} qui correspond au maximum du coefficient de puissance C_{pmax} .

Le couple électromagnétique estimé doit alors être régler à la valeur suivante :

$$C_{em}^* = \frac{C_{pmax} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^5 \cdot \Omega_{mec}^3}{2 \cdot G^3 \cdot \lambda_{opt}^3} \quad (IV.27)$$

La représentation sous forme de schéma bloc du dispositif de commande, est illustrée dans la figure IV.7 :

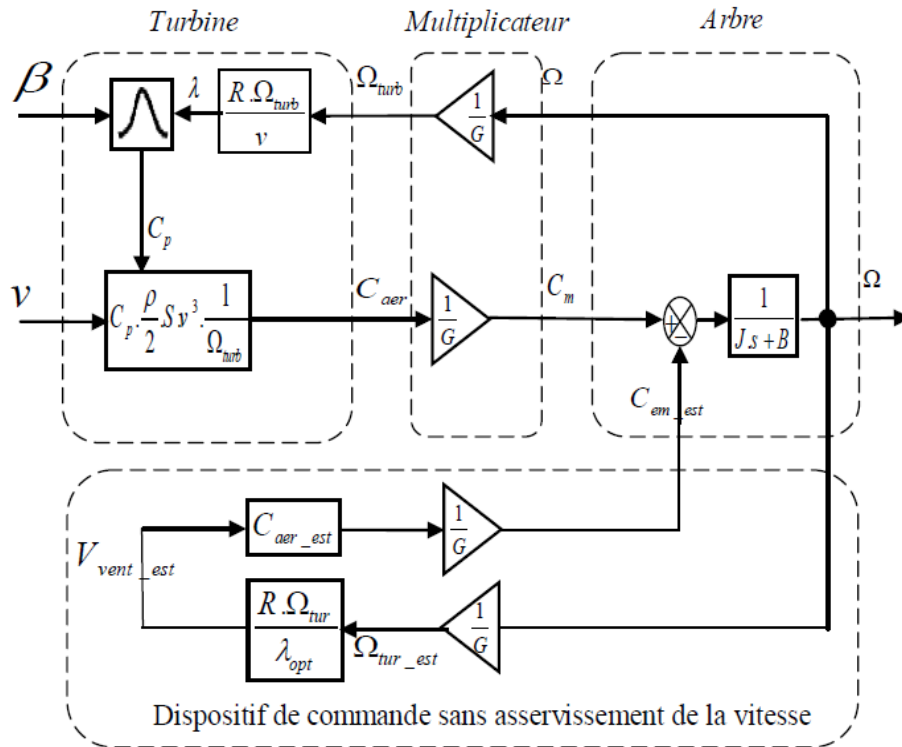


FIGURE IV.7 – Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite sans asservissement de vitesse

IV.6.2 Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique

Les fluctuations du vent constituent la perturbation principale de la chaîne de conversion éolienne et créent donc des variations de puissance.

On suppose que la génératrice et son variateur sont idéaux :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_m - C_{em} - C_{visq}) \quad (\text{IV.28})$$

La stratégie de commande consiste à régler le couple apparaissant sur l'arbre de la turbine, de manière à le fixer à sa vitesse de référence. Pour réaliser ceci, on utilise un asservissement de vitesse.

Cet asservissement consiste à déterminer la vitesse de la turbine, qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée.

D'après la relation (V.24) qui lie la vitesse de la turbine à la vitesse du vent permettant d'avoir un C_p maximum, nous pouvons déterminer une structure ayant pour consigne une vitesse mécanique de référence établie à partir de la vitesse du vent.

Dans ce travail, trois types d'asservissement sont envisagées pour égaler la vitesse mécanique à la consigne qui est fonction de la vitesse du vent.

- une régulation basée sur une loi linéaire de type PI,
- une régulation basée sur la technique non linéaire par mode glissant,
- une régulation basée sur la technique non linéaire par la méthode backstepping.

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em}^* = \text{Reg}(\Omega_{mec}^* - \Omega_{mec}) \quad (\text{IV.29})$$

La référence de la vitesse de la turbine correspond à celle correspondante à la valeur optimale du ratio de vitesse λ_{opt} (on fixe l'angle de calage $\beta=2^\circ$).

avec

- Reg : régulateur de vitesse,
- Ω_{mec}^* : vitesse mécanique de référence.

Cette vitesse mécanique de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer ($\Omega_{turb-ref}$) pour maximiser la puissance extraite.

En prenant en compte le gain du multiplicateur, on a donc :

$$\Omega_{mec}^* = G \cdot \Omega_{turb}^* \quad (\text{IV.30})$$

$$\Omega_{tub}^* = \frac{\lambda_{opt} \cdot V_{vent}}{R} \quad (\text{IV.31})$$

La figure IV.8 représente le schéma bloc de cette maximisation :

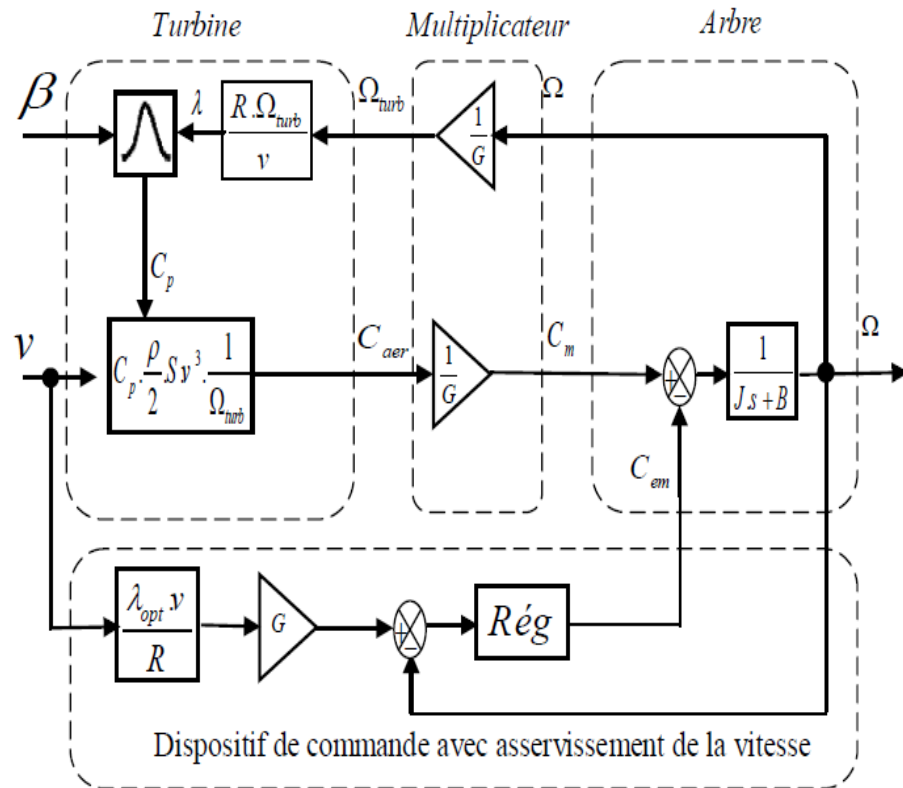


FIGURE IV.8 – Schéma bloc de la maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse mécanique

IV.7 Synthèse des différents régulateurs de vitesse

IV.7.1 Régulateur PI

La boucle de régulation de vitesse sera définie par les paramètres (k_{pw}, k_{iw}) . On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la fonction transfert liant la vitesse aux couples (électromagnétique et mécanique) (IV.17) :

$$\frac{\Omega}{C_{em} - C_m} = \frac{1}{J.s + B} \quad (IV.32)$$

La figure IV.9 montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse :

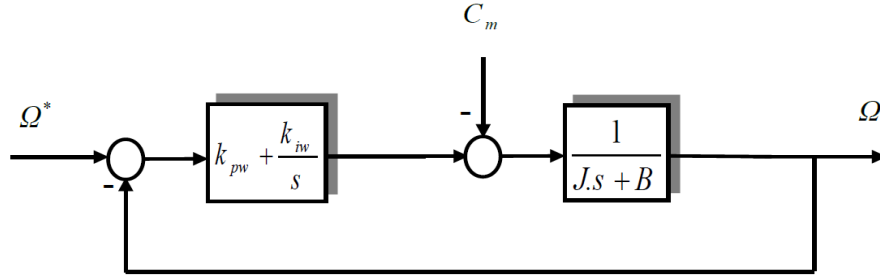


FIGURE IV.9 – Boucle de régulation de la vitesse de rotation par un régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{BO} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{k_{pw} \cdot s + k_{iw}}{J \cdot s^2 + B \cdot s} \quad (\text{IV.33})$$

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert du deuxième ordre :

$$G_{BF} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{k_{pw} \cdot s + k_{iw}}{J}}{s^2 + \frac{k_{pw} + B}{J} \cdot s + \frac{k_{iw}}{J}} \quad (\text{IV.34})$$

dont la forme canonique est de la forme :

$$G(s) = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{IV.35})$$

où ξ représente le coefficient d'amortissement et ω_n la pulsation propre.

L'identification terme à terme permet d'écrire :

$$\begin{cases} 2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \frac{k_{pw} + B}{J} \\ \omega_n^2 = \frac{k_{iw}}{J} \end{cases} \quad (\text{IV.36})$$

Finalement, les relations suivantes donnent les expressions des paramètres k_{pw} et k_{iw} :

$$\begin{cases} k_{pw} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot J - B \\ k_{iw} = J \cdot \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

Pour optimiser les performances dynamiques et la stabilité du système, on opte pour un coefficient d'amortissement en boucle fermée ξ de valeur égale à 0,7.

IV.7.2 Commande par mode glissant

Pour concevoir une commande par mode glissant de la vitesse, nous considérons le système d'équations (IV.17) :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_m - C_{em} - B\omega) \quad (\text{IV.38})$$

Le degré relatif de la surface est égal à un pour pouvoir apparaître la commande C_{em}^* dans sa dérivée de la vitesse ($r=1$).

La surface de glissement est définie par :

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (\text{IV.39})$$

On considère la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V(S(\Omega)) = \frac{1}{2}.S(\Omega)^2 \quad (\text{IV.40})$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov :

$$\dot{V}(S(\Omega)) = S(\Omega).\dot{S}(\Omega) \quad (\text{IV.41})$$

avec

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (\text{IV.42})$$

En remplaçant (IV.38) dans la dernière équation (IV.42) on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* + \frac{1}{J}(C_{em} + B\omega - C_m) \quad (\text{IV.43})$$

En remplaçant l'expression de C_{em} par les commandes équivalente et discrète ($C_{emeq} + C_{emn}$) dans l'équation précédente, on trouve :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* + \frac{1}{J}((C_{emeq} + C_{emn}) + B\omega - C_m) \quad (\text{IV.44})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent on a : $S(\Omega) = 0$, $\dot{S}(\Omega) = 0$ et $C_{emn} = 0$, d'où nous tirons l'expression de la commande équivalente C_{emeq} :

$$C_{emeq} = -J.\dot{\Omega}^* - B\omega + C_m \quad (\text{IV.45})$$

En remplaçant l'expression (IV.45) dans (IV.44) on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \frac{1}{J}(C_{emn}) \quad (\text{IV.46})$$

Pour assurer la convergence de la fonction de Lyapunov, nous devons poser :

$$C_{emn} = -K.sign(S(\Omega)) \quad (\text{IV.47})$$

avec K constante positive.

IV.7.3 Commande par la méthode backstepping

Pour concevoir une commande par backstepping de la vitesse, nous considérons le système d'équations (IV.17) :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_m - C_{em} - B\omega) \quad (\text{IV.48})$$

Définir l'erreur de suivi de consigne :

$$e(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (\text{IV.49})$$

Ω^* : vitesse de référence.

On considère la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V(e) = \frac{1}{2}.e(\Omega)^2 \quad (\text{IV.50})$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov :

$$\dot{V}(e) = e(\Omega). \dot{e}(\Omega) \quad (\text{IV.51})$$

avec

$$\dot{e}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (\text{IV.52})$$

En remplaçant (IV.48) dans l'équation la dernière équation, on obtient :

$$\dot{e}(\Omega) = \dot{\Omega}^* + \frac{1}{J}(C_{em} + B\omega - C_m) \quad (\text{IV.53})$$

En remplaçant (IV.53) dans l'équation (IV.51) on obtient :

$$\dot{V}(e) = e(\Omega).(\dot{\Omega}^* + \frac{1}{J}(C_{em} + B\omega - C_m)) \quad (\text{IV.54})$$

La commande stabilisante du backstepping est définie comme suit :

$$C_{em} = -J.\dot{\Omega}^* - B\omega + C_m - k_1.e(\Omega) \quad (\text{IV.55})$$

avec k_1 constante positive.

Pour assurer la convergence de la fonction candidate de Lyapunov, en remplaçant l'expression (IV.55) dans (IV.54) on obtient :

$$\dot{V}(e) = e(\Omega). \dot{e}(\Omega) = -k_1.e(\Omega)^2 < 0 \quad (\text{IV.56})$$

L'équation (IV.56) est négative.

IV.8 Résultats de Simulations

Le modèle du profil du vent utilisé dans notre étude est donné par la relation :

$$V_{vent} = 7,5 + 0,2\sin(0,1047t) + 2\sin(0,2665t) + \sin(1,2930t) + 0,2\sin(3,6645t) \quad (\text{IV.57})$$

Les deux structures de commande ont été simulées en considérant un profil de vent moyen autour de (7,5 m/s). Nous montrons les résultats obtenus pour les différentes stratégies de commande utilisées. L'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale, c'est-à-dire $\beta=2^\circ$. Pour extraire le maximum de la puissance générée, il faut fixer le ratio de vitesse à la valeur $\lambda_{opt}=9.15$, ce qui correspond au maximum du coefficient de puissance $C_{pmax}=0.5$ quelque soit la vitesse du vent.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour une turbine éolienne, un multiplicateur et l'arbre de la génératrice, pour extraire le maximum de puissance MPPT avec les deux techniques de commande proposée, la première sans asservissement de la vitesse mécanique et l'autre avec asservissement de la vitesse mécanique par les régulateurs suivants :

- proportionnel et intégral (PI).
- mode glissant.
- méthode backstepping.

- la figure IV.11, commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.
- la figure IV.12, commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.

Enfin, les conditions de simulations et les paramètres de la turbine éolienne sont citées dans l'annexe A ; les modèles sous forme de schéma blocs implantés sous l'environnement MATLAB/Simulink et relatifs à ce chapitre sont illustrés dans l'annexe C.

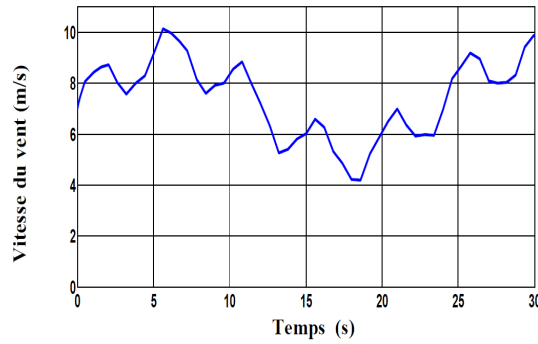


FIGURE IV.10 – Profil du vent

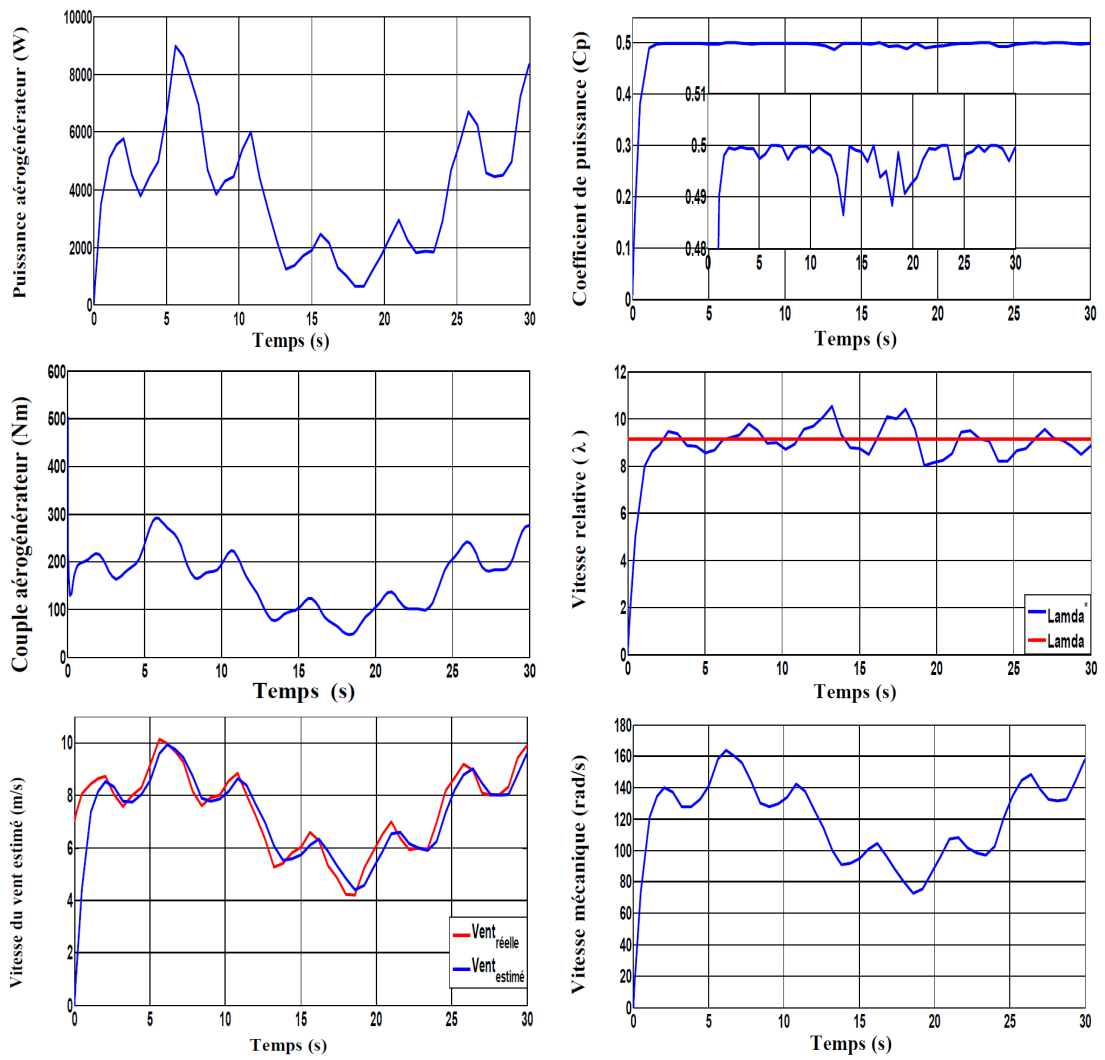


FIGURE IV.11 – Résultat de simulation de la turbine sans asservissement de la vitesse

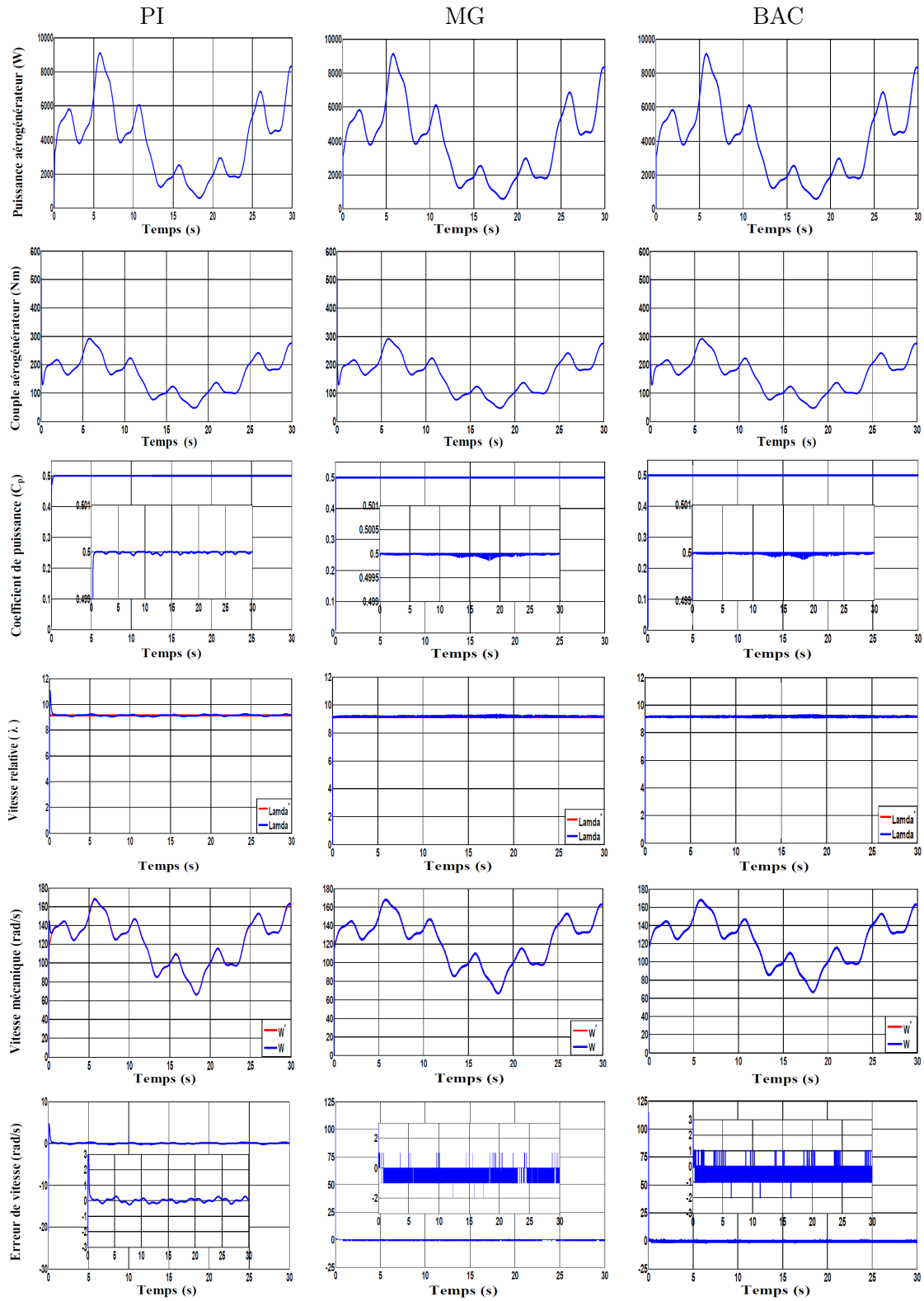


FIGURE IV.12 – Résultat de simulation de la turbine avec asservissement de la vitesse

IV.9 Interprétations

Ces deux structures de commandes ont été simulé en considérant un profil de vent en moyenne autour de 7,5 m/s, comme le montre la figure IV.10.

Au regard des résultats pour les deux stratégies de commande de vitesse proposées, on observe que la puissance et le couple aérodynamique varient proportionnellement avec la variation du profil du vent.

Pour les différents résultats sans asservissement de la vitesse mécanique, on note que la vitesse relative λ et coefficient de puissance C_p suivent leurs références, avec un temps de réponse important au démarrage et une erreur statique non nulle en régime permanent. Ceci à pour cause l'absence de régulation de la vitesse de la turbine.

Pour ce qui concerne le coefficient de puissance C_p , pour les trois stratégies de commande étudiées (PI, mode glissant et la méthode backstepping), ce coefficient prend une valeur maximale de 0,5 pour un angle de calage $\beta=2^\circ$. Le maximum de puissance est obtenue sans dépassement, cependant on peut remarquer que la consigne est suivie de manière identique en régimes transitoire et permanent, malgré de légères fluctuations. D'autre part, les réponses du système mettent en évidence un léger dépassement pour la vitesse relative λ et la vitesse mécanique au démarrage pour le contrôle avec le régulateur PI, alors que pour les deux autres stratégies le suivi de trajectoire ce fait sans aucun dépassement.

IV.10 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation de la turbine éolienne et les techniques de commande d'extraction du maximum de puissance ont été présentée. Nous avons décrit en premier lieu les différentes zones de fonctionnement d'une éolienne, avec une attention particulière à la zone 2, pour laquelle la maximisation de l'énergie extraite du vent est effectuée. Cette opération est réalisée par deux commandes sans et avec asservissement de vitesse. L'asservissement de vitesse est réalisé par trois lois de commande ont été présentées (PI, mode glissant et méthode backstepping). L'observation des différents résultats obtenus montrent un bon comportement du système pour la loi proportionnelle et intégrale, tout fois les stratégies par mode glissant et par la méthode du backstepping présentent de meilleures performances dynamiques. A la fin de ce chapitre, on s'est intéressé à l'intégration du système de conversion d'énergie éolienne (turbine, multiplicateur et machine asynchrone à double alimentation) au réseau électrique.

Après la validation de ces stratégies de commande, la commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique sera adoptée dans les chapitres suivants de la présente thèse.

Chapitre V

Intégration du système de conversion éolien au réseau électrique

SOMMAIRE

V.1 INTRODUCTION	124
V.2 ASSOCIATION L'ENSEMBLE : PARTIE MÉCANIQUE -MADA ET CONVERTISSEUR CÔTÉ MACHINE	124
V.2.1 Structures des commandes proposées	124
V.3 RÉSULTATS DES SIMULATIONS	127
V.3.1 Interprétations	127
V.4 DESCRIPTION D'UNE ÉOLIENNE À BASE DE MADA	131
V.4.1 Structure du convertisseurs <i>Back to Back</i>	132
V.5 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN REDRESSEUR MLI	133
V.6 MODÈLE COMPLET DU SYSTÈME DE CONVERSION ÉOLIEN	134
V.7 SCHÉMA DE CONNEXION DU CONVERTISSEUR AU RÉSEAU ÉLECTRIQUE	134
V.8 MODÉLISATION DU BUS CONTINU	135
V.9 MODÉLISATION DU FILTRE PASSIF	136
V.10 CALCUL DU FILTRE R, L	136
V.11 CALCUL DE LA CAPACITÉ DU BUS CONTINU	137
V.12 LA BOUCLE À VERROUILLAGE DE PHASE PLL	137
V.13 COMMANDE DES PUISSANCES DE L'ONDULEUR CÔTÉ RÉSEAU	140
V.14 ORIENTATION DE TENSION STATORIQUE	140
V.14.1 Stratégie de commande de la tension du bus continu	141
V.14.2 MLI à Bande d'hystérésis :	142
V.14.3 Synthèse du régulateur IP	142
V.14.4 Structures de commande de la chaine de conversion d'énergie éolienne	143
V.15 RÉSULTATS DE SIMULATION ET INTERPRÉTATIONS	146
V.15.1 Résultats des simulations	146
V.15.2 Interprétations	147
V.16 CONCLUSION	148

V.1 Introduction

Dans le deuxième et troisième chapitres, le convertisseur de côté de la machine a été conçu sous la condition de la tension dans l'étage constante, mais cette tension est délivrée en pratique par un redresseur. Les redresseurs totalement commandés prennent aujourd'hui une place de plus en plus importante en électrotechnique. Ils sont utilisés généralement comme étage associé avec des onduleurs dans les entraînements à vitesse variable [66], [127].

Le convertisseur est connecté côté réseau, sa commande a pour objectif de maintenir la tension, aux bornes du condensateur, constante, et de commander le facteur de puissance au point de connexion avec le réseau. Ce convertisseur fonctionne en redresseur lorsque le régime est en hypo synchrone ($g < 0$) et en onduleur lorsqu'il est en hyper synchrone ($g > 0$).

Dans ce chapitre la validation des deux modes de fonctionnement en génératrice est effectuée. Soit :

- le fonctionnement en mode hypo synchrone, on associant la partie mécanique avec le convertisseur côté machine munit d'un bus continu,
- le fonctionnement en mode hyper synchrone, on associant les différents partie de la chaîne de conversion d'énergie éolienne et on l'intègre au réseau électrique.

V.2 Association l'ensemble : partie mécanique -MADA et convertisseur côté machine

V.2.1 Structures des commandes proposées

Afin de validé le comportement de l'association de la partie mécanique avec asservissement de la vitesse mécanique, MADA et convertisseur côté machine.

Les figures V.1, V.2, V.3 et V.4 représentent les schémas synoptiques de l'association de la partie mécanique de l'éolienne muni de la commande MPPT et le convertisseur côté machine, avec une régulateur PI, avec mode glissant, avec la méthode backstepping et modèle et commande non linéaire sans l'utilisation de la commande vectorielle par la méthode backstepping respectivement.

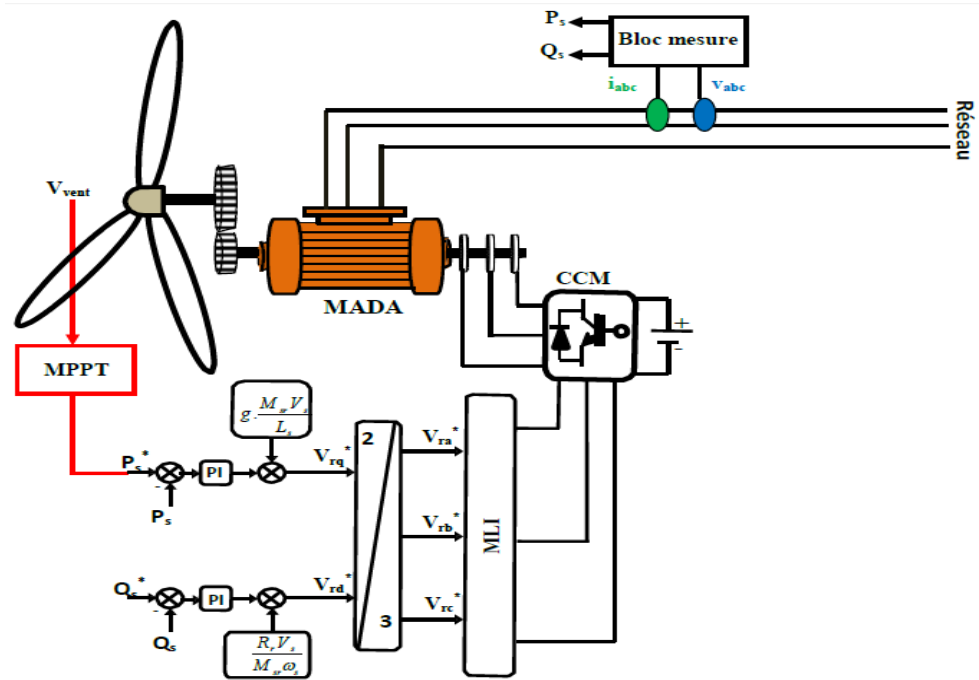


FIGURE V.1 – Association de la partie mécanique avec le convertisseur côté machine avec régulateur PI

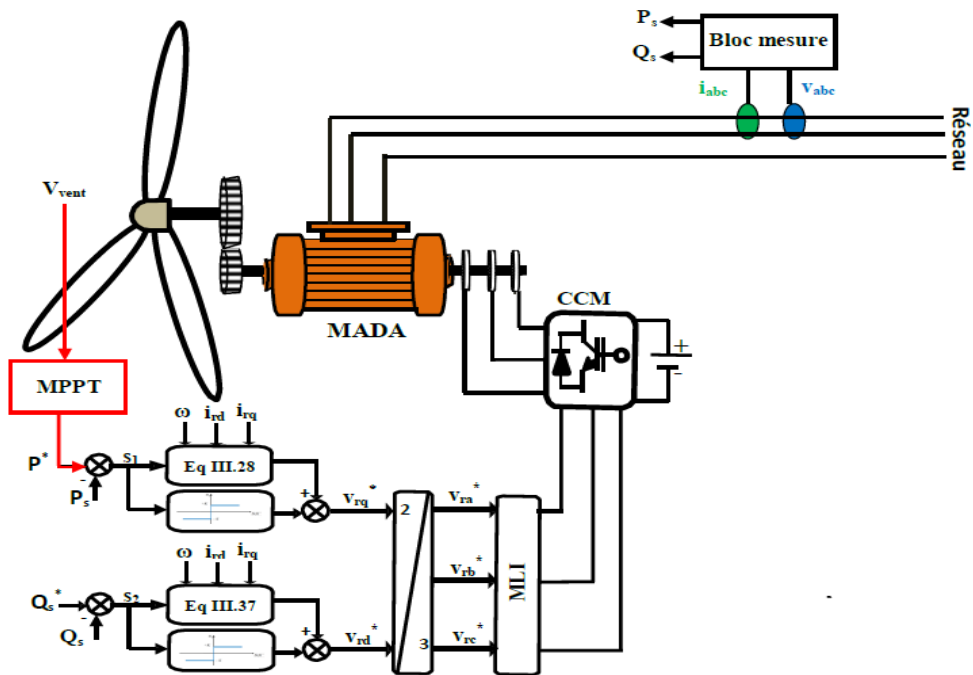


FIGURE V.2 – Association de la partie mécanique avec le convertisseur côté machine avec mode glissant

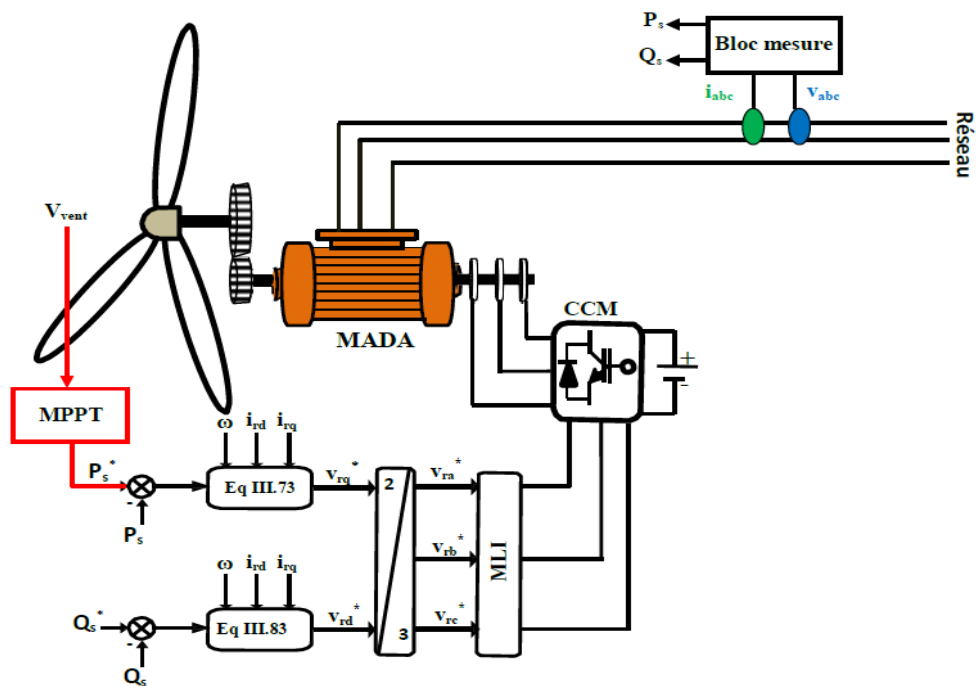


FIGURE V.3 – Association de la partie mécanique avec le convertisseur côté machine avec la méthode backstepping

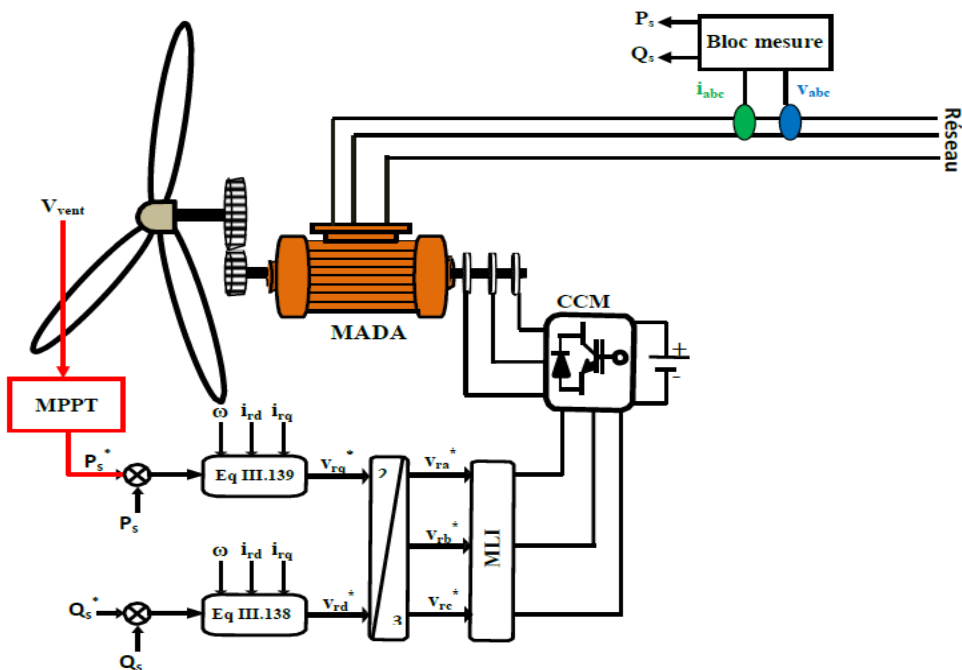


FIGURE V.4 – Association de la partie mécanique avec le convertisseur côté machine avec la méthode backstepping (sans la commande vectorielle)

V.3 Résultats des simulations

Nous avons réalisé plusieurs séries de simulations numériques pour mettre en évidence les performances de la commande des puissances active et réactive statoriques d'une MADA, pour exploiter le maximum de l'énergie active fournie par la génératrice, un profil du vent aléatoire a été choisi de manière à prendre en considération le fonctionnement de la génératrice en hypo synchrone avec une valeur moyenne de 7 m/s, tout en permettant à l'éolienne de fonctionner avec un facteur de puissance unitaire côté stator. Pour tous ces tests, on simule le fonctionnement du système éolien pour les trois types de commande : la commande directe à base du régulateur PI, la commande par mode glissant et la commande par la méthode backstepping.

Le modèle du vent utilisé dans notre étude est donné par la relation :

$$V_{vent} = 7 + 0,2\sin(0,1047t) + 2\sin(0,2665t) + \sin(1,2930t) + 0,2\sin(3,6645t) \quad (V.1)$$

Les résultats obtenus pour les différents régulateurs, avec l'association des parties mécanique, électrique et le convertisseur côté machine CCM munit d'un bus continue, avec asservissement de la vitesse mécanique ;

- la figure V.3.1 : fonctionnement hypo synchrone par régulateur PI.
- la figure V.3.1 : fonctionnement hypo synchrone par mode glissant.
- la figure V.3.1 : fonctionnement hypo synchrone par la méthode backstepping.
- la figure V.3.1 : fonctionnement hypo synchrone par la méthode backstepping (sans la commande vectorielle).

V.3.1 Interprétations

Pour évaluer les performances de la chaîne de conversion d'énergie éolienne, munie de la MPPT et du convertisseur côté machine. Nous avons procédé à une série de simulations dans l'environnement MATLAB/Simulink/SimPowerSystem, avec un profil du vent choisi pour une vitesse moyenne de 7 m/s.

Pour les quatre stratégies, les résultats obtenus sont sensiblement identiques. Toutefois, les approches non linéaires présentent des temps de réponse plus courts. La vitesse mécanique suit bien le profil du vent, ainsi que sa référence aussi bien en régime transitoire, qu'en régime permanent avec un léger dépassement à l'aide de la stratégie de commande avec asservissement de la vitesse mécanique. Le fonctionnement étant toujours en hypo synchrone, le glissement décroît jusqu'à une valeur de 10% pour une vitesse de 8,5 m/s, puis atteint une valeur de 5% pour une vitesse du vent 9 m/s. La puissance active statorique suit correctement sa référence générée par la turbine. Le facteur de puissance unitaire est mis en évidence pour une puissance réactive nulle obtenue après la fin de son régime transitoire. Les courants statoriques sont sinusoïdaux, malgré les variations du profil de vent avec une fréquence 50 Hz. Les courants rotoriques sont également sinusoïdaux, leur fréquence varie avec le glissement. On note, au démarrage, de légères oscillations de haute fréquence sur les puissances active et réactive et sur le couple électromagnétique. Leurs amplitudes diminuent, une fois que la puissance réactive s'annule. Les oscillations liées aux puissances sont moindres et sont plus importantes pour le couple électromagnétique.

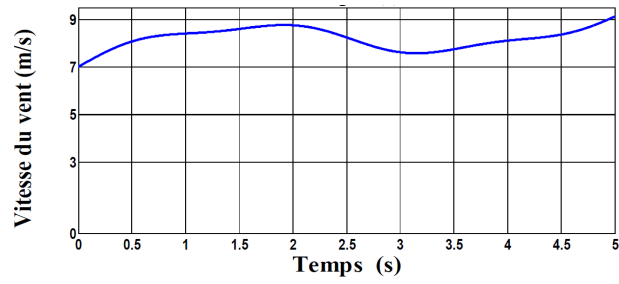


FIGURE V.5 – Profil du vent

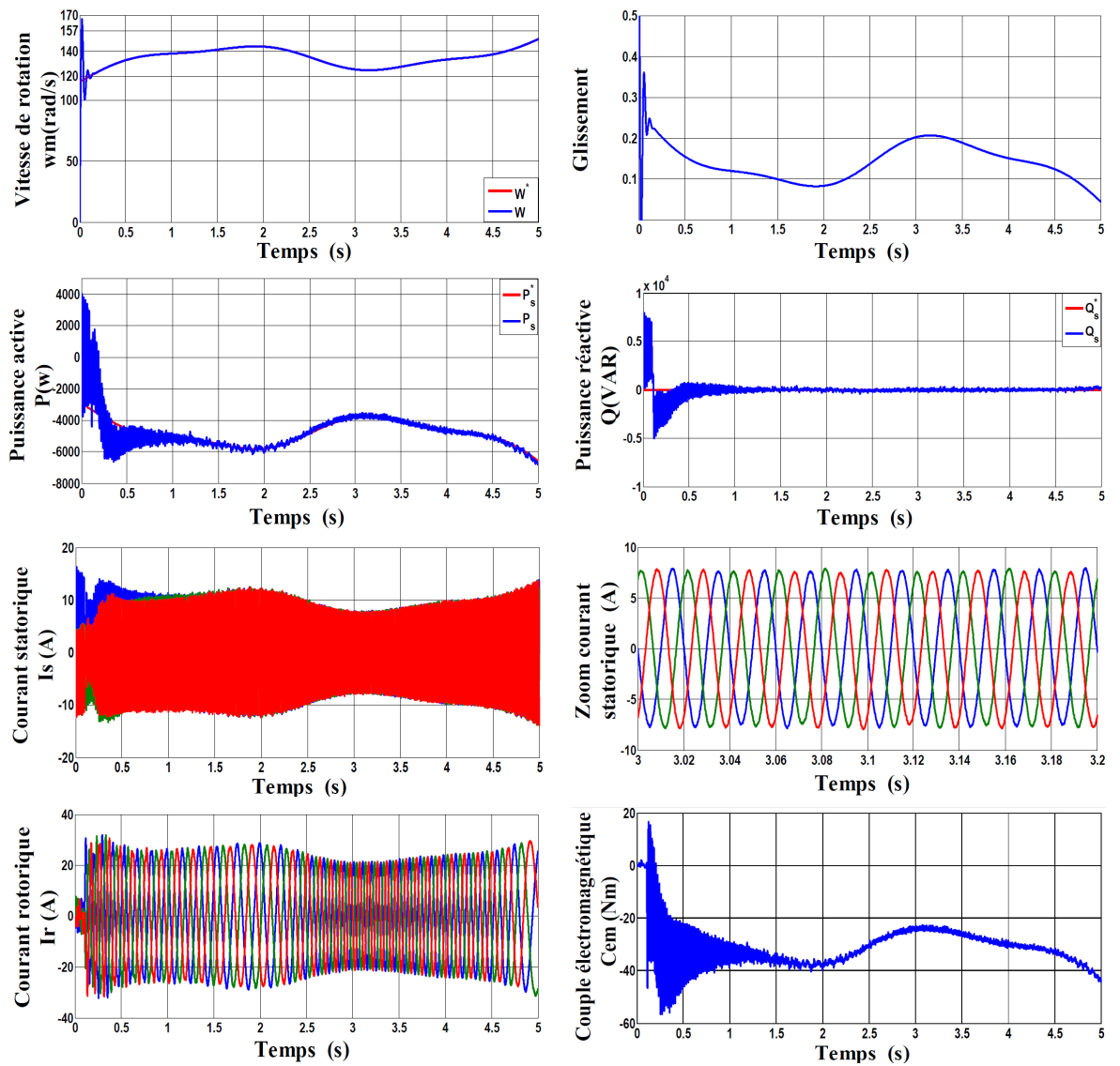


FIGURE V.6 – Fonctionnement hypo synchrone par régulateur PI

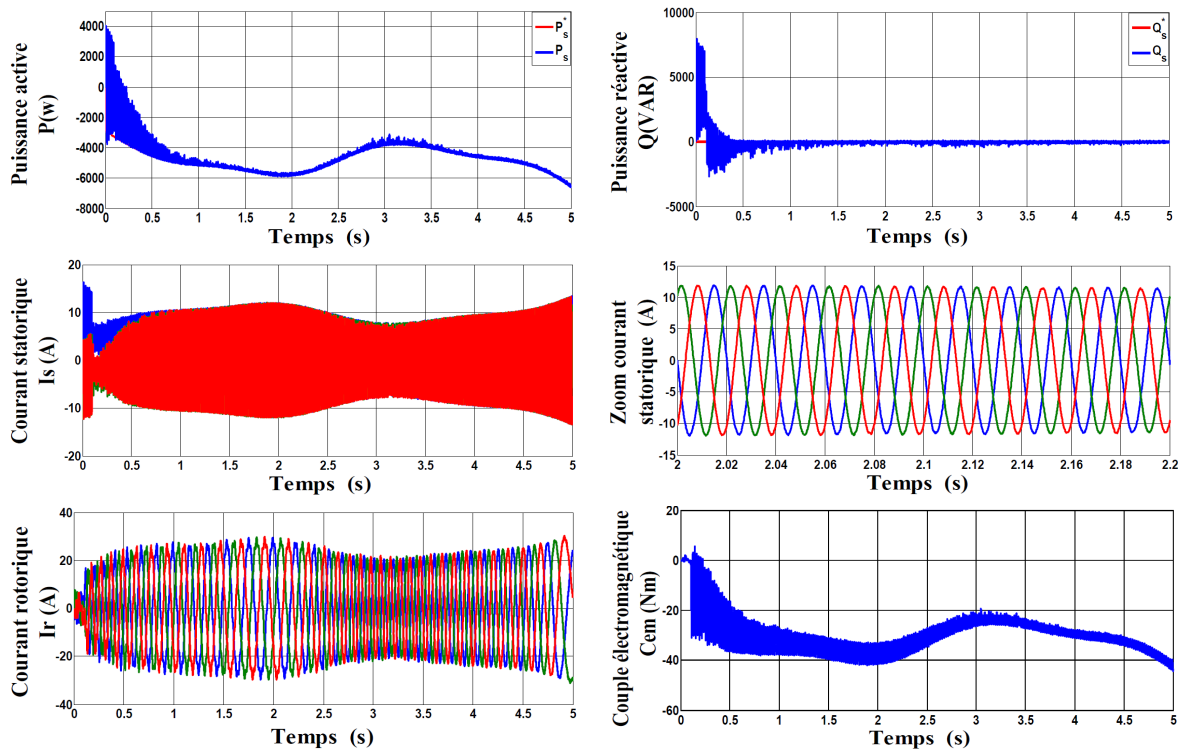


FIGURE V.7 – Fonctionnement hypo synchrone par mode glissant

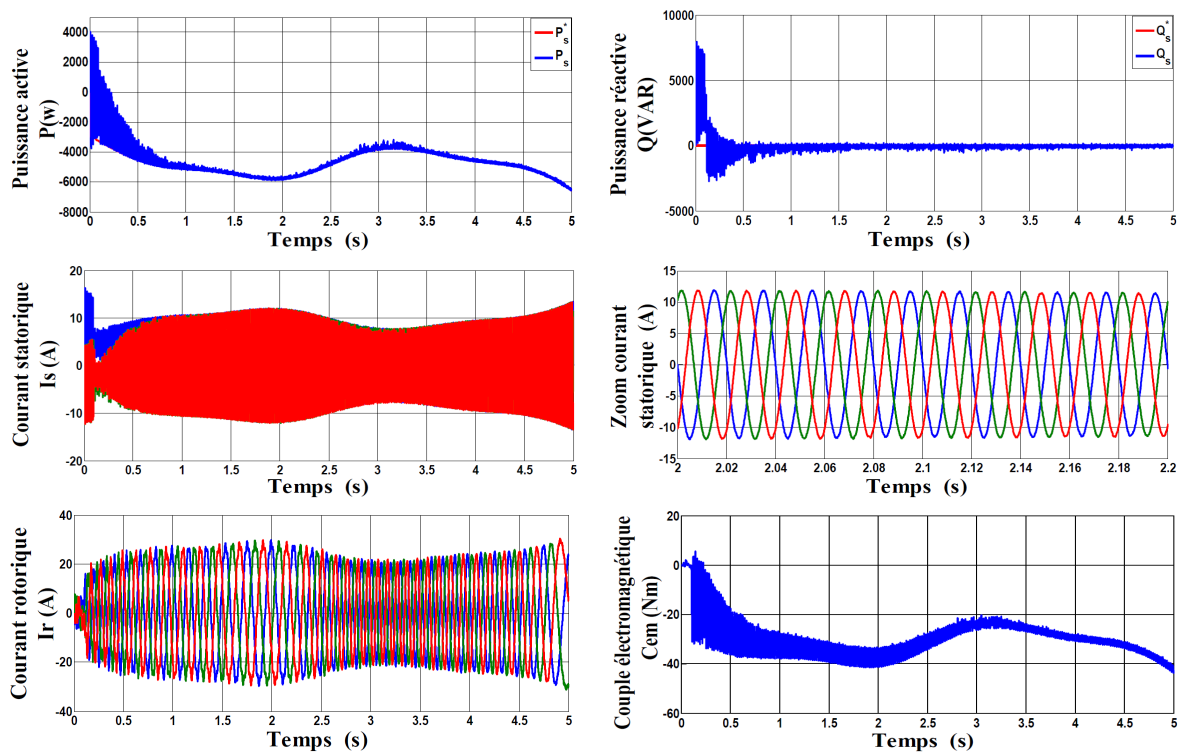


FIGURE V.8 – Fonctionnement hypo synchrone par commande backstepping

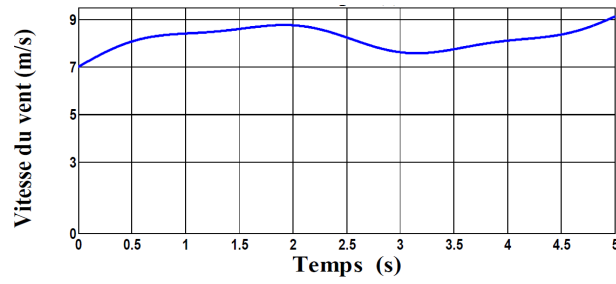


FIGURE V.9 – Profil du vent

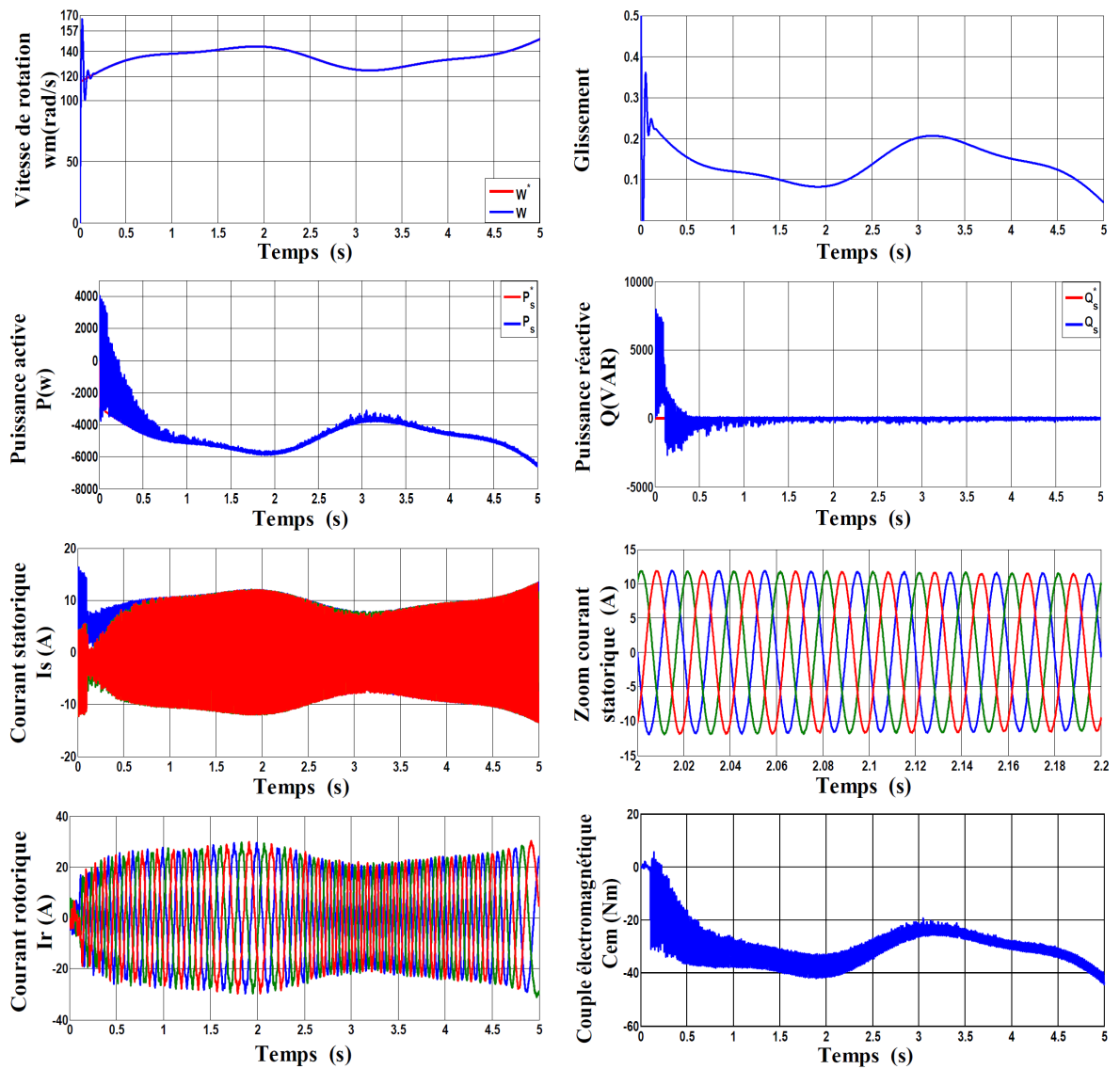


FIGURE V.10 – Fonctionnement hypo synchrone par commande backstepping (sans commande vectorielle)

V.4 Description d'une éolienne à base de MADA

La chaîne de conversion d'énergie éolienne est constituée de la turbine éolienne, et de la machine asynchrone double alimentation associée à un onduleur de tension pour assurer son alimentation au rotor. Comme montré sur la figure ci-dessous, nous avons introduit un deuxième convertisseur de puissance pour faire la liaison du rotor au réseau électrique à travers un filtre passif R, L . La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise le fonctionnement en hypo synchrone et hyper synchrone. Le convertisseur est alors dimensionner pour un tiers de la puissance nominale de la machine si le glissement reste inférieur à $\pm 30\%$ autour du synchronisme.

Une description des différents éléments constituant de la chaîne de conversion d'énergie éolienne basée sur une machine asynchrone à double alimentation, est représentée par la figure V.11. Elle peut être divisée en deux parties principales. Nous avons la partie mécanique qui est composé de la turbine, du multiplicateur et de l'arbre de transmission. Cette partie a été abordée dans le chapitre précédent. Puis, la partie électrique qui composé de la MADA dont le stator est connecté directement au réseau électrique, tant dit que le rotor est relié au réseau à travers deux convertisseurs statiques bidirectionnel et un bus continu dans une configuration appelée *Back to Back*, ces convertisseurs pouvant fonctionner en redresseur ou en onduleur selon le sens du transfert de l'énergie.

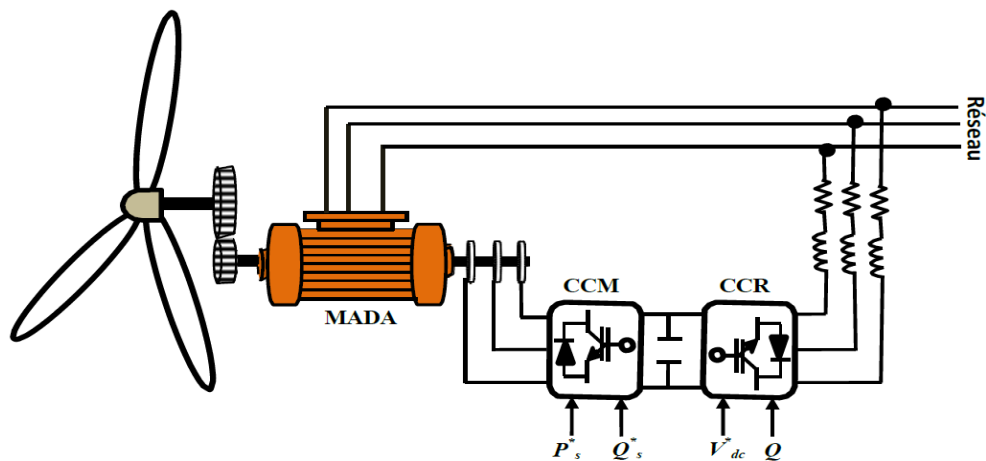


FIGURE V.11 – Système de conversion d'énergie éolienne à base de la MADA

Le convertisseur *Back to Back* utilisé dans cette configuration contient deux étages :

- le convertisseur côté machine (CCM) pour la commande des puissances active et réactive statoriques de la génératrice.
- le convertisseur côté réseau (CCR) qui est lié au réseau électrique à travers un filtre du premier ordre de type RL . Ce convertisseur permet la commande de la tension aux bornes du condensateur ainsi que du facteur de puissance au point de connexion de l'éolienne avec le réseau électrique.

On trouve ainsi que la puissance totale produite dépasse la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire. Le convertisseur de puissance aura deux rôles :

- assurer le transit de puissance entre le rotor de la machine et le réseau électrique,
- maintenir la tension du bus continu constante.

Le rôle du filtre est d'atténuer les harmoniques d'ordre supérieur générés par le convertisseur de puissance du côté du réseau. Notons qu'un éventuel transformateur aurait pu être introduit entre le filtre et le réseau pour adapter la tension de sortie de la MADA à celle du réseau.

La bidirectionnalité du convertisseur offre la possibilité au système de fonctionner en mode hypo synchrone et hyper synchrone. Dans le mode hypo synchrone, la vitesse du générateur est en dessous de la vitesse du synchronisme ($g > 0$). La puissance totale générée est fournie au réseau par le stator. Par contre, au cours du fonctionnement en mode hyper synchrone la vitesse du générateur est au dessus de la vitesse du synchronisme ($g < 0$). Elle offre un rendement élevé au système du fait qu'il permet de transférer la puissance au réseau à travers le stator, la puissance du glissement est récupérée via le rotor pour être injectée au réseau [133].

Le principal avantage de la structure étudiée réside dans le fait que le convertisseur est dimensionné uniquement pour une partie de la puissance nominale de la génératrice. Donc, si la MADA fonctionne en mode hyper synchrone et à puissance nominale, le glissement maximal aura comme valeur d'environ $\pm 30\%$ et la puissance maximale passante par le convertisseur sera de $\pm 30\%$ de la puissance nominale de la machine. Ceci permettra de dimensionner les convertisseurs pour une puissance comprise entre $\pm 25\%$ et $\pm 30\%$ de la puissance nominale de la machine [57].

V.4.1 Structure du convertisseurs *Back to Back*

La structure de puissance, dite *Back to Back* est aujourd'hui largement utilisée afin d'adapter la fréquence des tensions rotoriques à celle du circuit statorique et donc du réseau. Son emploi est justifié par le fait qu'elle permet un fonctionnement sur quatre quadrants, ce qui signifie que le sens du transit de l'énergie peut être inversé à n'importe quel instant. Par conséquent, les deux convertisseurs de tension mis en œuvre peuvent fonctionner en mode redresseur ou en mode onduleur, qu'ils soient connectés côté rotor ou côté réseau, et le bus continu est donc réversible.

Chacun des deux convertisseurs comporte trois bras de commutation et six interrupteurs électroniques bidirectionnels, commandable à l'ouverture et à la fermeture, de type IGBT connectés en tête bêche avec des diodes. La stratégie de commande des convertisseurs est basée sur la technique Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) qui permet de limiter les harmoniques en réduisant le contenu harmonique en basse fréquence.

La figure V.12 illustre la structure de conversion Back to Back.

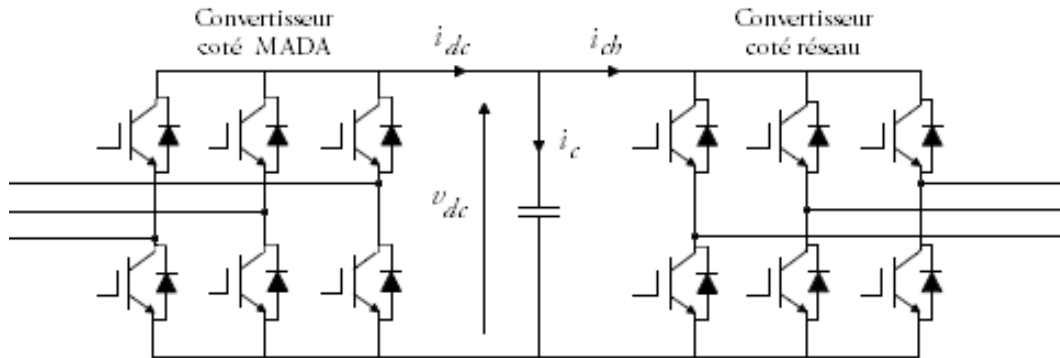


FIGURE V.12 – Structure *Back to Back* des convertisseurs de puissance

V.5 Principe de fonctionnement d'un redresseur MLI

La structure de la cascade est celle représentée sur la figure V.11. Les deux convertisseurs interposés entre le rotor de la MADA et le réseau sont de type MLI à deux niveaux, bidirectionnels en puissance. Le modèle du convertisseur connecté au rotor était déjà présenté dans le deuxième chapitre où les signaux de commande sont déterminés en appliquant la commande vectorielle à la MADA. Le convertisseur côté réseau aura le même modèle que l'autre, sauf que les signaux de commande seront déterminés en faisant un asservissement de la tension du bus continu.

Dans notre cas, le convertisseur connecté au rotor fonctionnera en redresseur, et celui connecté au réseau fonctionnera en onduleur. Ce qui nous permet de récupérer la puissance électrique disponible au niveau du bobinage rotorique à travers les contacts glissants et de la réinjecter dans le réseau. Ce type de convertisseur peut opérer en redresseur ou en onduleur. Quand le courant i_{res} est positif (Opération redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus d'énergie à partir du réseau, le bloc de commande prend l'énergie d'alimentation en produisant des signaux appropriés à l'amorçage des transistors. De cette façon l'écoulement de courant du côté alternatif vers le côté continu, ainsi, la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand i_{res} devient négatif (Opération Onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande à la commande la décharge du condensateur et renvoyé l'énergie vers le réseau.

L'avantage de la commande MLI nous permet d'avoir une bonne qualité de signal (formes sinusoïdales), ramenant le contenu harmonique vers des fréquences élevées et par la suite la facilité de filtrage.

V.6 Modèle complet du système de conversion éolien

On adopte le modèle équivalent des convertisseurs représentés dans le repère de Park, le bus continu, la liaison au réseau contenant le deuxième convertisseur MLI et le filtre intermédiaire ainsi le nœud de connexion au réseau. La figure V.11 présente le système visé par ce chapitre.

En regroupant la partie mécanique et la partie électrique de l'éolienne, un des algorithmes de la MPPT étudiés au chapitre quatre est appliqué afin de délivrer à la génératrice la puissance active de référence tout en maintenant une référence de puissance réactive nulle pour faire fonctionner à facteur de puissance unitaire et injecter une puissance de qualité.

Les signaux de commande du convertisseur côté rotor proviennent de l'application de la commande vectorielle de la génératrice dont le convertisseur côté réseau est chargé de régler la tension du bus continu pour assurer toujours l'alimentation du premier et quelque soit le sens de transit de puissance.

Ce réglage de tension du bus continu fixe la puissance active de référence à échanger avec le réseau via le filtre R, L intermédiaire. On travaille à facteur unitaire côté réseau pour cela on fixe une référence réactive égal à zéro. Ce sont ces deux consignes qui vont nous servir à imposer les courants de référence transités au réseau.

V.7 Schéma de connexion du convertisseur au réseau électrique

Le convertisseur côté réseau présenté dans la figure V.13 est connecté au réseau à travers un filtre $R-L$. Le bus continu est connecté à un condensateur de capacité C sous une tension V_{dc} . Ce convertisseur a pour objectif de maintenir la tension constante aux bornes du bus continu ainsi que régler le facteur de puissance au point de connexion avec le réseau [125].

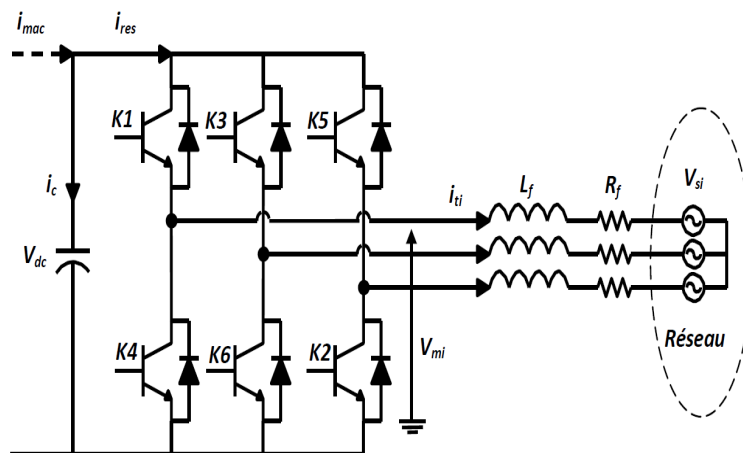


FIGURE V.13 – Schéma de la liaison au réseau électrique via un convertisseur

avec :

- C : valeur de la capacité,
- V_{dc} : tension du bus continu,
- i_c : courant traversant le condensateur,
- i_{mac} : courant modulé par le convertisseur du côté machine,
- i_{res} : courant modulé par le convertisseur du côté réseau,
- R_f, L_f : résistance et inductance du filtre,
- V_{si} : $i= 1, 2$ et 3 tensions simples du réseau,
- i_{ti} : $i= 1, 2$ et 3 courants à travers le filtre,
- V_{mi} : $i= 1, 2$ et 3 tensions simples modulées par le convertisseur côté réseau dans le repère triphasé.

V.8 Modélisation du bus continu

Le bus continu DC doit être maintenu à une tension constante, il comporte un condensateur qui joue le rôle de réservoir lors de l'échange d'énergie et permet de limiter l'ondulation de la tension continue.

Le bus continu peut être représenté par le schéma de la figure V.14.

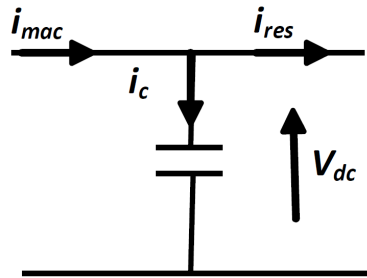


FIGURE V.14 – Schéma de principe du bus continu

L'évolution temporelle de la tension du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_c \quad (\text{V.2})$$

Par conséquent, la tension du bus continu peut être exprimée comme suit :

$$v_{dc} = \int \frac{1}{C} \cdot i_c \cdot dt \quad (\text{V.3})$$

Le courant du condensateur est issu d'un nœud où circulent les courants i_{mac} et i_{res} modulés par les convertisseurs :

$$i_c = i_{mac} - i_{res} \quad (\text{V.4})$$

V.9 Modélisation du filtre passif

Les courants transités entre le convertisseur et le réseau sont imposés par les bobines constituant le filtre passe bas. La tension aux bornes du filtre est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_{m1} \\ v_{m2} \\ v_{m3} \end{bmatrix} = R_f \cdot \begin{bmatrix} i_{t1} \\ i_{t2} \\ i_{t3} \end{bmatrix} + L_f \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{t1} \\ i_{t2} \\ i_{t3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{V.5})$$

En appliquant la transformation de Park vers la référence synchrone, l'équation précédente devient :

$$\begin{cases} v_{md} = R_f \cdot i_{td} + L_f \cdot \frac{di_{td}}{dt} - \omega_s \cdot L_f \cdot i_{tq} + v_{sd} \\ v_{mq} = R_f \cdot i_{tq} + L_f \cdot \frac{di_{tq}}{dt} + \omega_s \cdot L_f \cdot i_{td} + v_{sq} \end{cases} \quad (\text{V.6})$$

avec

- v_{md}, v_{mq} : les tensions modulées par le convertisseur dans le référentiel de Park,
- v_{sd}, v_{sq} : les tension du reseau dans le référence de Park,
- i_{md}, i_{mq} : les composante directe et quadratique des courants du filtre,

V.10 Calcul du filtre R, L

En théorie, la puissance du côté réseau doit correspondre à la puissance du côté machine. La puissance que doit faire circuler le convertisseur rotorique AC/DC/AC dans le cas hyper ou hypo synchrone est donnée par :

$$P_{res} = P_{em} = g_{max} \cdot 3 \cdot V_{gm} \cdot I_{gm} = 7,5kW \quad (\text{V.7})$$

où :

- V_{gm} : l'amplitude de la tension du côté réseau (V),
- I_{gm} : l'amplitude du courant du côté réseau (A).

Dans notre cas la puissance de la MADA est égale à 7.5 kW et le glissement maximal accepté pour faire fonctionner le générateur est 0,5.

En considérant que le réseau est équilibré et sinusoïdal, et dont la valeur de la tension de phase côté réseau est égale à $V_{gm}=311V$ ($V_{eff}=220V$), le courant de phase nominale peut être calculer comme suit :

$$I = \frac{2 \cdot P_{res}}{3 \cdot V_{gm}} = 16A \quad (\text{V.8})$$

En négligeant la chute de tension dans les résistances et en considérant l'ondulation $\Delta I_g = 0,05.I_g$ sur le courant côté réseau, l'inductance du filtre d'entrée de l'onduleur est donnée par [116] :

$$L = \frac{\sqrt{3}.220}{6\sqrt{2}.f_s.\Delta I_g} \quad (\text{V.9})$$

La valeur de l'inductance est égale à 4 mH
 f_s représente la fréquence de commutation de l'onduleur (f_s est fixé à 10 KHz)

V.11 Calcul de la capacité du bus continu

Comme nous l'avons précisé dans la partie précédente, l'onduleur est commandée par un système MLI afin d'avoir des courants sinusoïdaux à la sortie de l'onduleur, la tension du bus continu doit vérifier l'équation suivante :

$$V_{dc} \geq 1,634.\sqrt{3}.220 \quad (\text{V.10})$$

Cette équation exprime la valeur minimal que doit avoir V_{dc} [125].

Dans la suite, nous allons considérer une tension du bus continu $V_{dc} = 620$ V .

Si l'on considère toujours l'hypothèse d'un réseau équilibré et si l'on néglige les pertes par commutation au niveau de l'onduleur. La valeur minimale de la capacité du condensateur du bus continu pour limiter les ondulations sur la tension doit être défini par l'équation suivante [28] [115] :

$$C_{min} = \frac{I_{gm} + \frac{P_{res}}{V_{dc}}}{2\Delta V_{dc}.f_s} \quad (\text{V.11})$$

La valeur de C que nous avons retenue pour la suite est de 200 μF .

V.12 La boucle à verrouillage de phase PLL

Dans le but de réaliser la synchronisation du convertisseur (onduleur) avec le réseau électrique, une PLL a été utilisé. Cette dernière est représentée par la figure V.15[117]. Dans le cas d'un système équilibré, la tension du système triphasé s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \sqrt{2}.V_m \begin{bmatrix} \sin(\omega.t) \\ \sin(\omega.t - \frac{2.\pi}{3}) \\ \sin(\omega.t + \frac{2.\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{V.12})$$

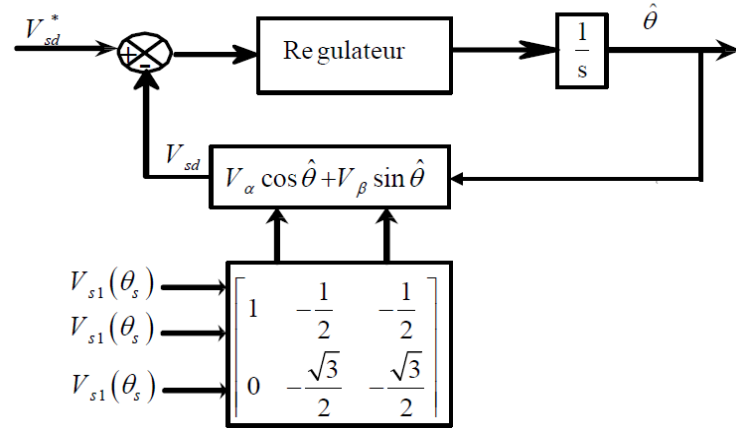


FIGURE V.15 – Principe de la PLL triphasée dans le domaine de Park

Après application de la transformation de Concordia, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}.V_m.\sin(\omega.t) \\ -\sqrt{3}.V_m.\sin(\omega.t) \end{bmatrix} \quad (\text{V.13})$$

Dans le repère de Park :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{V.14})$$

Nous obtenons alors la tension V dans l'axe d comme suite :

$$V_d = \sqrt{3}.V_m.\sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (\text{V.15})$$

Nous remarquons dans cette expression que quand $\theta = \hat{\theta}$ (les deux signaux sont en phases), nous avons alors $V_d = 0$

En supposant que soit petit $(\theta - \hat{\theta})$, alors, l'expression (V.15) peut être réécrite sous la forme :

$$V_d = \sqrt{3}.V_m.(\theta - \hat{\theta}) \quad (\text{V.16})$$

La pulsation angulaire $\hat{\omega}$ de la figure V.16, est alors égale à :

$$\hat{\omega} = F_r(s)\sqrt{3}.V_m.(\theta - \hat{\theta}) \quad (\text{V.17})$$

Avec $F_r(s)$: la fonction de transfert du correcteur PI, donnée par l'expression suivante :

$$F_r(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \left(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \quad (\text{V.18})$$

Sachant que la position angulaire a pour expression :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{s} \hat{\omega} \quad (\text{V.19})$$

Nous aurons alors le modèle simplifié de la PLL donné par la figure suivante :

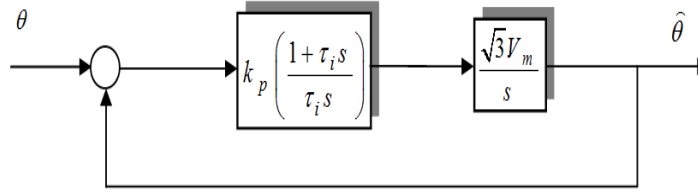


FIGURE V.16 – Schéma simplifié de la PLL

La fonction de transfert de ce système en boucle fermée est alors égale à :

$$\frac{\widehat{\theta}}{\theta} = \frac{\sqrt{3}.V_m.k_p. \left(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}\right) \frac{1}{s}}{1 + \sqrt{3}.V_m.k_p. \left(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}\right) \frac{1}{s}} \quad (V.20)$$

En comparant avec la fonction de transfert de deuxième ordre :

$$F(s) = \frac{2.\xi.\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2.\xi.\omega_n s + \omega_n^2} \quad (V.21)$$

Nous obtenons par superposition :

$$k_p = \frac{2.\xi.\omega_n}{\sqrt{3}.V_m} \quad \text{et} \quad \tau_i = \frac{2.\xi}{\omega_n} \quad (V.22)$$

Les résultats de simulation pour la PLL obtenus dans l'environnement MATLAB/Simulink, ont donnée :

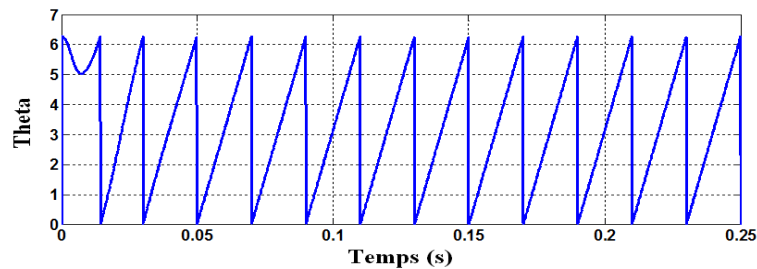


FIGURE V.17 – Représentation de l'angle θ_s de la PLL

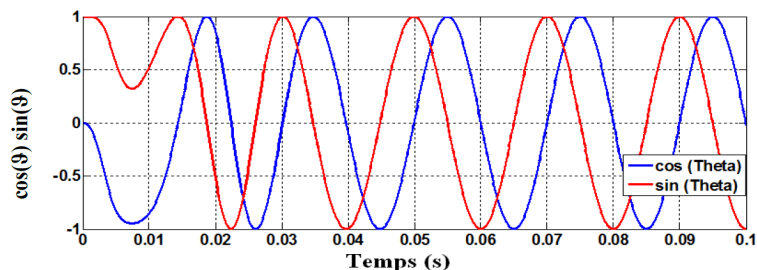


FIGURE V.18 – Représentation des signaux cosinus et sinus de la PLL

V.13 Commande des puissances de l'onduleur côté réseau

Cet alignement de tension de réseau simplifie non seulement les équations de tension du système, mais réduit également les calculs de puissance active et réactive. Ainsi, si toutes les puissances actives et réactives échangées avec le réseau sont calculées, nous trouvons [42]

$$\begin{cases} P_g = v_{dg} \cdot i_{dg} + v_{qg} \cdot i_{qg} \\ Q_g = v_{qg} \cdot i_{dg} - v_{dg} \cdot i_{qg} \end{cases} \quad (\text{V.23})$$

V.14 Orientation de tension statorique

Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère dq de manière à annuler la composante de tension statorique en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que la tension statorique soit entièrement portée sur l'axe direct (d), figure V.19 et donc avoir :

$$v_{dq} = v_d, v_{qg} = 0 \quad (\text{V.24})$$

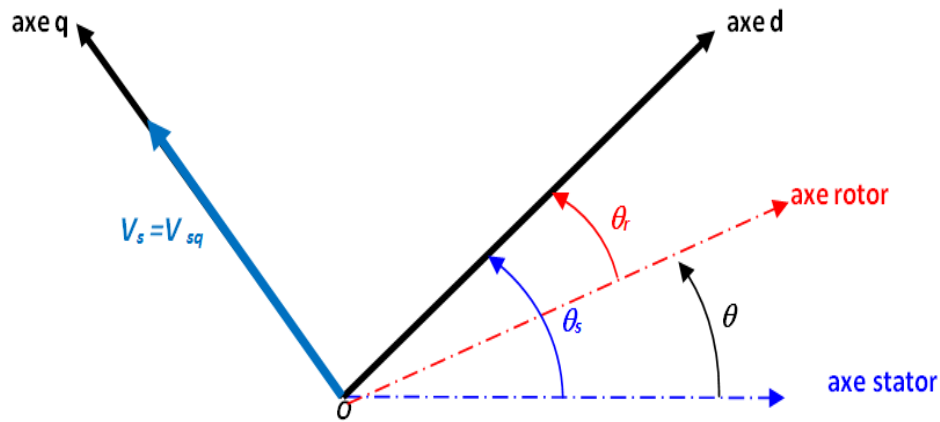


FIGURE V.19 – Principe de l'orientation de tension statorique

Reprenons les équations (V.23) du modèle des puissances du générateur défini précédemment, et tenons compte de la relation (V.24), nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} P_g = v_{dg} \cdot i_{dg} \\ Q_g = -v_{dg} \cdot i_{qg} \end{cases} \quad (\text{V.25})$$

Si on néglige les pertes dans l'onduleur on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{dc} \cdot i_{dc} = v_d \cdot i_{dg} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_m \end{cases} \quad (\text{V.26})$$

V.14.1 Stratégie de commande de la tension du bus continu

La stratégie de contrôle de la tension du bus continu est présentée sur la figure V.20, où la référence du courant sur l'axe q est obtenue à partir de la boucle externe de la tension du bus. L'expression de l'équation de noeud au niveau du bus continu est présentée par l'équation (V.26), où C présente la capacité de filtrage de la tension du bus continu; i_{t1} , i_{t2} , i_{t3} sont les courants à l'entrée du redresseur; S_1 , S_2 , S_3 sont les signaux de commande du redresseur; I_{ond} est le courant mesuré à l'entrée de l'onduleur.

La référence du courant sur l'axe d est fixée à zéro pour obtenir un facteur de puissance unitaire. Un régulateur IP est utilisé pour le contrôle de la tension du bus continu.

La structure globale du contrôle du convertisseur côté réseau est donnée par la figure V.20 où on retrouve le régulateur de la tension du bus continu.

De cette dernière équation, on peut remarquer que la tension de bus continu (V_{dc}) peut être contrôlée en agissant sur la i_{dg} actuelle dans le cadre de référence orientée vecteur tension. Ainsi, un courant de référence i_{dg}^* est varié à partir de la tension de bus continue en agissant sur le régulateur de type IP, comme le montre la figure V.20. A partir de l'équation (V.26), on peut remarquer également que la puissance réactive (Q_g) peut être réglée à sa valeur de référence (Q_g^*) en agissant sur le courant i_{qg} . Par conséquent, afin de garantir un facteur de puissance de l'unité sur le côté réseau, la commande de puissance réactive doit être choisie comme $Q_g^* = 0$, donc $i_{qg}^* = 0$. Enfin, après une transformation dq-abc de ces courants de référence (i_{dg}^* , i_{qg}^*), hystérésis modulation peut alors être mis en œuvre comme le montre la figure V.20.

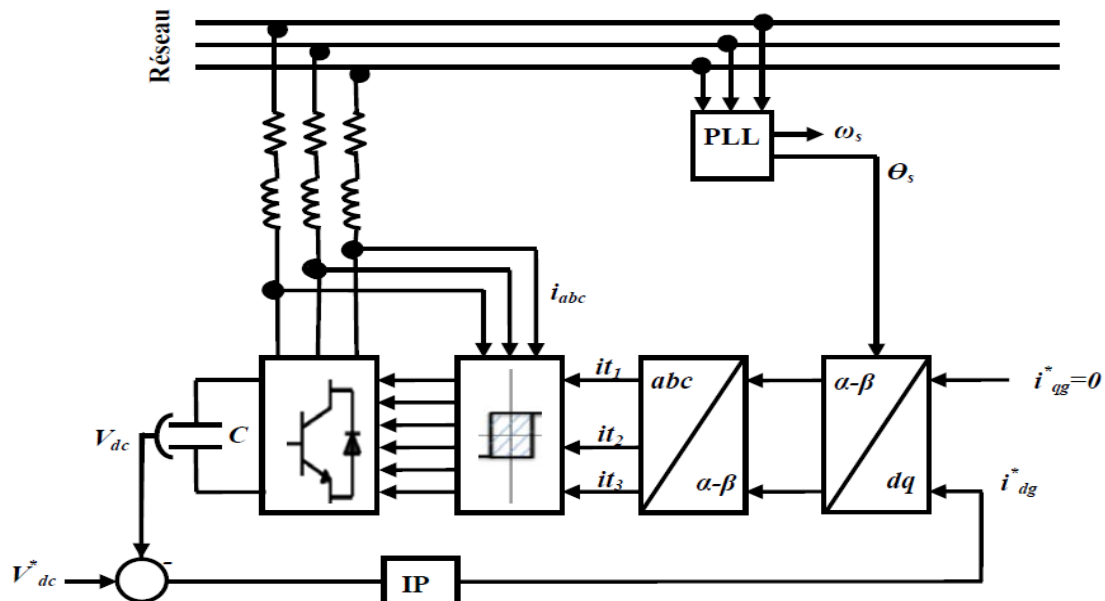


FIGURE V.20 – Principe de commande de la tension du bus continu

V.14.2 MLI à Bande d'hystérésis :

La méthode de la bande hystérésis permet la commutation des interrupteurs du redresseur lorsque l'erreur entre le signal et sa consigne excède une amplitude fixée. Cette amplitude est communément appelée fourchette ou bande hystérésis. Cette technique ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase.

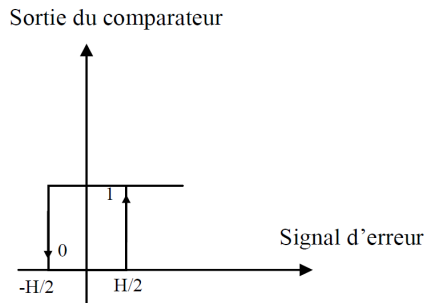


FIGURE V.21 – Principe de fonctionnement de modulateur MLI à bande d'hystérésis

Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe expliqué dans la figure V.21, l'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à $H/2$, il se ferme si cette dernière est supérieure à $+H/2$, où H représente la fourchette (ou largeur de la bande) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre $H/2$ et $+H/2$ (c'est à dire, qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas [117], [54], [31].

V.14.3 Synthèse du régulateur IP

Les régulateurs IP sont analogues aux régulateurs PI sauf que les actions proportionnelles et intégrales sont mise en série contrairement aux régulateurs PI ou elles sont mises en parallèle. La boucle de régulation est défini par les paramètres (k_{pc}, k_{ic}) . Le schéma fonctionnel de la régulation de tension du bus continu est représenté sur la figure V.22 :

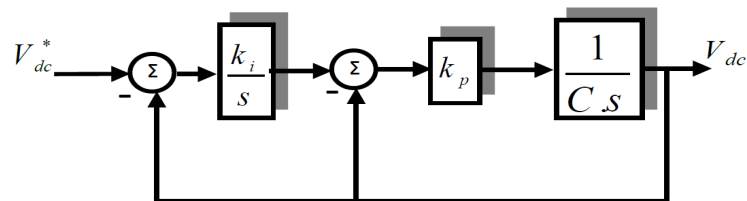


FIGURE V.22 – Boucle de régulation du bus continue par IP

La fonction de transfert en boucle ouverte intégrant le régulateur est donnée par :

$$G_{BO} = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{k_{pc} \cdot k_{ic}}{C \cdot s^2 + k_{pc} \cdot s} \quad (\text{V.27})$$

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert de la forme :

$$G_{BF} = \frac{k_{pc} \cdot k_{ic}}{C \cdot s^2 + k_{pc} \cdot s + k_{pc} \cdot k_{ic}} \quad (\text{V.28})$$

Ce système est de la forme canonique d'une fonction de transfert du deuxième ordre :

$$G(s) = \frac{2.\xi.\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2.\xi.\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{V.29})$$

où ξ représente le coefficient d'amortissement et ω_n la pulsation de coupure.

L'identification terme à terme permet d'écrire :

$$\begin{cases} 2.\xi.\omega_n = \frac{k_{pc}}{C} \\ \omega_n^2 = \frac{k_{pc}.k_{ic}}{C} \end{cases} \quad (\text{V.30})$$

L'absence de zéros dans le numérateur de la fonction de transfert et le choix d'un coefficient d'amortissement ξ égale à l'unité permet d'éviter les dépassements [100], [13].

Les coefficients proportionnel et intégral (k_{pc} et k_{ic}) sont exprimés par expressions suivantes :

$$\begin{cases} k_{pc} = 2.\xi.\omega_n.C \\ k_{ic} = \frac{\omega_n^2.C}{k_{pc}} \end{cases} \quad (\text{V.31})$$

V.14.4 Structures de commande de la chaîne de conversion d'énergie éolienne

Les schémas synoptiques globaux en boucle fermée de la MADA sont présentés sur les figures V.23, V.24 et V.25, avec l'utilisation de la commande vectorielle à flux statorique orienté et la figure V.26 sans l'utilisation de la commande vectorielle, avec la partie mécanique de l'éolienne munit de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.

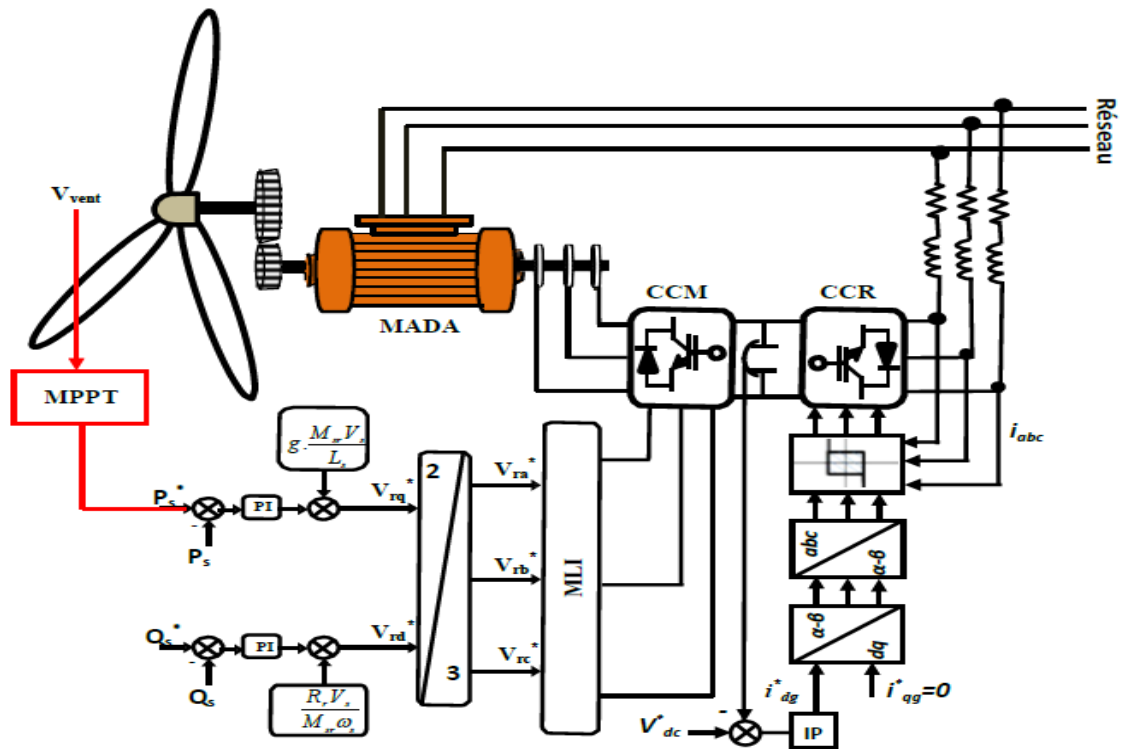


FIGURE V.23 – Schéma global de la chaîne de conversion avec PI_CCM et IP_CCR

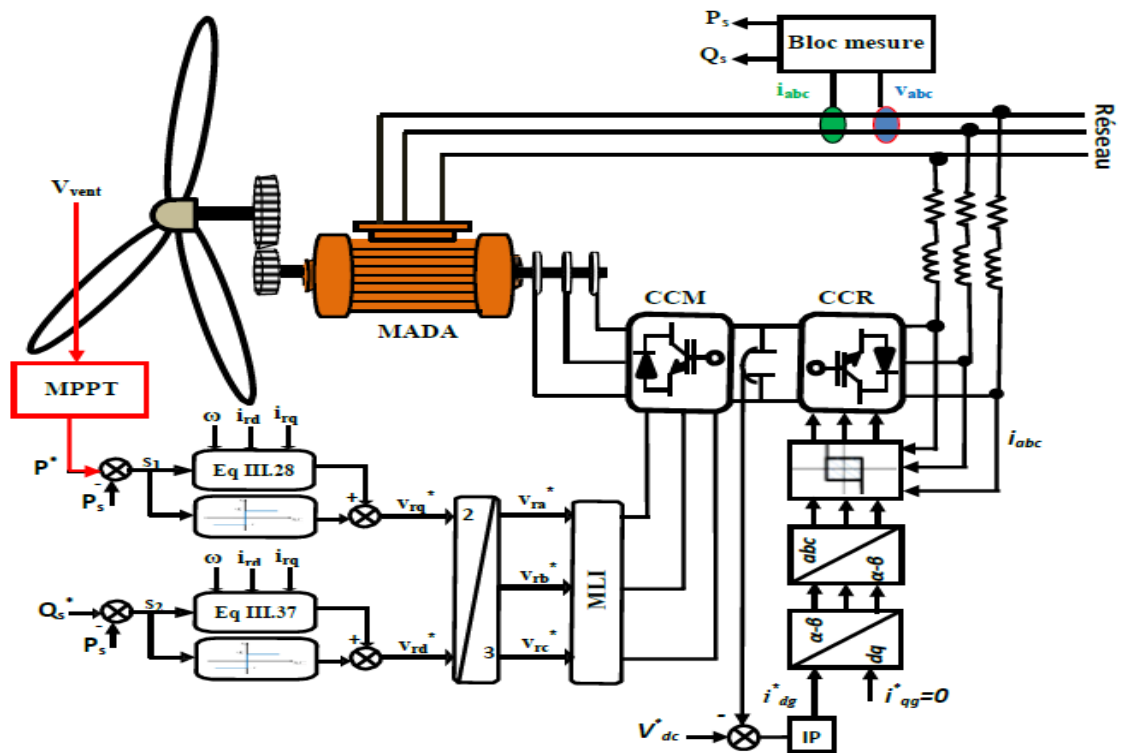


FIGURE V.24 – Schéma global de la chaîne de conversion avec MG_CCM et IP_CCR

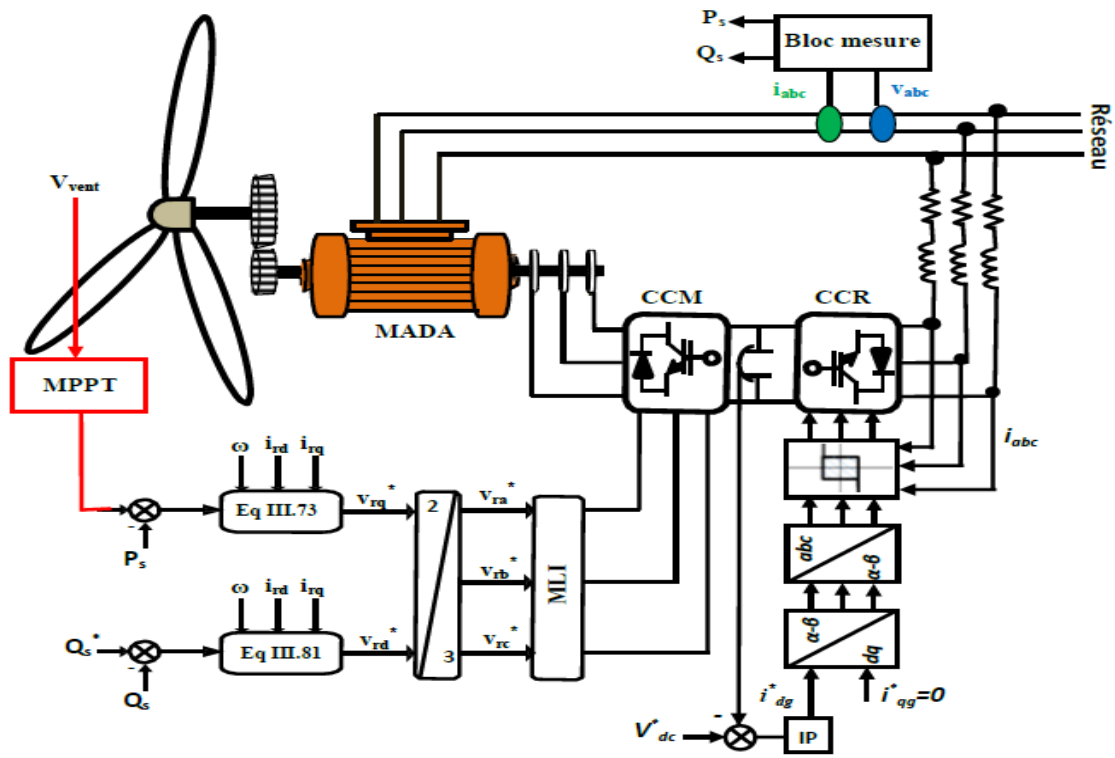


FIGURE V.25 – Schéma global de la chaîne de conversion avec PI_CCM et Bac_CCR

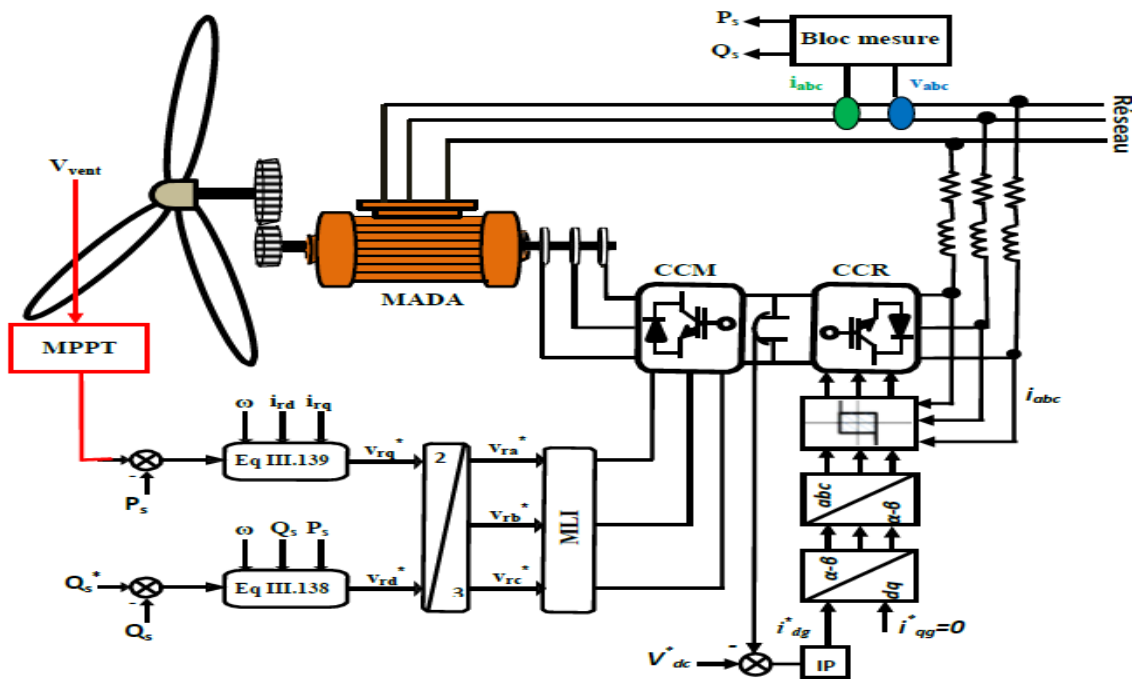


FIGURE V.26 – Schéma global de la chaîne de conversion avec PI_CCM et Bac(sans Commande vectorielle)_CCR

V.15 Résultats de simulation et interprétations

V.15.1 Résultats des simulations

Nous avons réalisé plusieurs séries de simulations numériques pour mettre en évidence les performances de la chaîne de conversion d'énergie éolien munit d'une turbine, un multiplicateur, un arbre de la génératrice asynchrone à double alimentation relié au réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs côté machine CCM et côté réseau CCR. Celles-ci seront retenues dans les précédents chapitres, dans le but d'extraction du maximum de puissance MPPT, pour cela un profil du vent a été choisi d'une manière à prendre en considération les deux modes de fonctionnements en hypo synchrone et hyper synchrone avec une vitesse moyenne de 8 m/s.

Le modèle utilisé dans notre étude est donné par la relation :

$$V_{vent} = 8 + 0,2\sin(0,1047t) + 2\sin(0,2665t) + \sin(1,2930t) + 0,2\sin(3,6645t) \quad (V.32)$$

Pour tous ces résultats de cette partie, on simule le fonctionnement de système éolien pour les quatre types de commande des puissances du convertisseur côté machine CCM : commande directe à base du PI, commande non linéaire par mode glissant et commande non linéaire par la méthode backstepping. La régulation du bus continu et la puissance réactive pour avoir un facteur de puissance unitaire côté réseau.

Les tests de simulation suivants ont pour motivations principales :

- l'examen des performances de la génératrice asynchrone à double alimentation, son association avec la partie mécanique et avec les deux convertisseurs côté machine et côté réseau,
- l'analyse du comportement du processus à commander face aux variations des conditions de fonctionnement.

Aussi nous proposons donc un benchmark pour l'évaluation des performances du système en poursuite pour une vitesse d'entraînement variable pour les modes hyper et hypo synchrone, imposant la puissance active statorique de référence. La puissance active est ici négative ce qui signifie que la MADA produit de l'énergie et la fournit au réseau. La consigne de puissance réactive est quant à elle maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. Le convertisseur côté réseau est alors piloté, d'une part avec une consigne pour le bus continu V_{dc}^* afin de délivrer la puissance active désirée ; d'autre part avec une référence de puissance réactive nulle $i_{qg}^*=0$ pour obtenir un facteur de puissance unitaire côté réseau.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour la génératrice asynchrone à double alimentation et l'onduleur équipés de la commande vectorielle développée dans le présent chapitre, sont exposés respectivement sur les figures :

- la figure V.15.2 pour les essais de la chaîne de conversion d'énergie éolienne (PI),
- la figure V.15.2 pour les essais de la chaîne de conversion d'énergie éolienne (MG),
- la figure V.15.2 pour les essais de la chaîne de conversion d'énergie éolienne (Bac).
- la figure V.15.2 pour les essais de la chaîne de conversion d'énergie éolienne sans l'utilisation de la commande vectorielle.

Enfin les conditions de simulations, ainsi que et les réglages de l'onduleur de tension, sont citées dans l'annexe A, les modèles sous forme de schéma-blocs implantés sous l'environnement MATLAB-SIMULINK/SimPowerSystem, et relatifs à ce chapitre sont illustrés dans l'annexe C.

V.15.2 Interprétations

Pour évaluer les performances de la chaîne de conversion d'énergie éolienne munie des quatre structures de commandes. Nous avons procédé à une série de simulations dans l'environnement MATLAB/Simulink/SimPowerSystem, avec un profil du vent de vitesse moyenne 8 m/s.

On voit bien que l'évolution de la vitesse mécanique est à l'image de la variation du vent entraînant l'éolienne et suit sa référence avec précision aussi bien en régime transitoire, qu'en régime permanent. Après un dépassement de 28%, pour les quatre stratégies, la vitesse mécanique converge vers sa référence (vitesse du vent) avec précision.

Pour un fonctionnement à vitesse variable, imposée par le profil envisagé du vent, le système travaille selon trois régimes de fonctionnement, mise en évidence par les intersections de la vitesse avec la valeur 157 rad/s, ou le passage du glissement par zéro, ou encore par l'inversion du sens de la dérivée de l'angle θ_r , ces observations montrent le sens du passage du mode hypo synchrone vers le mode hyper synchrone. Trois zones de fonctionnement sont mises en évidence :

1. zone 1 : $0 \leq t \leq 1,39$ s : mode hypo synchrone,
2. zone 2 : $1,39$ s $\leq t \leq 2,29$ s : mode hyper synchrone,
3. zone 3 : $2,29$ s $\leq t \leq 4,66$ s : mode hypo synchrone.

La puissance active statorique suit sa référence générée par la turbine éolienne et possède la même allure que le profil du vent appliqué. Après la phase transitoire, la puissance réactive s'annule ce qui impose un facteur de puissance unitaire. Malgré des variations de la puissance active, qui reste toujours négative confirmant le fonctionnement en générateur, on remarque clairement le découplage entre les deux puissances. La fréquence des courants rotoriques varie proportionnellement avec la vitesse mécanique. Les courants triphasés statoriques sont sinusoïdaux ce qui montrent que la technique MLI sinus-triangle est un bon choix pour le pilotage de l'onduleur. Lors de variation de consigne, on note que le couple électromagnétique est proportionnel à la puissance générée, sauf lors de la phase de démarrage où on observe des oscillations de couple importantes. D'autre part, la tension du bus continu montre une dynamique rapide et précise. La tension V_{dc} atteint la valeur de référence de 620 V en 0,15 seconde sans dépassement, l'erreur statique est alors nulle une fois le régime permanent atteint.

Les quatre stratégies de commande présentent des performances très proches, cependant, quelques légères différences apparaissent. Les temps de réponses des puissances active et réactive sont plus importants pour la technique de commande linéaire avec PI, par contre pour les deux méthodes non linéaires on note la présence d'oscillations de haute fréquence, plus forte pour la tension du bus continu, le couple électromagnétique et les courants rotoriques.

Les performances du fonctionnement du système [éolienne- multiplicateur- MPPT- MADA- convertisseurs Back to Back] munis des trois structures de commandes précédentes reliés au réseau confirment la faisabilité du système notamment pour un fonctionnement à vitesse variable en mode hypo synchrone ou hyper synchrone avec des performances satisfaisantes.

V.16 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité la chaîne de conversion d'énergie éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation dont stator est connecté directement au réseau électrique, tant dit que le rotor est relié au réseau à travers deux convertisseurs statiques appelée Back to Back.

Les résultats de simulation permettent de valider la cohérence de cette commande, avec des valeurs qui concordent avec celles attendues. En ce qui concerne le convertisseur côté machine, le découplage et le contrôle de la puissance active et réactive statoriques est réussie pour extraire le maximum de puissance fournie par la turbine et maintien la consigne de la puissance réactive nulle pour avoir un facteur unitaire côté stator. Pour le convertisseur côté réseau, une régulation de la tension du bus continu est effectuée et la commande de la puissance réactive pour avoir un facteur unitaire au point de connexion avec le réseau. Finalement, nous pouvons exploiter le maximum de l'énergie active fournie par la turbine à la génératrice pour un profil vent aléatoire a été appliqué dans le but de tester les différents modes de fonctionnement de la MADA en hypo synchrone et hyper synchrone tout en permettant à l'éolienne de fonctionner avec un facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau.

Les résultats exposés sont équivalents à ceux obtenus avec l'utilisation de la commande vectorielle et en négligeant la résistance statorique. Ca confirme que les hypothèses précédente n'affecte pas les performances de la commande des puissances de la MADA et le fonctionnement du système globale en hypo synchrone et hyper synchrone.

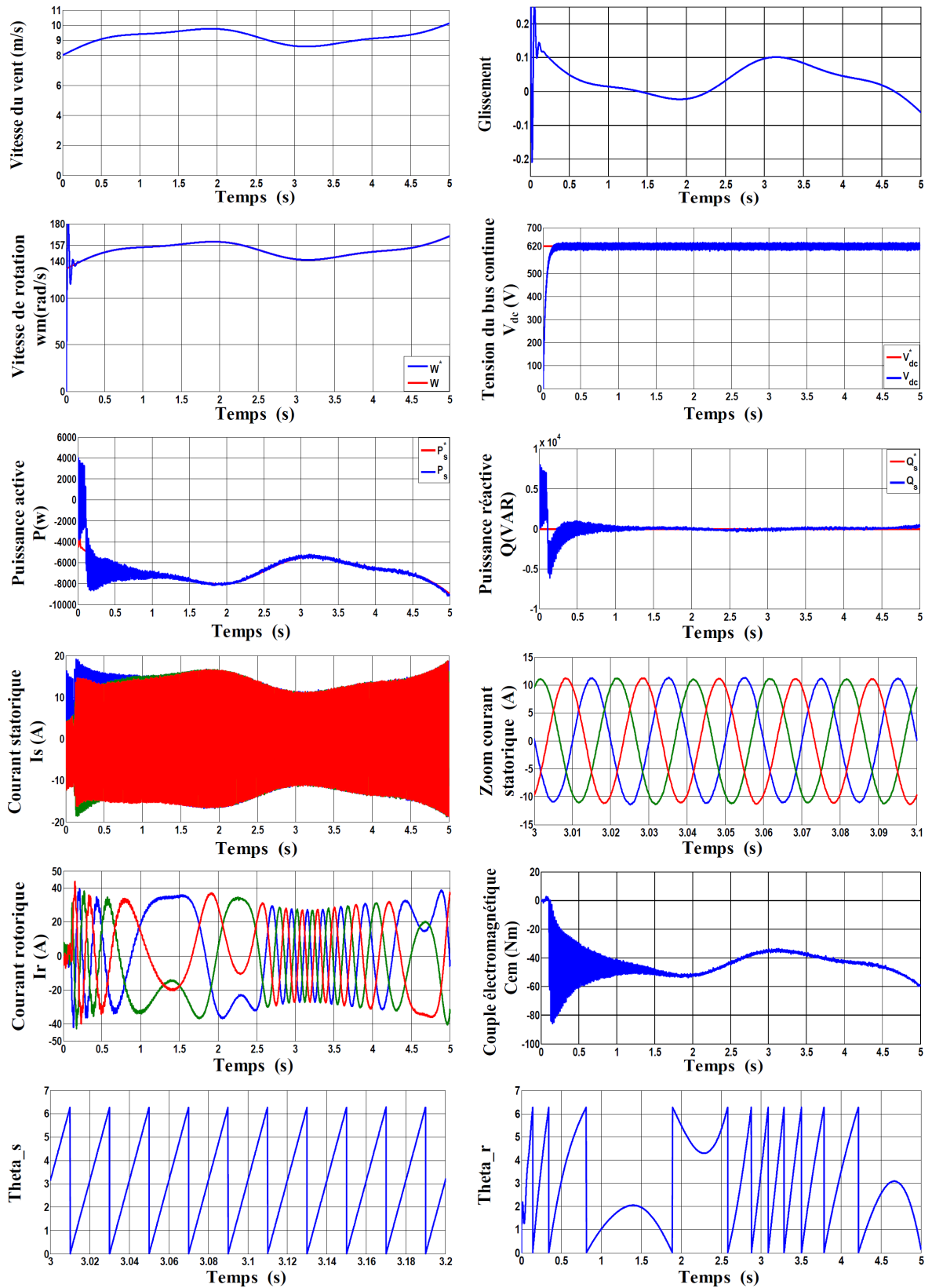


FIGURE V.27 – Résultats de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne avec réglage des puissances par régulateur PI

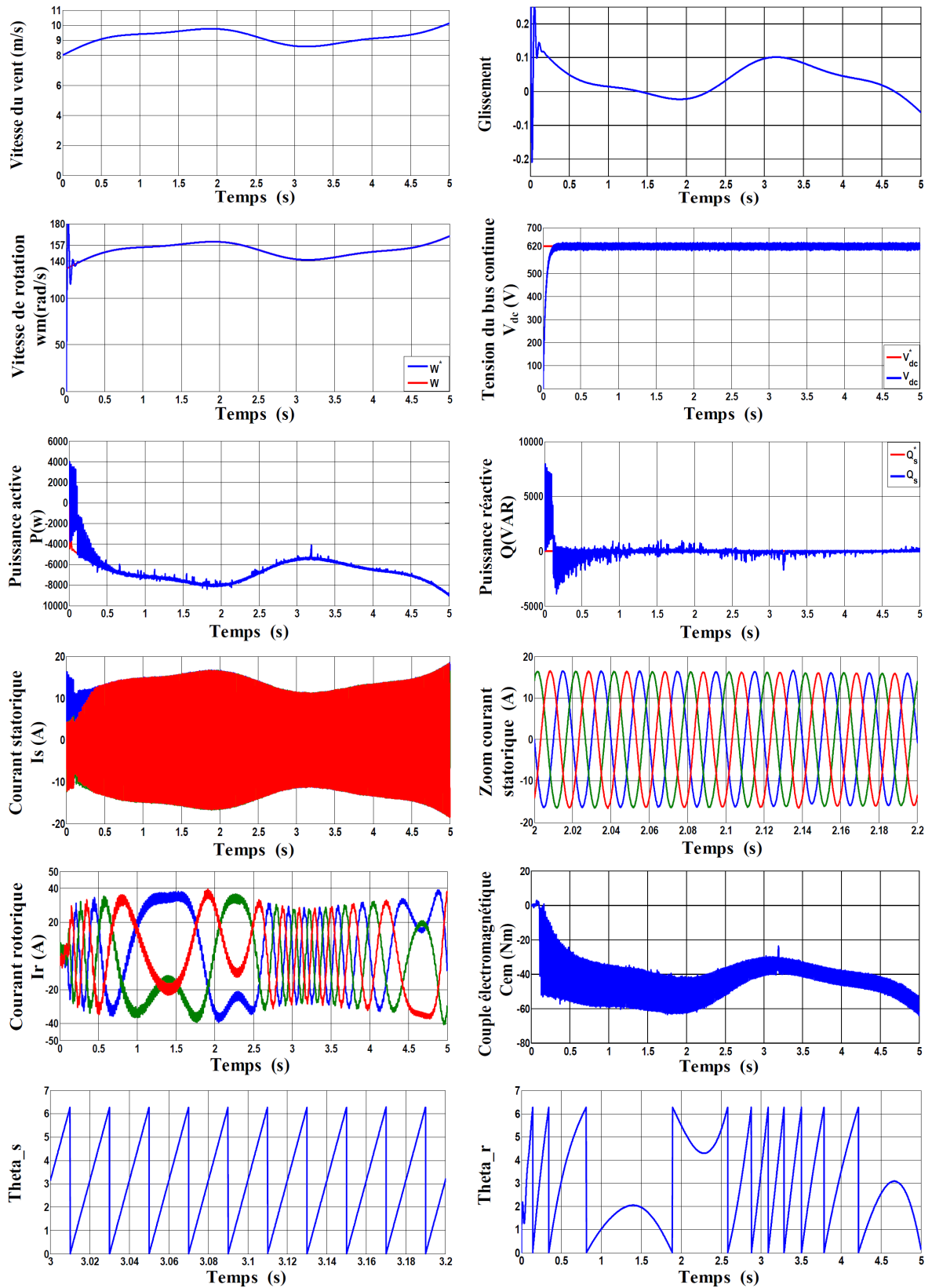


FIGURE V.28 – Résultats de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne avec réglage des puissances par mode glissant

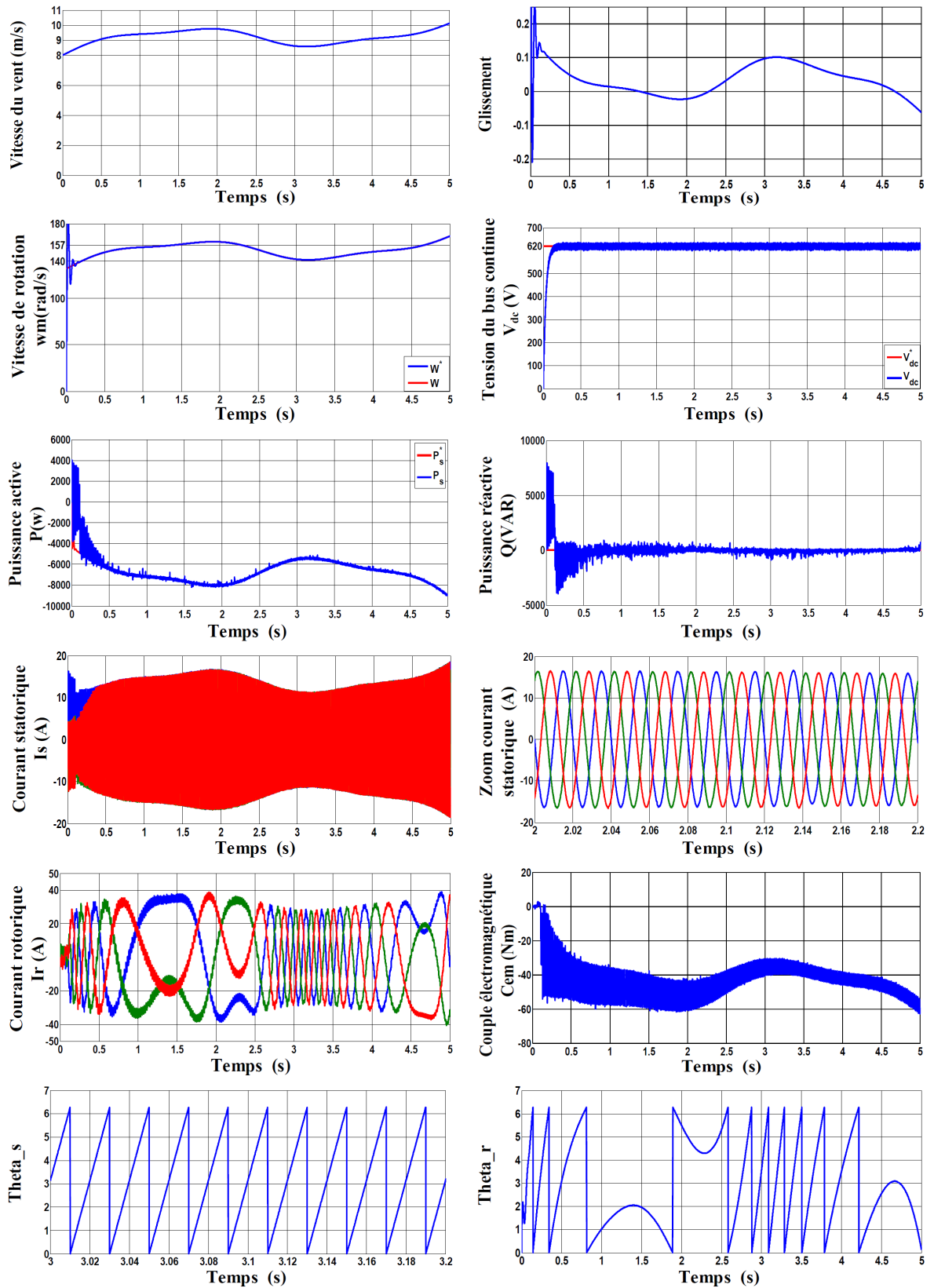


FIGURE V.29 – Résultats de simulation de la chaîne de conversion d’énergie éolienne avec réglage des puissances par backstepping

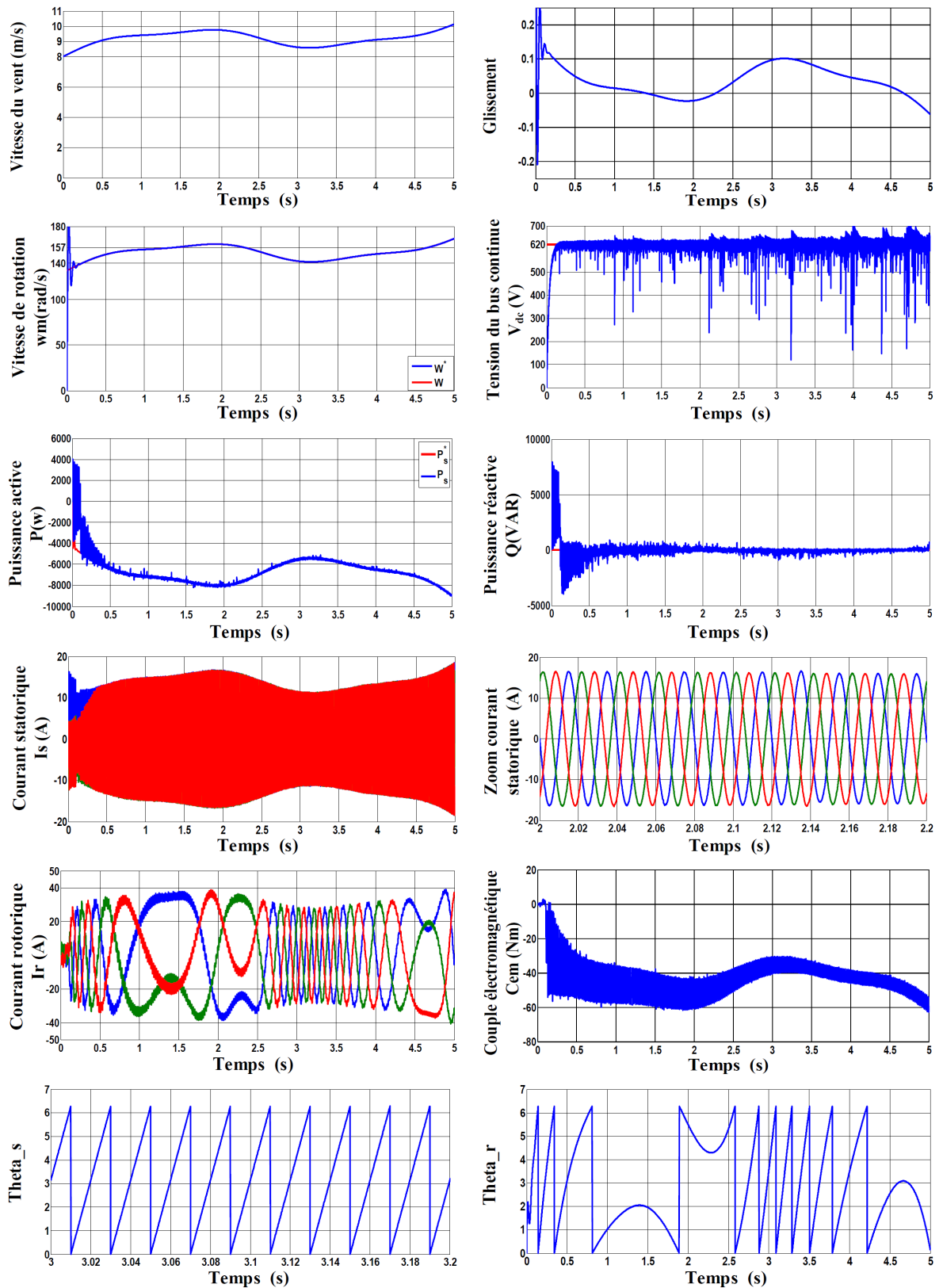


FIGURE V.30 – Résultats de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne sans l'utilisation de la commande vectorielle avec la commande backstepping

Conclusion générale et perspectives

L'objectif du travail présenté dans cette thèse est la synthèse des différentes stratégies de commandes, puis la mise en oeuvre d'une chaîne de production d'énergie éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation (MADA) dans le but d'extraire le maximum de puissance. L'étude de la commande ont été effectuées sur le logiciel MATLAB/SIMULINK/SimPowerSystem.

Dans le premier chapitre, nous avons présentés l'historique de l'énergie éolienne, le développement de cette énergie en Algérie et leur classement mondial. Puis, nous avons abordé le principe de fonctionnement et la constitution générale d'un système éolien. Ensuite, un état de l'art sur les différents types de générateurs utilisés pour produire l'énergie électrique ainsi une brève revue de la littérature technique concernant les stratégies de commande est présentée. Enfin, au regard de cet état de l'art, la problématique de la présente thèse et les objectifs fixés, sont présentés.

Le deuxième chapitre, concerne la commande directe des puissances active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) à flux statorique orienté.

Le modèle dynamique de la MADA est formulés dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant et de son alimentation constituée d'un onduleur équipé d'une commande MLI de type «sinus-triangle». Le principe de l'orientation du flux statorique est exposé afin d'obtenir des équations de commande découplé, puis la synthèse des régulateurs de type PI d'une commande directe des puissances du convertisseur côté machine CCM afin d'évaluer les performances du régulateur PI. Nous avons noté un bon comportement de celui-ci pour les différents tests effectués, toutefois des insuffisances ont été observées concernant la sensibilité aux perturbations dû aux variations brusques de vitesse. La puissance active, la puissance réactive, le couple électromagnétique sont affectées avec un temps de rejet de perturbation relativement faible. Mais une faible robustesse vis-à-vis des variations des résistances et les inductances n'ont que très peu d'influence sur le temps de réponse et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoires.

Le troisième chapitre, Dans la première partie de chapitre, il a été présenté le dimensionnement de la commande des puissances active et réactive de la MADA liés au convertisseur côté machine CCM, suivant la procédure qui consiste à utiliser le modèle non linéaire, multi variable et couplé de la MADA dans le repère diphasé (d, q) . Puis, en lui appliquant l'orientation du flux statorique selon l'axe directe et en négligeant la résistance statorique, ce qui nous permet d'avoir un modèle de commande des puissances découplé. Qu'on va appliquer les lois de commandes non linéaire pa mode glissant, backstepping, backstepping avec action integral et combinaison de la commande backstepping au réglage par mode glissant. Dans cette partie de chapitre, nous allons rapprocher plus du modèle non linéaire avec son caractère couplé et par conséquent sans l'utilisation de la commande vectorielle des flux statoriques et sans négliger la résistance statoriques ainsi nous utilisons une modélisation non linéaire dans le repère de Park (d, q) plus fine et plus proche de la machine réel.

Le quatrième chapitre, la transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique a été expliquée ainsi que la modélisation d'un aérogénérateur pour laquelle la maximisation de l'énergie extraite du vent est effectuée. Cette opération est réalisée par deux commandes MPPT sans et avec asservissement de vitesse. L'asservissement de vitesse est réalisé par trois lois de commande (PI, mode glissant et méthode backstepping). L'analyse des différents résultats obtenus montrent un bon comportement du système pour la loi proportionnelle et intégrale, tout fois les stratégies par mode glissant et par la méthode du backstepping présentent de meilleures performances dynamiques.

Le cinquième chapitre a été consacré à la mise en œuvre du système de conversion d'énergie éolien grâce aux stratégies de commande étudié précédemment, la stratégie de commande MPPT, la commande du convertisseur côté machine CCM et la commande de convertisseur côté réseau CCR . Pour ce faire, la structure à mettre en oeuvre est à base de MADA avec deux convertisseurs à IGBT (CCM et CCR) connectés entre eux par un bus continu. Puis, nous avons commencé par dimensionner les paramètres du filtre (R_g, L_g) liant le convertisseur au réseau, la tension du bus continue et leur capacité. Ensuite, la modélisation du convertisseur côté réseau et du bus continu. Enfin, la commande de la tension du bus continu et la régulation de la puissance réactive pour avoir un facteur de puissance unitaire côté stator.

Les résultats exposés confirment la faisabilité de l'approche proposée. En plus ces résultats sont équivalents à ceux obtenus avec l'utilisation de la commande vectorielle et en négligeant la résistance statorique. Ça confirme que les hypothèses précédente n'affecte pas les performances de la commande des puissances de système de conversion d'énergie éolienne pour les deux modes de fonctionnement.

Perspectives pour de futurs travaux

Les perspectives envisagées pour la suite de ce travail dans cette thématique peuvent être résumées comme suit :

- Le banc expérimental en cours de réalisation en laboratoire automatique Tlemcen (LAT) servira à valider les modèles développés et des stratégies de commande.
- La comparaison entre la commande directe et indirecte des puissances.
- L'utilisation des différents régulateurs proposés dans cette thèse associés aux autres commandes, tels que , le réseau neuronal, intelligence artificielle et le régulateur par méthode floue.
- Utilisation des onduleurs multi niveaux et les convertisseurs matriciels.
- Développement d'un contrôle sans capteur mécanique (technique d'observation).

Bibliographie

- [1] M. Loucif A. Boumediene. Nonlinear integral backstepping control for dfig under wind speed variation using matlab/psb. *Third International Conference on Power Electronics and Electrical Drives ICPEED'14 Oran, Algeria*, 10-11 December 2014.
- [2] M. Loucif A. Boumediene. Modeling and direct power control for a dfig under wind speed variation. *IEEE Proceeding Third International Conference on Control, Engineering Information Technology (CEIT'2015), Tlemcen- Algeria*, 25-27 May 2015.
- [3] M. Loucif A. Boumediene, A. Mechernene. Robust nonlinear combined backstepping sliding mode control of dfig under wind speed variation. *The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications (ICEECA2014), Constantine, Algeria*, 18-20 November 2014.
- [4] M. Loucif A. Boumediene, A. Mechernene. Active and reactive powers control of dfig under sub and super synchronous modes operation. *International Electrical and Computer Engineering Conference IECEC'2015 Setif, Algeria*, 23-25 May 2015.
- [5] M. Loucif A. Boumediene, A. Mechernene. Modeling and control of variable speed wind turbine using sliding mode. *International Electrical and Computer Engineering Conference IECEC'2015 Setif, Algeria*, 23-25 May 2015.
- [6] M. Loucif A. Boumediene, A. Mechernene. Association de l'approche par backstepping non linéaire au réglage par mode glissant appliquée au générateur asynchrone à double alimentation intégré dans un système éolien. *1ère Journée d'Etude en Automatique et ses Applications (1JEA14), Université Amar Telidji de Laghouat, Algérie*, 24 Avril 2014.
- [7] M. Loucif A. Boumediene, A. Mechernene. Backstepping control of doubly fed induction generator driven by wind turbine. *IEEE Proceeding Third International Conference on System and Control (ICSC)*, pp. 153 - 158, Algiers, Algeria, 29-31 October 2013.
- [8] M. Loucif A. Boumediene, A. Mechernene. Maximum power point tracking based on backstepping control of wind turbine. *journal EEA Electrotehnica, Electronica, Automatica (= Electrical Engineering, Electronics, Automation)*, Vol. 62, no. 3, pp 103-110, July - September 2014.
- [9] M. Loucif A. Boumediene, A. Mechernene. Nonlinear sliding mode power control of dfig under wind speed variation and grid connexion. *journal EEA Electrotehnica,*

- Electronica, Automatica*(= *Electrical Engineering, Electronics, Automation*), Vol. 63, no. 3, pp 103-110, July - September 2015.
- [10] A.R. Benaskeur A. Desbiens. Backstepping-based adaptive pid control. *IEE proc. In control theory and applications, Vol. 49, Issue 1, pp. 54-59. 2002.*
- [11] A. S. Morse. A. Feurer. Adaptive control of single-input-single-ouput linear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 23(4) : pp.557569, 1978.
- [12] A. Boucheta M. Rahli B. Mazari A. Hazzab, I. K. Bousserhane. Adaptive backstepping design for induction motor speed control. *IEEE proceeding of Electro-Information Technology (EIT 2007), Illinois Institute of Technology Chicago (USA), 17-21 May 2007.*
- [13] M. Zerikat A. Mechernenen, S. Chekroun. High performance sensorless vector control of induction motor drives using artificial intelligent technique. *European Transactions On Electrical Power*, pp :787800, N 21, 2011.
- [14] A. Desbiens A. R. Benaskeur, L. N. Paquin. Toward industrial process control applications of the backstepping. *Process Control and Instrumentation*, 2000.
- [15] F. Aichouche. *Conception, modélisation et simulation d'un onduleur photovoltaïque connecté au réseau (Grid-Tie Inverter)*. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master, Université de Tlemcen, 2015.
- [16] S. El Aimani. *Modélisation de Différentes Technologies d'Eoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat en Génie Electrique, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004.
- [17] D. V. Anosov. On stability of equilibrium points of relay systems. *Automation and remote control*, Vol. 2, pp. 135149, 1959.
- [18] The World Wind Energy Association. <http://www.wwindea.org>. Consulté le 19-09-2015.
- [19] K-S. Kim B. Bandyopadhyay, F. Deepak. Sliding mode control using novel sliding surfaces. *Springer-Verlag Berlin and Heidelberg*, September 2009.
- [20] W. Respondek. B. Jakubezyk. On linearisation of control systems. *Bulletin de l'academie Polonaise des sciences*, Vol. 28, No. 9, pp. 517522, 1980.
- [21] M. Etxaide B. Kortabarria. Dosierra : Energia elikoa. In *Elhuyar, Vol. 133-134; 1998.*
- [22] P. Barret. *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*. Paris, 1987.
- [23] L. Refoufi B.A.T. Alzahawi, A.G. Jack. Analysis and modeling of the steady state behavior of the static kramer induction generator. *EEE Transactions on Energy Conversion*, Volume 14, Issue 3, pp.333-339, 1999.
- [24] A.R. Benaskeur. *Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université Laval, Québec, 2000.
- [25] F. Benchabane. *Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering*. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme de Magister, Université de Biskra, 2005.

- [26] H. Bennani. *Machine asynchrone à double alimentation : Les lois de commande en régime permanent*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Laval, Québec, 2011.
- [27] I. Boldea. *The electric generators handbook : variable speed generators*. CRC press Taylor francis group, New York, U.S.A., 2006.
- [28] B. K. Bose. *Power Electronics Variable Frequency Drive Technologies and Application*. John Wiley and Sons, 1996.
- [29] B. K. Bose. *Power electronics and motor drives : advances and trends*. Academic Press is an imprint of Elsevier, 2006.
- [30] F. Boudjema. *Commande par mode de glissement : Application aux convertisseurs électriques*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université du Paul Sabatier de Toulouse, Mai, 1991.
- [31] A. Boulahia. *Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique*. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Magister, de l'Université de Constantine, 2009.
- [32] H. Merabet Boulouiha. *Contribution à l'étude et la commande d'une éolienne pour la production de l'énergie électrique*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université d'Oran, 2013.
- [33] F. Boumaraf. *Commande d'un aérogénérateur apport des techniques de l'intelligence artificielle*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2009.
- [34] A. Boumediene. *Recherche et développement de nouvelles approches de commandes d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Ecole National Polytechnique de l'Université d'Alger, 2007.
- [35] C. Bourillon. Wind energy - clean power for generations. *Renewable Energy*, Vol. 16, pp. 948-953, 1999.
- [36] A. Boyette. *Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Ecole Doctorale : Informatique, Automatique, Electronique Electrotechnique, Mathématique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 2006.
- [37] H. Buhler. Réglage par mode de glissement. *Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Première Edition, Lausanne, Suisse*, 1986.
- [38] D. Seyoum C. Grantham, M.F. Rahman. The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003.
- [39] L. Zhang C. Zaththanasarn, W. Shepherd. Application of a matrix converter for the power control of a variable-speed wind-turbine driving a doubly-fed induction generator. In *Proceeding. of 23rd international conference of Industrial Electronics, Control and instrumentation, Vol. 2, pp.906-911, New Orleans, USA, 1997*.
- [40] H. Camblong. *Minimisation de l'impact des perturbation d'origine eolienne dans la generation d'électricite par des aerogenerateurs à vitesse variable*. Thèse présentée

- pour l'obtention du diplôme de Doctorat en Automatique, Ecole National Supérieure d'Arts et Métiers Centre de Bordeaux, 2003.
- [41] J. Chatelain. *Machines Electriques*. 1990.
- [42] A. Chemidi. *Analyse, modélisation et commande avancée d'une éolienne utilisée dans une ferme*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Tlemcen, 2015.
- [43] A. Choukchou-Braham. *Contribution à la stabilisation des systèmes mécanique sous actionnés*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Tlemcen, 2011.
- [44] G. Cuntly. *Eoliennes et aerogenerateurs guide de l'énergie éolienne*. Edisud, 2001.
- [45] K. Idjdarene A. Tounzi D. Rekioua, T. Rekioua. Vector control of autonomous induction generator taking saturation effect into account. *Energy Conversion and Management*, 2008.
- [46] A. Davigny. *Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Ecole Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur, Lille1, 2007.
- [47] C. Canudas de Wit. *Commande des moteurs asynchrone, Modélisation contrôle vectoriel et DTC*. vol.1, Lavoisier, Paris, 2000.
- [48] A. Dendouga. *Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM)*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Batna, 2010.
- [49] G. J. W. Van Bussel. B. Hahn E. Echavarria, T. Tomiyama. How has reliability of technology developed through time. *Compte rendu de conférence de la European Wind energy Conference (EWEC)*, 2007.
- [50] C. Edwards E.F. Colet, L.M. Fridman. Advances in variable structure and sliding mode control. *Springer-Verlag Berlin and Heidelberg*, May 2009.
- [51] M. Elkhailil. *Modélisation, Observation et Commande : Une approche multimodèle*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabès-Tunisie et Université de Caen Basse-Normandie-France, 2011.
- [52] S.V. Emelyanov. Variable structure control systems. Moscow, Nouka, 1967.
- [53] S.V. Emilyanov. On peculiarities of variables structure control systems with discontinuous switching functions. *Doklady ANSSR*, Vol. 153, pp. 776-778, 1963.
- [54] k. Abed h. Benalla F. Kendouli, k. Nabti. Modelisation, simulation et contrôle d'une turbine éolienne à vitesse variable basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation. *Revue des énergies renouvelables, Université Mentouri, Constantine*, vol. 14 n1 pp. 109 120, 2011.
- [55] G. Segulier F. Labrique, R. Bausiere. *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*. Number volume 4, 2^e édition revue et augmentée. Lavoisier, Paris, 1995.
- [56] A. Mailfert F.M. Sargos. *Machines à réluctance variable (MRV). Machines polyphasées. Machines excitées*. Techniques de l'Ingénieur, D 3681 15 p, Août 2004.

- [57] A. Gaillard. *Système éolien basé sur une MADA : Contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.
- [58] J. C. Gille. *Systèmes asservis non linéaires*. 1988.
- [59] R. Gouri. *Commande par mode flou glissant et par backstepping de la machine asynchrone*. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme de Magister, Université Béchar, Octobre 2004.
- [60] D. Gourieres. *Energie éolienne, théorie, conception et calcul pratique des installations*. Eyrolles, 1982.
- [61] A. Grauers. Efficiency of three wind energy generator systems. *IEEE Energy Conversion*, , Vol. 11, No3, pp. 650 - 657. 1996.
- [62] H. Lee H. M. Nguyen. Direct rotor-flux-oriented control method using matrix converter fed induction motor. In *First international Forum on strategic technology IFOST'06*, pp.309-313, 2006.
- [63] T. Suzuki H. Okitsu, T. Kawahito. Characteristics of a small wind-power system with dc generator. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 1982.
- [64] G-J de Vilder P.J. Tavner H. Polinder, F.F.A van der Pijl. Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines. *IEEE Energy Conversion*, Vol. 21, No 3, pp. 725 - 733. 2006.
- [65] H. Hashimoto F. Harashima H. Yamamoto, S. Yanagizawa. Brushless servo motor control using variable structure approach. *IEEE Trans. Ind. Appl*, Vol. 24, N° 1, pp. 160170, 1988.
- [66] I. Hamzaoui. *Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur*. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme de Magister, Ecole Nationale polytechnique, ALger, 2008.
- [67] O. Harkegard. *Flight control design using backstepping*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat en cotutelle, Université de Linköping (Suède), 2001.
- [68] E. Hau. *Wind turbines*. 2nd Edition Springer, 2006.
- [69] S. Heier. *Grid integration of wind energy conversion systems*. Publications John Wiley Sons, 1998.
- [70] RL. Hills. *Power from wind : a history of windmill technology*. New York : Cambridge University Press, 1994.
- [71] A. Hughes. *Electric Motors and Drives Fundamentals, Types and Applications*. 2005.
- [72] A. Hussain. *contribution à la commande adaptative robuste par modes glissants*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.
- [73] F. Avia I. Cruz. The development of the wind energy market in spain. In *European Wind Conference Proceedings, Nice*, pp. 477-480 ; 1999.
- [74] A. S. Morse. I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic. Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 36(11) : pp. 12411253, 1991.

- [75] A.S. Morse I. Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic. Adaptive feedback linearization of nonlinear systems. *Edition In : Foundations of Adaptive Control*. pp. 311-346, Springer Verlag. Berlin, 1991.
- [76] R. Marino I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic. An extended direct scheme for robust adaptive nonlinear control. *Automatica*, vol. 27, pp 247-255, 1991.
- [77] E. Chekhet V. Sobolev I. Shapoval, V. Mikhalsky. Control of the stand-alone doubly fed induction generator supplied by the matrix converter. In *Proceeding. of the International Workshop on Renewable Energy Based Units and Systems*. pp.35-40, Russia, 2006.
- [78] T. Price J. Blyth. Britain's first modern wind power pioneer. *Wind Engineering*, Vol. 29, No. 03, pp. 191-200, 2005.
- [79] P. W. Wheeler M. Bland K. G. Kerris J. C. Clare, L. Empringham. Matrix converters : A vector controlled mct matrix converter induction motor drive with minimized commutation times and enhanced waveform quality. *IEEE industry applications magazine* pp. 59-65,, 2004.
- [80] R. Pena J. C. Clare, G. M. Asher. A doubly fed induction generator using back to back pwm converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, p.380-387, 1996.
- [81] D. Zafirakis J. K. Kaldellis. The wind energy (r)evolution : A short review of a long history. *Renewable Energy* Vol. 36, no. 7, pp 1887-1901. 2011.
- [82] P. W. Wheeler L. Empringham A. Weinstein J. Rodriguez, J. C. Clare. Matrix converters : A technology review. *IEEE Trans. on industrial electronics*, vol. 49, pp. 276-288, 2002.
- [83] W. Gao J.E. Hung. Variable structure control system. *IEEE Trans. Ind. Elec. Vol40, N° 1*. pp45-55, February 1993.
- [84] AR. Jha. *Wind turbine technology*. Hoboken : CRC Press, 2010.
- [85] J. Slotine J.K. Hedrick, E.A. Mizawa. On sliding observer for nonlinear systems. *Jour. Dynam. Syst. Measur. Contr. Vol 109/245*, 1987.
- [86] J.P. Caron J.P. Hautier. *Electrotechnique Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Presses Universitaires de Strasbourg, 1995.
- [87] H. Hashimoto F. Harashima K. Maruyama, Y. Arai. Practical realisation of vss controllers for roboticarm. *IEEE IECON*, pp. 34-40, 1986.
- [88] D. Kairous. *Modélisation, simulation et commande d'un système éolien a machine asynchrone à double alimentation*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université d'Oran, 2013.
- [89] K. Kendouci. *Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université d'Oran, 2012.
- [90] K. Kouzi. *Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur vitesse par un réglage PI-Flou à gains flou adaptés associé à un observateur d'état par mode de glissement*. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme de Magister, Université de Biskra, 2002.

- [91] P. Krafczyk. *Modélisation et mise en oeuvre d'une chaîne de production éolienne à base de la MADA*. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme d'ingénieur en Electrotechnique, Centre d'enseignement de Nancy, 10 juillet 2013.
- [92] Kh. Benmahammed L. Guessas. Adaptive backstepping and pid optimized by genetic algorithm in control of chaotic systems. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control IJICIC International*, Vol. 7, No. 9, pp.5299-5312. 2011.
- [93] Y. Guoliang L. Huiguang. Design and analysis of a newly brushless dc wind generator. In *IEEE Confereces Automation Congress (WAC)*.
- [94] Dr. Gary L. Johnson. *Wind Energy Systems*. Electronic Edition, 2001.
- [95] L. Leclercq. *Apport de stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Lille, 2004.
- [96] M. O. F. Diallo H. Gualous M. B. Camara, S. Youssef. Génératrice asynchrone à double alimentation pour la production d'énergie hydrolienne dans le raz blanchard - modélisation et simulations. In *SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE (SGE14) EF-EPF-MGE 2014*.
- [97] P.V. Kokotovic M. Krstic. Transient-performance improvement with a new class of adaptive controllers. *Systems and Control Letters*, vol. 21, pp 451-461, 1993.
- [98] P.V. Kokotovic M. Krstic, I. Kanellakopoulos. Adaptive nonlinear control without overparametrization. *Published in Systems and Control Letters*, vol. 19, pp 177-185, 1992.
- [99] P. Leconte M. Rapin, E. Szechenyi. *Eoliennes*. Techniques de l'Ingénieur, BM 4640 22p, Janvier 2001.
- [100] A. Mechernene M. Zerikat, S. Chekroun. Dynamical performances of sensorless vector control induction motor drive with a new adaptive neural network speed observer. *Sciences and Techniques of Automatic Control*, 2010.
- [101] A. Massoum. *Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV) ; commande neuro-floue*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbès, 2007.
- [102] A. Mechernene. *Apport des techniques de l'intelligence artificielle à la commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université d'Oran, 2014.
- [103] F. Mehazzem. *Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat en cotutelle, Université de Paris-Est et Université de Constantine, 2010.
- [104] M. Messaoud. *Contribution a la modélisation de l'aerogénérateur synchrone a aimants permanents*. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme de Magister, Université de Biskra, 2008.
- [105] A. Nait-Kaci A. Yousif M.L. Doumbia, K. Agbossou. Active and reactive power control of a doubly fed induction generator for wind applications. In *Proceedings of the IEEE EUROCON*.

- [106] M. El Mokadem. *Modélisation et simulation d'un système hybride pour un site isolé. Problématique liée aux fluctuations et variations d'énergie au point de couplage*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université du Havre, 2006.
- [107] V. Nelson. *Wind turbines*. Wind energy. CRC Press ; 75-99.
- [108] H. Ben Ahmed X. Roboam S. Astier B. Dakyo C. Nichita O. Gergaud, B. Multon. Etat de l'art dans les aérogénérateurs électriques. *L'électronique de puissance vecteur d'optimisation pour les énergies renouvelables*, Ed. NOVELECT - ECRIN, ISBN 2-912154-8-1, pp.97-154, 2002.
- [109] P. Delarue P. Rombaut, G. Segulier. *Les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 2 la conversion alternatif-alternatif*. 3ème édition, TEC DOC Lavoisier, 2006.
- [110] H. J. Sussmann P. V. Kokotovic. A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems. *Systems Control Letters*, vol. 13 : pp. 125-133, 1989.
- [111] R.H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines-generalized method of analysis. *AIEE Transactions*, 1.
- [112] J. M. Pflimlin. *Commande d'un minidrone à hélice carénée : De la stabilisation dans le vent à la navigation autonome*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Toulouse, 2006.
- [113] P. Pinard. *Commande électronique des moteurs électriques*. Paris, 2004.
- [114] F. Poitiers. *Etude et commande de génératrice asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.
- [115] M. Rachid. *Power Electronics Circuits Devices and Applications*. Third Edition, Prentice-Hall, India, 2004.
- [116] S. Bernet S. Ponnaluri, R. Teichmann. Design and loss comparison of matrix converters, and voltage-source converters for modern ac drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002.
- [117] C. Benhabib S. Saadate. A new robust experimentally validated phase locked loop for power electronic control. In *EPE Journal*, Vol. 15, n. 3, 2005.
- [118] H. Altun S. Sunter. Modeling, simulation and control of wind turbine driven doubly-fed induction generator with matrix converter on the rotor side. In *Electrical Engineering*, vol 95 (no.2) : p. 157-170, 2013.
- [119] G. Salloum. *Contribution a la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [120] DG. Shepherd. *Historical development of the windmill*. ASME Press, 2009.
- [121] J.J. Slotine. Sliding controller design for nonlinear systems. *I.J.C.*, Vol. 4. N° 2. pp 421-434, 1984.
- [122] D.A. SPERA. *Wind turbine technology. Fundamental concepts of wind turbine engineering*. 1994.
- [123] L. Soder T. Ackermann. Wind energy technology and current status : a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* Vol. 4, no. 4, pp 315-374. 2000.

- [124] H. Tamrbed T. Azarob. *Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone*. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur, Université de Annaba, juin 2000.
- [125] N. Mohan T. Undeland, W. Robbins. Power electronics converters applications and design. *John Wiley and Sons*, 1993.
- [126] W. Tong. *Wind power generation and wind turbine design*. Southampton. Boston : WIT Press, 2010.
- [127] F. T. Tria. *Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une MADA Par différentes techniques*. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme de Magister, Université d'El oued, 2013.
- [128] J. Tsiniias. Sufficient lyapunov-like conditions for stabilization. *Mathematical Control Signal Systems*, vol. 2 : pp. 343357, 1989.
- [129] V. Utkin. Variable structure systems with sliding modes. *IEEE transactions on automatic control*, 1977.
- [130] V. Utkin. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1993.
- [131] R. Forskningscenter V. Norske. Guidelines for design of wind turbines. *Det Norske Veritas ; Wind Energy Dept., Ris National Laboratory*, 2002.
- [132] P.E Vidal. *Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [133] R. Datta V.T. Ranganathan. Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine a comparison with alternative schemes. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2002.
- [134] Y. Hung W. Gao, l. Hung. Variable structure control : A survey. *IEEE Trans. Ind. Elec. Vo1.40, N° 1. pp 2-22*, February 1993.
- [135] J.J. Slotine W. Li. *Applied nonlinear control*. Prentice Hall, 1991.
- [136] C.R. Kelber W. Schumacher. Adjustable speed constant frequency energy generation with doubly-fed induction machines. In *Proceedings of the European Conference Variable Speed in Small Hydro*.
- [137] D. Wood. Small wind turbines analysis, design, and application. New York : Springer ; 2011.
- [138] T. Yoshimura. Adaptive sliding mode control for a class of non-linear discrete-time systems with mismatched time-varying uncertainty. *International Journal of Modeling, Identification and Control*, 2008.

Articles de conférences nationales

[6] **M. Loucif, A. Boumediene, A.Mechernene.** Association de l'approche par Backstepping Non Linéaire au Réglage par Mode Glissant Appliquée au Générateur Asynchrone à Double Alimentation Intégré dans un Système Eolien. 1ère Journée d'Etude en Automatique et ses Applications (1JEAA14), Université Amar Telidji de Laghouat, Algérie, 24 Avril 2014

Articles de conférences internationales

[7] **M. Loucif, A. Boumediene, A.Mechernene.** Backstepping Control of Doubly Fed Induction Generator Driven by Wind Turbine. IEEE Proceeding Third International Conference on System and Control (ICSC) 2013, pp. 153 - 158, Algiers, Algeria, 29-31 October 2013.

DOI :[10.1109/ICoSC.2013.6750851](https://doi.org/10.1109/ICoSC.2013.6750851)

[3] **M. Loucif, A. Boumediene, A.Mechernene.** Robust NonLinear Combined Backstepping Sliding Mode Control of DFIG Under Wind Speed Variation. The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications (ICEECA2014) November 18-20, 2014, Constantine, Algeria

[1] **M. Loucif, A. Boumediene.** NonLinear Integral Backstepping Control for DFIG Under Wind Speed Variation Using MATLAB/PSB. Third International Conference on Power Electronics and Electrical Drives ICPEED'14 Oran, Algeria, 10-11 December 2014

[4] **M. Loucif, A. Boumediene, A.Mechernene.** Active and reactive Powers Control of DFIG Under Sub and Super Synchronous Modes Operation. International Electrical and Computer Engineering Conference IECEC'2015 Setif, Algeria 23-25 May 2015

[5] **M. Loucif, A. Boumediene, A.Mechernene.** Modeling and Control of Variable Speed Wind Turbine using Sliding Mode. International Electrical and Computer Engineering Conference IECEC'2015 Setif, Algeria 23-25 May 2015

[2] **M. Loucif, A. Boumediene.** Modeling and Direct Power Control for a DFIG Under Wind Speed Variation. IEEE Proceeding Third International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT'2015), May 25-27, 2015, Tlemcen-Algeria.
DOI :[10.1109/CEIT.2015.7233042](https://doi.org/10.1109/CEIT.2015.7233042)

Articles de revues internationales

[8] **M. Loucif, A. Boumediene, A.Mechernene.** Maximum Power Point Tracking Based on Backstepping Control of Wind Turbine. journal EEA Electrotehnica, Electronica, Automatica(= Electrical Engineering, Electronics, Automation), Vol. 62, no. 3, pp 103-110, July - September 2014.
ISSN 1582-5175

http://www.eea-journal.ro/ro/d/5/p/EEA62_3_12

[9] **M. Loucif, A. Boumediene, A.Mechernene.** Nonlinear Sliding Mode Power Control of DFIG Under Wind Speed Variation and Grid Connexion. journal EEA Electrotehnica, Electronica, Automatica(= Electrical Engineering, Electronics, Automation), Vol. 63, no. 3, pp 103-110, July - September 2015.
ISSN 1582-5175

http://www.eea-journal.ro/ro/d/5/p/EEA63_3_3

Paramètres de la MADA

TABLE 1 – Les paramètres de la MADA utilisée

Nom	Valeur	Unité
Tension nominale	220/380	<i>V</i>
Puissance nominale	7,5	<i>KW</i>
Fréquence nominale	50	<i>Hz</i>
Nombre de paires du pôle	2	
Vitesse nominale	1440	<i>tr/min</i>
Résistance statorique	0,455	Ω
Résistance rotorique	0,62	Ω
Coefficient d'inductance statorique	0,084	<i>H</i>
Coefficient d'inductance rotorique	0,081	<i>H</i>
Coefficient d'inductance mutuelle	0,078	<i>H</i>
Coefficient de frottement	6,73.10-3	<i>kg.m2</i>
Moment d'inertie	0,3125	<i>N.s/rad</i>

Paramètres de la turbine

TABLE 2 – Les paramètres de la turbine

Nom	Valeur	Unité
Puissance nominale	7,8	<i>KW</i>
Densité de l'aire	1,225	
Angle de calage	2	$^{\circ}$
Nombre de pale	3	
Rayon de pale	3	<i>m</i>
Gaine de multiplicateur	5,4	
Moment d'inertie	0,042	<i>kg.m2</i>
Coefficient de frottement visqueux	0,024	<i>N.s/rad</i>

Conditions de simulations

Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

TABLE 3 – Conditions de simulation

Type : Fixed-step	
Ode4 (Runge_Kuttaordre4)	
Fixed-step Size (fundamental sample time)	0.0001
Tasking mode for periodic sample time	auto

La transformation de Park

Le modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (A,B,C) est fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. La transformation de Park [111] élimine la dépendance avec la position du rotor en réduisant l'ordre du système et permet d'obtenir un modèle caractérisé par un système d'équations à coefficients constants. Cette transformation mathématique consiste en la recherche d'un référentiel, donc d'une nouvelle base pour les vecteurs et matrices du modèle afin que les nouvelles grandeurs relatives à une phase ne dépendent plus des autres.

Elle consiste en une transformation triphasée-diphasée permettant de passer du référentiel fixe (A,B,C) vers un repère mobile (d - q). Les grandeurs de la machine, telles que les tensions, les courants et les flux, sont alors représentés dans un repère à deux axes : l'axe direct d et l'axe de quadrature arrière q , perpendiculaires et mutuellement couplés. L'angle ψ , mesurant la position angulaire entre les deux référentiels est nommé angle de Park [22].

La figure 31 illustre le principe de la transformation de Park.

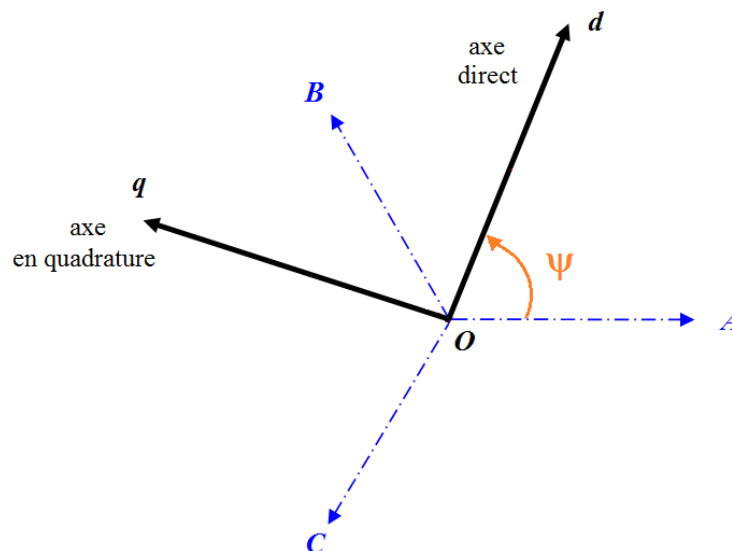


FIGURE 31 – Passage d'un système triphasé à un système diphasé

Il est possible d'introduire une composante, dite *homopolaire*, dans le but de prendre en considération, si nécessaire les fonctionnements dégradés ou les régimes déséquilibrés de la machine. L'axe homopolaire (o) est choisi arbitrairement orthogonal au plan (d-q), sa composante ne participant pas à la création du champ tournant.

Deux alternatives sont possibles selon que l'on envisage le choix de :

- la conservation de l'amplitude des courants, la transformation obtenue est appelée *Transformation de Park initiale* ;
- la conservation de la puissance instantanée, la transformation est alors désignée de *Transformation de Park modifiée*.

La transformation de Park initiale est définie par :

$$[X_{d,q,o}] = [P(\psi)] \cdot [X_{A,B,C}]$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (33)$$

La transformation inverse est alors définie de la manière suivante :

$$[X_{A,B,C}] = [P(\psi)]^{-1} \cdot [X_{d,q,0}]$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

où $[P(\psi)]$ et $[P(\psi)]^{-1}$ représentent les matrices de passage directe et inverse de Park.

La transformation de Park initiale n'est pas normée, il s'en suit que bien qu'elle conserve l'amplitude des grandeurs, elle ne conserve pas l'énergie, la puissance et le couple électromagnétique ; ces grandeurs doivent être corrigé en les multipliant par le coefficient 3/2 [86].

L'emploi d'une matrice normée est souvent utile pour des raisons de symétrie, la transformation de Park modifiée est alors privilégiée.

La transformation de Park modifiée est définie par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (35)$$

et la transformation inverse par :

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

On démontre d'une part que la puissance complexe est invariante lors d'une transformation si la matrice de passage est unitaire, et d'autre part que la puissance instantanée est invariante si la matrice de passage est orthogonale [113].

$$[P(\psi)] \cdot [P(\psi)]^T = [1]$$

C'est cette transformation que nous avons employé dans ce travail pour définir le modèle dynamique de la machine asynchrone dans le repère $(d-q)$.

Modèles Simulink construit pour les différentes simulations

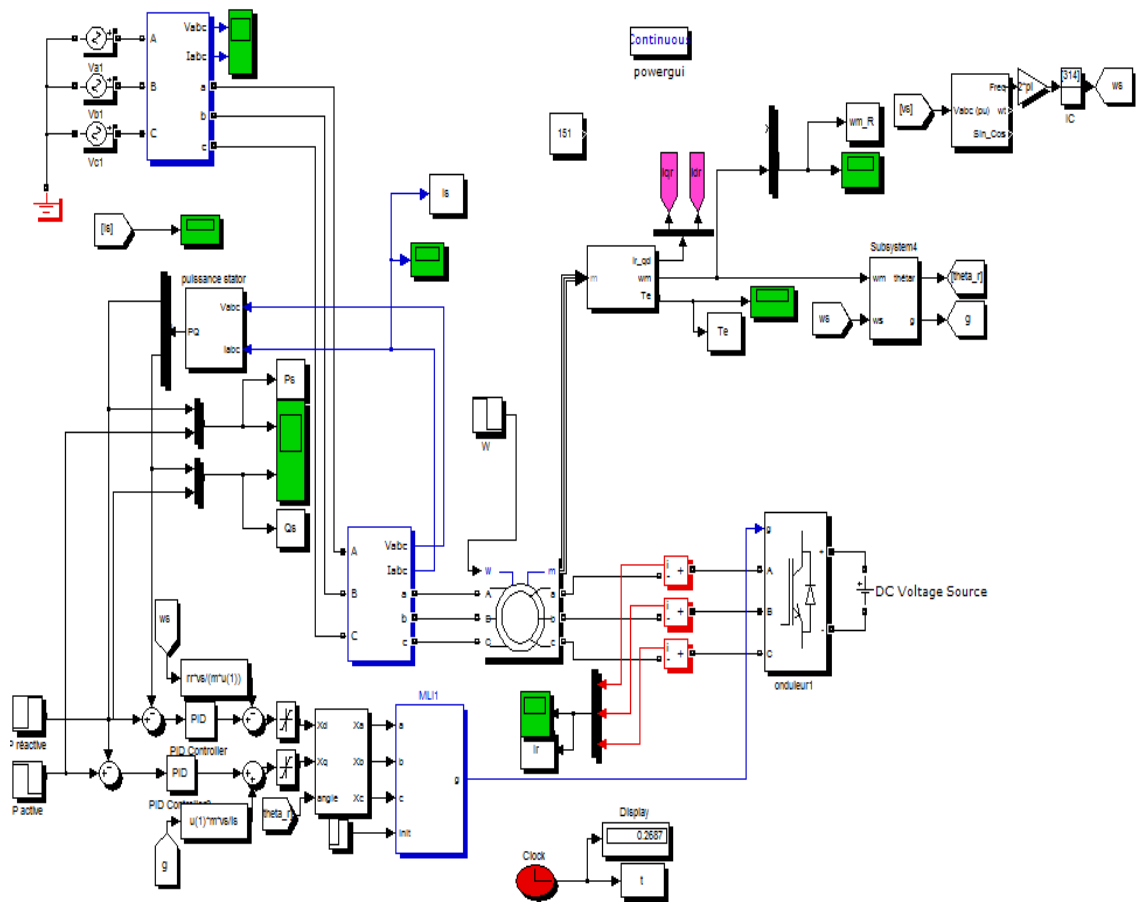


FIGURE 32 – Diagramme de simulation de la commande directe des puissance par PI.

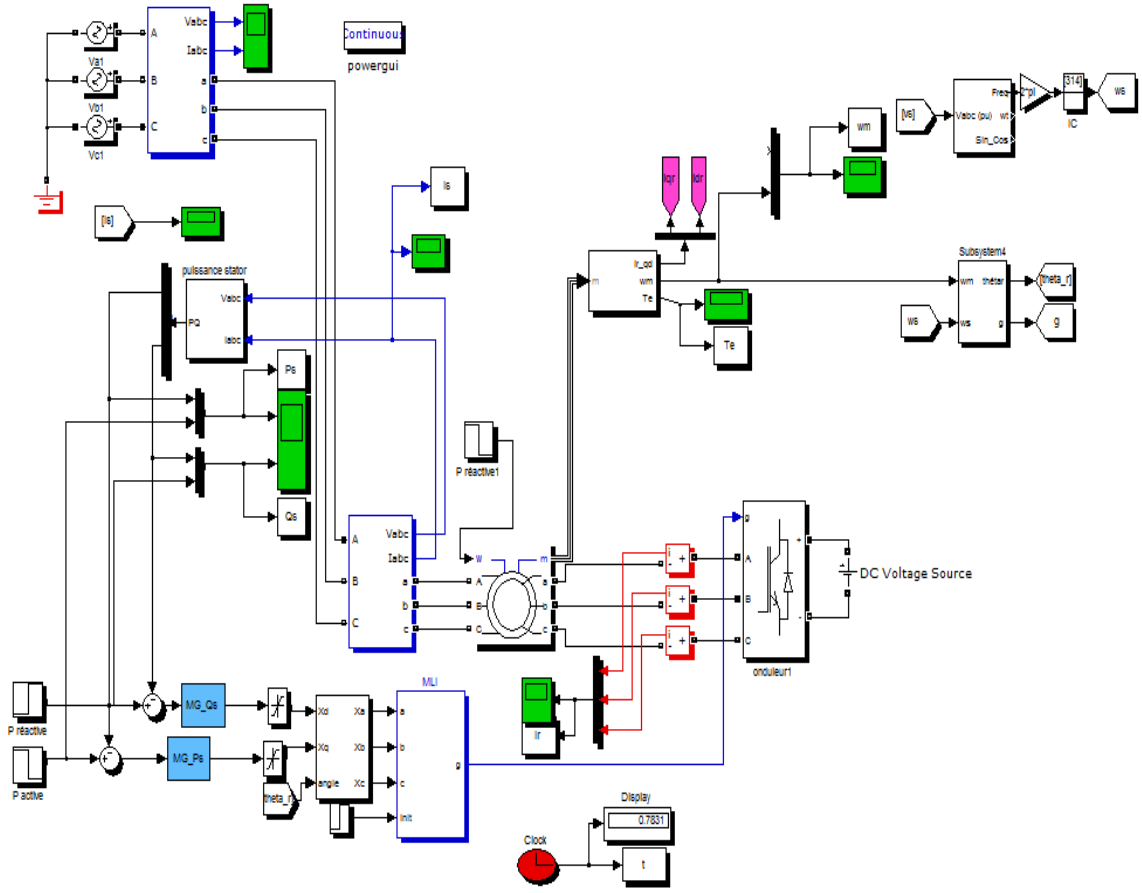


FIGURE 33 – Diagramme de simulation de la commande des puissance par la méthode backstepping.

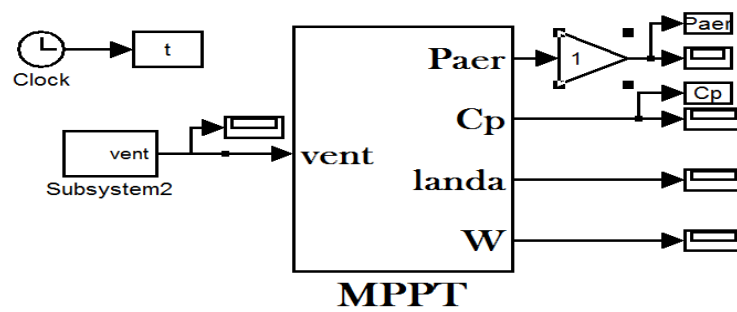


FIGURE 34 – Schéma de simulation de la technique d'extraction de maximum de puissance.

Résumé

La présente thèse traite, la synthèse de lois de commande non linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur. L'objectif étant de modéliser et concevoir un modèle de simulation d'un système de conversion d'énergie éolienne. Dans une première étape, l'association de la partie mécanique intégrant la turbine, le multiplicateur, la technique MPPT et la partie électrique (MADA), associée à un contrôle des puissances active et réactive, basée sur une commande à flux statorique orienté selon un repère diphasé. Plusieurs lois de commande de type linéaire basée sur le régulateur PI et non linéaire basées sur la théorie des modes glissants et la méthode backstepping appliquées au convertisseur côté machine en mode de fonctionnement hypo synchrone. Dans une deuxième étape, définir le modèle complet du système éolien en intégrant au processus précédent le réglage du bus continu et le contrôle de la puissance réactive pour le convertisseur côté réseau, le tout est débitant dans le réseau électrique. Pour cela, un benchmark unique de la vitesse du vent est proposé pour les modes de fonctionnement hypo synchrone et hyper synchrone. Dans une troisième étape, la prise en compte de la résistance statorique lors du dimensionnement de la commande des puissances du convertisseur côté machine relié au réseau électrique. Enfin, les résultats obtenus pour chacune des approches seront commentés et comparés aux autres techniques étudiées.

Mots-clés : Machine asynchrone à double alimentation, turbine éolienne, convertisseur Back to Back, MPPT, convertisseur côté machine, convertisseur côté réseau, méthode backstepping, mode de glissement.

Abstrat

This thesis discusses synthesis of nonlinear control laws for the control of a double fed induction machine dedicated to a wind turbine system. The objective is to model and design a simulation model of a wind conversion system. In a first step, an association of the mechanical part incorporating the turbine, the gearbox, the MPPT technique and the electrical part consisting of the DFIG, associated with a control of active and reactive power based on stator flux control oriented. Several control laws, linear based on the PI controller and nonlinear based on sliding mode theory and backstepping method applied to the rotor side converter in sub synchronous mode operation. In a second step, define the complete model of the wind system by integrating the previous process, adjustment the DC link voltage and control of reactive power to the grid side converter, everything is delivering into the grid. For this, a unique benchmark for the wind speed for sub synchronous and super synchronous modes operations. In a third step, the inclusion of the stator resistance when design the control of the powers of the rotor side converter connected to the electric grid. Finally, the results for each approach will be discussed and compared with other techniques studied.

Keywords: Double fed induction machine, wind turbine, Back to Back converter, MPPT, rotor side and grid side converters, backstepping method, sliding mode

تلخيص

هذه الأطروحة تتناول التوليف من قوانين التحكم غير الخطية من أجل السيطرة على مولد لا تزامني مزدوج التغذية مخصصة لنظام وتربينات الرياح، والهدف من ذلك هو تصميم نماذج محاكاة تحويل الطاقة لنظام الرياح. في خطوة أولى،

مزيج من الجزء الميكانيكي بدمج التوربينات، مضاعف السرعة، التكنولوجيا MPPT وجزء الكهربائية (MADA)، ويرتبط مع التحكم في الطاقة الفاعلة والمتفاعلة، استنادا إلى عنصر تحكم الجزء الثابت تدفق توجه

على طول المعلم الثنائي. عدة أنواع من القوانين التحكم الخطية تستند تحكم PI وغير الخطية على أساس نظرية انزلاق وطريقة backstepping تطبيقها على الجانب آلة تحويل وضع عملية سرعة المولد أقل من سرعة متزامن. في الخطوة الثانية، تحديد نموذج كامل للنظام الرياح من خلال دمج عملية التعديل السابقة، التحكم DC والسيطرة على قوة رد الفعل على الجانب تحويل الشبكة، كل شيء تغذي الشبكة. لهذا، يقترح معيارا فريدا من سرعة الرياح والتشغيل أقل وأكبر من سرعة متزامن. في الخطوة الثالثة، النظر في مقاومة الجزء الثابت عندما التحجيم والسيطرة على الجانب آلة تحويل الطاقة بالشبكة. وأخيرا، فإن نتائج كل نهج سيتم مناقشتها ومقارنتها مع غيرها من التقنيات التي شملتها الدراسة.

كلمات المفاتيح : مولد لا تزامني مزدوج التغذية، توربينات الرياح، MPPT، تحويل الجانب آلة، تحويل إلى جنب الشبكة، نظرية انزلاق، طريقة Backstepping