Université Sidi Mohammed Ben Abdellah
Faculté des Sciences Dhar El Mahraz- Fès
Centre d'Etudes Doctorales
"Sciences et Technologies"

Formation Doctorale : STIC

Discipline : Physique

Spécialité : Génie Electrique

Laboratoire : Intégration des Systèmes et Technologies Avancées

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

IHEDRANE Yasmine

Contribution à la commande non linéaire des systèmes éoliens à base de la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation

Soutenue le 28/06/2019 devant le jury composé de :

Pr. Mohamed KARIM	***FSDM-FES-***	***Président***
Pr. El Mustapha ZIANI	***EST-OUJDA-***	***Rapporteur***
Pr. Aziz DEROUICH	***EST -FES-***	***Rapporteur***
Pr. Ahmed LAGRIOUI	***ENSAM-MEKNES-***	***Rapporteur***
Pr. Mohammed BENBRAHIM	***FSDM-FES-***	***Examinateur***
Pr. Mohammed Nabil KABBAJ	***FSDM-FES-***	**Examinateur**
Pr. Jamal BOUCHNAIF	***EST-OUJDA-***	**Examinateur**
Pr. Badre BOSSOUFI	***FSDM-FES-***	**Co-directeur de thèse**
Pr. Chakib EL BEKKALI	***FSDM-FES***	**Directeur de thèse**

Année universitaire : 2018-2019

Dédicaces

Je dédie ce travail :

L'espoir de toutes mes années de rêves

A la mémoire de mon grand-père et ma grand-mère.

A mon père qui m'a appris tant de choses. J'espère que tu trouveras dans ce travail l'expression de ma gratitude et mon respect.

A ma mère qui ma soutenue par son sacrifice, sa bénédiction et sa présence dans les moments les plus difficiles. C'est grâce à toi que je dois toute ma réussite.

A ma sœur qui m'a appris le vrai sens de la fraternité et du sacrifice, celle qui m'a toujours encouragé et soutenu dans mon parcours.

A mon frère qui m'as toujours épaulé par ses encouragements permanents.

A mon mari : sache qu'aucun mot ne saurait t'exprimer ma profonde reconnaissance pour ta gentillesse et ta compréhension dont tu as toujours fait preuve. Je souhaite que tu trouveras dans ce travail l'expression de mes sentiments de reconnaissance les plus sincères car grâce à ton aide et à ta patience que ce travail a pu voir le jour.

A mes beaux-parents et ma belle-sœur MOUNIA pour leur soutien et leur encouragement

A ma très chère YASMINE en qui je trouve le conseil de la sœur et le soutien de l'amie.

A mes très chères tantes AFRA, AMAL et son mari qui m'étaient d'une aide précieuse et estimable.

A ma très chère tante LATIFA et son mari qui font partie des personnes rares par leur gentillesse, leur tendresse et leurs grands cœurs.

A toute la famille IHEDRANE et HSSEIN.

Remerciements

Tout d'abord, si ce travail a vu le jour, c'est grâce à **ALLAH** qui m'a donné courage, énergie et patience durant toutes ces années d'études.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à mon directeur de thèse le professeur **Chakib ELBEKKALI** pour la confiance qui m'a accordé en acceptant d'encadrer ce mémoire de thèse, pour les conseils judicieux qu'il m'a prodigués, pour sa patience et son encouragement, je le remercie infiniment pour son habilité, son savoir et son savoir-faire qui m'en épaulés pour garder confiance en moi dans les moments pénibles.

Mes remerciements vont également à mon co-directeur de thèse le professeur **Badre BOSSOUFI** pour toutes les heures qu'il a consacrées à diriger ce travail, d'être toujours disponible à écouter, à cœur ouvert toutes mes questions interminables, et pour l'intérêt qu'il a porté à l'avancement de mes travaux. Sa compétence analytique et son enthousiasme zélé m'ont montré que le monde de la recherche pouvait être un univers passionnant. J'ai été sincèrement sensible à leurs qualités humaines : leur altruisme, leurs bontés et leurs sérieux tout au long de ce travail de doctorat. Cette thèse leur doit beaucoup et pour tout cela je les remercie du fond de mon cœur.

Je voudrais associer à mes remerciements les professeurs : monsieur **Mamadou Bailo CAMARA** et monsieur **Alireza PAYMAN** qui m'ont encadrés pendant la période de mon stage au sein du laboratoire **GREAH**.

Je présente également mes remerciements au professeur **Mohamed KARIM** de m'avoir accueilli au sein de sa structure de recherche et d'accepter de présider le jury de cette thèse.

Je remercie profondément les professeurs : monsieur **ZIANI El Mustapha**, monsieur **Aziz DEROUICH** et monsieur **Ahmed LAGRIOUI** d'avoir accepté la charge de rapporter ce travail.

De même j'adresse mes remerciements aux professeurs : monsieur **Mohamed BENBRAHIM,** monsieur **Mohamed Nabil KABBAJ** et monsieur **Jamal BOUCHNAIF** de m'avoir honoré en acceptant d'être membres du jury afin d'examiner ce travail.

Sans oublier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réussite de cette thèse.

Résumé

Actuellement, la génératrice asynchrone à double alimentation intégrée dans un système éolien occupe une place très importante dans les fermes éoliennes terrestres. Ceci est dû à son fonctionnement à vitesse variable et sa possibilité de contrôler indépendamment les puissances active et réactive ainsi que la haute qualité de l'énergie électrique produite.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons présenté la modélisation des différentes parties de la chaine de conversion éolienne, suivie par l'étude de la stratégie de commande permettant d'extraire le maximum de puissance MPPT .Ensuite, nous avons présenté une étude détaillée de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) afin de contrôler indépendamment les puissances active et réactive en utilisant les lois de commande linéaire basées sur les régulateurs « PI » et les commandes non linéaire par mode glissant.

Notre contribution, dans le cadre de cette thèse, est d'éliminer le phénomène de « chattering » généré par la commande non linéaire « mode glissant »afin d'améliorer les performances du système de conversion éolienne. Après avoir obtenu des résultats en simulation avec Matlab/Simulink, nous avons validé ce travail expérimentalement en réalisant des tests sur la plateforme équipée de cartes DSPACE-DS1104 du laboratoire. Les résultats expérimentaux de l'implémentation en temps réel montrent la haute performance dynamique et la robustesse de la commande proposée.

Mots clés :

Turbine éolienne, Machine Asynchrone à Double Alimentation, modélisation, commande par orientation du flux statorique FOC, commande par mode glissant, Backstepping, implémentation.

Abstract

Currently, the doubly fed induction generator integrated in a wind system occupies a very important place in the onshore wind farms. This is due to its variable speed operation and its ability to control the active and reactive powers independently as well as the high quality of the electrical energy produced.

In this thesis, we presented the modeling of the different parts of the wind energy conversion chain, followed by the study of the control strategy to extract the maximum MPPT power. Then, we presented a detailed study of the doubly fed induction generator (DFIG) to independently control active and reactive power using linear control based on "PI" controllers and non-linear sliding mode controls.

Our contribution, in this thesis, is to eliminate the phenomenon of "chattering" generated by the nonlinear command "sliding mode" to improve the performance of the wind turbine conversion system. After having obtained simulation results with Matlab / Simulink, we validated this work experimentally by performing tests on the platform equipped with DSPACE-DS1104 cards from the laboratory.The experimental results of the real-time implementation show the high dynamic performance and robustness of the proposed control

Keywords :

Wind turbine, doubly fed induction generator, modeling, Field Oriented Control FOC, sliding mode control, backstepping, implementation.

Liste des publications

Chapitres:

- **Ihedrane, Y.,** El Bekkali, C., Bossoufi, B., & Bouderbala, M. (2019). Control of Power of a DFIG Generator with MPPT Technique for Wind Turbines Variable Speed. In Modeling, Identification and Control Methods in Renewable Energy Systems (pp. 105-129). Springer, Singapore.

Articles:

- **Ihedrane, Y.,** El Bekkali, C., El Ghamrasni, M., Mensou, S., & Bossoufi, B. (june 2019). Improved wind system using non-linear power control. Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, 14(3), 1148-1158.
- **Yasmine, I.,** Chakib, B., & Badre, B. (2017). Power control of DFIG-generators for wind turbines variable-speed. International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), 8(1), 444-453.
- **Yasmine, I.,** Chakib, B., & Badre, B. (2018). Improved Performance of DFIG-generators for Wind Turbines Variable-speed. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 9(4), 1875-1890.
- Bouderbala, M., Bossoufi, B., Lagrioui, A., Taoussi, M., Aroussi, H. A., & **Ihedrane, Y.** (2019). Direct and indirect vector control of a doubly fed induction generator based in a wind energy conversion system. International Journal of Electrical and Computer Engineering, 9(3), 1531
- Bossoufi, B., Ionita, S., Constantinescu, L., Arroussi, H. A., Ghamrasni, M. E., & **Ihedrane, Y.** (2017). Managing voltage drops: a variable speed wind turbine connected to the grid. International Journal of Automation and Control, 11(1), 15-34

Communications:

- **Ihedrane, Y**., El Bekkali, C., Bossoufi, B., (2017, December). Power Control of Wind Turbine System based on DFIG-Generator, using Sliding Mode Technique. In 2017 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC) (pp. 1-6). IEEE.
- **Ihedrane, Y.,** El Bekkali, C., & Bossoufi, B. (2017, March). Direct and indirect field oriented control of DFIG-generators for wind turbines variable-speed. In 2017 14th International Multi-

Conference on Systems, Signals & Devices (SSD) (pp. 27-32). IEEE.

- **Ihedrane, Y.,** El Bekkali, C., & Bossoufi, B. (2018, March). Control of Active and Reactive Power of a DFIG with MPPT for Variable Speed Wind Energy Conversion. In 2018 Congrés International sur l'energie et l'envirenement CI2E'18.

- **Yasmine Ihedrane**, Chakib El Bekkali, Badre Bossoufi, Modélisation et commande d'un système éolien à vitesse variable à base de la GADA, 2ème Colloque franco-marocain sur les Energies Renouvelables et leur intégration aux réseaux de transport et de distribution 2017

- **Yasmine Ihedrane**, Chakib El Bekkali, Badre Bossoufi, Commande de puissance par mode glissant d'un système éolien à base de la GADA, 2ème journée doctorale sur les Energies Renouvelables ,29 décembre 2018

- Bouderbala Manale, Bossoufi Badre, **Ihedrane Yasmine** and Mensou Sara: Modeling and vector control of the active and reactive powers of a doubly fed induction generator applied in a wind energy conversion system, In 2018 Congrés International sur l'energie et l'envirenement CI2E'18.

- Bossoufi, B., Aroussi, H. A., El Ghamrasni, M., & Ihedrane, Y. (2016, June). Speed control for PMSM drive system using predictive control. In 2016 8th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI) (pp. 1-6). IEEE.

- Bouderbala, M., Bossoufi, B., Lagrioui, M., Aroussi, H. A., A., Taoussi , **Ihedrane, Y.,** El Ghamrasni, M.,"Modeling and Power Controls of Wind Energy Conversion Systems Based on Doubly Fed Induction Generator," 2018 6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), Rabat, Morocco, 2018, pp. 1-6

- Bouderbala, M., Bossoufi, B., Lagrioui, A., Taoussi, M., Aroussi, H. A., & **Ihedrane, Y**. (2018, November). Power Control of Wind Generator Using PI Regulator. In nternational Meeting on Advanced Technologies in Energy and Electrical Engineering.

- El Hammouchi, F., El Menzhi, L., Saad, A., **Ihedrane, Y.,** & Bossoufi, B. (2018, October). Wind Turbine Doubly-Fed Asynchronous Machine Diagnosis Defects-Part two. In 2018 IEEE 5th International Congress on Information Science and Technology (CiSt) (pp. 449-454). IEEE

Table des matières

Dédicaces……ii

Remerciements……iii

Résumé……iv

Abstract……v

Liste des publications ……vi

Table des matières……vii

Liste des figures……xii

Liste des tableaux……xv

Nomenclature……xvi

Abréviations ……xvii

Introduction générale 1

1. Contexte général de la recherche 1

2. Objectifs de la thèse 2

3. Organisation de la thèse 3

Chapitre 1: ETAT DE L'ART 5

1.1. Introduction 6

1.2. Généralités sur les énergies éoliennes 6

1.2.1. Historique de l'éolien 7

1.2.2. Situation de l'énergie éolienne dans le Monde 9

1.2.3. Le potentiel d'énergie éolienne au MAROC 10

1.2.4. Définition de l'énergie éolienne 11

1.2.5. La ressource éolienne : Le vent 12

1.2.6. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne 12

1.2.7. Type des aérogénérateurs 13

1.2.7.1. Eolienne à axe vertical 13

1.2.7.2. Eolienne à axe horizontale 14

1.2.8. Architecture d'une éolienne à axe horizontal 15

1.2.9. Types des éoliennes raccordées sur les réseaux électriques 17

1.2.9.1. Eolienne à vitesse fixe 18

1.2.9.2. Eolienne à vitesse variable 19

1.2.9.2.1. Machine Asynchrone à cage 19

1.2.9.2.2. Machine Asynchrone à double Alimentation MADA 20

1.2.9.2.3. Machine Synchrone à aimant permanent 21
1.2.9.2.4. Comparaison de la MADA et MSAP 22
1.2.10. Présentation de la Machine Asynchrone à double alimentation 23
1.3. Synthèse des lois de commandes de la MADA 24
1.3.1. La commande Scalaire 25
1.3.2. La commande Par Orientation de Flux 26
1.3.3. La commande par mode glissant 26
1.3.4. La commande BACKSTEPPING 28
1.3.5. Commande DTC 28
1.4. Conclusion 30
Chapitre 2: Modélisation et commande linéaire du système éolien basé sur la MADA .. 31
2.1. Introduction 32
2.2. Présentation de la chaine de conversion éolienne 32
2.3. Modèle de la partie mécanique de la chaine de conversion éolienne: 33
2.3.1. Modèle de la Turbine éolienne 33
2.3.2. Modèle du multiplicateur 35
2.3.3. Modèle de l'arbre mécanique 35
2.4. Contrôle de la Turbine Eolienne 36
2.4.1. Fonctionnement d'une éolienne 36
2.4.2. Stratégie de contrôle par MPPT 37
2.5. Modèle de la partie électrique de la chaine de conversion éolienne 40
2.5.1. Modélisation de la Machine Asynchrone à double alimentation MADA 40
2.5.1.1. Fonctionnement de la MADA 40
2.5.1.2. Modèle de la MADA dans le référentiel triphasé (a,b,c) 42
2.5.1.3. Application de la transformation de Park à la MADA 43
2.5.2. Modèle des convertisseurs MLI 45
2.5.3. Modèle du bus continu 47
2.5.4. Modèle du Filtre RL 47
2.6. Stratégie de commande Par Orientation de flux 48
2.6.1. Principe de la Commande par Orientation de Flux FOC 48
2.6.2. Application de la commande par orientation de flux FOC au CCM 49
2.6.2.1. Structure de la commande directe DFOC 51
2.6.2.2. Structure de la commande indirecte IFOC 51
2.6.3. Application de la commande par orientation de flux FOC au CCR 52
2.6.4. Contrôle de la tension de bus Continu 53

2.7. Simulation et interprétations 53
2.7.1. Tests de poursuite 53
2.7.1.1. Réponse à vitesse de vent échelon: 54
2.7.1.2. Réponse à une vitesse de vent variable : 56
2.7.2. Tests de robustesse 58
2.7.2.1. Réponse à vitesse échelon 58
2.7.2.2. Réponse à une vitesse de vent variable 59
2.8. Conclusion 59
Chapitre 3: Commande non linéaire du Système éolien basé sur la MADA 60
3.1. Introduction 62
3.2. Généralités sur la commande par mode glissant 62
3.2.1. Bref historique de la commande par Mode Glissant 62
3.2.2. Principe de la commande par mode glissant 63
3.2.2.1. Choix de la surface de glissement 64
3.2.2.2. Conditions de convergence et d'existence 64
3.2.2.3. La détermination de la loi de Commande 65
3.3. Application de la commande par mode glissant à la MADA 68
3.3.1. Contrôle du convertisseur coté MADA CCM 68
3.3.2. Contrôle du convertisseur coté Réseau CCR 69
3.3.3. Résultats de simulations 70
3.3.3.1. Tests de poursuite 71
3.3.3.2. Tests de Robustesse 75
3.4. La Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping 76
3.4.1. Principe de la commande Mode Glissant- Backstepping 76
3.4.2. Généralités sur la commande Backstepping 77
3.4.2.1. Bref historique de la commande Backstepping 77
3.4.2.2. Synthèse de la commande BACKSTEPPING 77
3.4.3. Génération de la Commande Stabilisante Un 80
3.4.3.1. Application de la commande Backstepping au CCM 80
3.4.3.2. Application de la commande Backstepping au CCR 83
3.4.4. Génération de la Commande globale par la commande Mode Glissant-Backstepping 85
3.4.4.1. Application de la Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping au CCM 85
3.4.4.2. Application de la Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping au CCR 86

3.4.5. Résultats de la simulation 87
3.4.5.1. Tests Poursuite 88
3.4.5.2. Tests de robustesse 90
3.5. Conclusion 93
Chapitre 4: Implémentation de la commande Hybride sur la Carte DSPACE-1104 94
4.1. Introduction 95
4.2. Description du dispositif expérimental 95
4.2.1. Présentation de la partie puissance du banc d'essai 96
4.2.1.1. Machine MCC à servocommande 96
4.2.1.2. Machine Asynchrone à double alimentation MADA 96
4.2.1.3. Encodeur incrémental 97
4.2.1.4. Convertisseur de puissance 98
4.2.2. Présentation de la partie commande avec l'interface Puissance/Commande 99
4.2.2.1. Partie d'interface Puissance/Commande 99
4.2.3.1. La carte DSPACE-1104 100
4.3. Schéma synoptique du banc d'essai 105
4.4. Implémentation de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping 106
4.5. Résultats de simulation 108
4.6. Conclusion 113
Conclusion générale et perspectives 114
Bibliographie 117
Annexes 126

Liste des figures

Figure 1. 1 Production mondiale d'électricité basée sur les énergies renouvelable 7
Figure 1. 2 : Aéromoteur construit par Charles F. Brush 8
Figure 1. 3 : Eolienne Gedser 9
Figure 1. 4 : Evolution de la capacité éolienne mondiale 9
Figure 1. 5 : Part des énergies fossiles et renouvelables dans la production d'électricité dans les pays arabes nord africains. 10
Figure 1. 6 : Aérogénérateur à axe vertical (structure de Darrieus classique) 13
Figure 1. 7 : Aérogénérateur à axe vertical (structure de Savonius). 14
Figure 1. 8 : Aérogénérateur à axe horizontal 15
Figure 1. 9 : Différentes parties d'une éolienne 15
Figure 1. 10 : Le rotor de l'éolienne 16
Figure 1. 11 : le mat d'une éolienne à axe horizontale 17
Figure 1. 12 : Armoire de commande de l'éolienne 17
Figure 1. 13 : éolienne à vitesse fixe utilisant une MAS 18
Figure 1. 14 : éolienne à vitesse variable utilisant une MAS 20
Figure 1. 15 : éolienne à vitesse variable utilisant une MADA 20
Figure 1. 16 : éolienne à vitesse variable utilisant une MSAP 22
Figure 1. 17 : Construction d'une machine asynchrone à rotor bobiné MADA 23
Figure 1. 18 : Système éolien à vitesse variable basé sur la MADA 24
Figure 1. 19: Lois de Commande 25

Figure 2. 1 : Structure générale d'une chaine de conversion éolienne 33
Figure 2. 2 : Le logiciel « SIMTORQUE ≫ utilise pour l'estimation de Cp 34
Figure 2. 3 : Courbe de Cp obtenue à partir du logiciel « SIMTORQUE » pour beta variant de 0 à 10° 35
Figure 2. 4 : Modèle de la partie mécanique de la chaine de conversion éolienne 36
Figure 2. 5 : Puissance de la turbine en fonction de la vitesse du vent 36
Figure 2. 6 : Profil de vent 39
Figure 2. 7 : Réponse de la Turbine 39
Figure 2. 8 : Structure de la MADA 40
Figure 2. 9 : Modes de fonctionnement de la MADA 41
Figure 2. 10 : Représentation dans l'espace électrique triphasée 42
Figure 2. 11 : Modèle de la machine dans le repère de Park (d,q) 44
Figure 2. 12 : Bloc de la MADA sous l'environnement MATLAB/SIMULINK 45
Figure 2. 13 : Schéma du convertisseur CCM 47
Figure 2. 14 : Schéma équivalent pour le circuit du bus-DC 47
Figure 2. 15 : Orientation du flux statorique suivant l'axe « d » 48
Figure 2. 16 : Schéma bloc du système à réguler 50
Figure 2. 17 : Commande DFOC 51
Figure 2. 18 : Commande IFOC 51
Figure 2. 19 : Schéma bloc de la commande IFOC sous l'environnement MATLAB/SIMULINK 52

Figure 2. 20 : Bloc de Contrôle de bus DC 53
Figure 2. 21 : Schéma globale de la commande IFOC appliquée au système éolien 54
Figure 2. 22 : Performance du système éolien à vitesse échelon 55
Figure 2. 23 : Résultats de simulation de la commande IFOC à vitesse variable..... 57
Figure 2.24: Test de robustesse vis-à-vis la variation de Rs et Rr à vitesse échelon..... 58
Figure 2. 25 : Test de robustesse vis-à-vis la variation de Rs et Rr à vitesse variable 59

Figure 3. 1 : Trajectoire de f pour le mode glissant..... 63
Figure 3. 2 : Commande Equivalente 66
Figure 3. 3 : Valeur continue de la commande ueq 66
Figure 3. 4 : Schéma bloc de l'ensemble du système étudié par la commande SMC 71
Figure 3. 5 : Résultats de la commande par mode glissant à vitesse fixe de la MADA 72
Figure 3. 6: Résultats de la commande par mode glissant à vitesse variable de la MADA 74
Figure 3. 7 : Test de Robustesse avec variation des résistances Rr et Rs pour vitesse de vent échelon 75
Figure 3. 8 : Test de Robustesse avec variation des résistances Rr et Rs pour vitesse de vent variable 75
Figure 3. 9 : Structure du contrôleur Mode Glissant- Backstepping 76
Figure 3. 10 : Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping appliquée au CCM 86
Figure 3. 11: Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping appliquée au CCR 87
Figure 3. 12 : Résultats de la commande Mode Glissant- Backstepping à vitesse de vent échelon..... 88
Figure 3. 13 : Résultats de la commande Mode Glissant- Backstepping - à vitesse variable..... 89
Figure 3. 14 : Test de Robustesse avec variation des résistances Rr et Rs pour vitesse de vent échelon 91
Figure 3. 15 : Test de Robustesse avec variation des résistances Rr et Rs pour vitesse de vent variable 91
Figure 3. 16 : Analyse spectral du courant de phase Isa et Ira par la commande Mode Glissant 92
Figure 3. 17 : Analyse spectral du courant de phase Isa et Ira par la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping 92

Figure 4. 1 : Partie puissance du banc d'essai 96
Figure 4. 2 : Encodeur incrémental SE2662-5T 97
Figure 4. 3 : Caractéristiques du convertisseur de puissance 98
Figure 4. 4 : Partie Commande avec l'interface Puissance/Commande du banc d'essai 99
Figure 4. 5 : Carte d'interface 100
Figure 4. 6: Architecture de la carte DSPACE-1104..... 102
Figure 4. 7 : Carte DSPACE 1104..... 104
Figure 4. 8 : Dongle..... 104
Figure 4. 9 : Panneau de connexion CP1104..... 104
Figure 4. 10 : Interface Control Desk 4.2 104
Figure 4. 11 : Schéma synoptique du banc d'essai..... 105
Figure 4. 12 ; Modèle fonctionnel de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping 106
Figure 4. 13 : Bloc de transformation..... 107
Figure 4. 14 : Schéma bloc pour la mesure de la vitesse Wr et tetar..... 108
Figure 4. 15 : Profil du vent sous « WindSim » 108
Figure 4. 16 : le signal Sa et son complément 109
Figure 4. 17 : le signal Sb et son complément..... 109

Figure 4. 18: le signal Sb et son complément 110
Figure 4. 19 : Le courant statorique Is-abc [A] 110
Figure 4. 20 : Le courant rotorique Ird [A] 111
Figure 4. 21 : Le courant statorique Irq [A] 111
Figure 4. 22 : Puissance Active Ps [W] 112
Figure 4. 23 : Puissance réactive Qs [VAR] 112

Figure B. 1 : Passage d'un système triphasé à un système diphasé 128

Figure C. 1 : Boucle de régulation du courant 130
Figure C. 2 : Boucle de régulation de la puissance 131

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Capacité installées en énergie éolienne 10
Tableau 1.2 : Classification des turbines éoliennes 11
Tableau 1.3 : Résumé des différentes commandes de la MAS 30

Tableau 2. 1 : synthèse du temps de réponse du contrôleur PI 58

Tableau 3. 1 : synthèse du temps de réponse du contrôleur Mode Glissant 75
Tableau 3. 2 : synthèse du temps de réponse contrôleur BACKSTEPPING 90

Tableau 4.1 Caractéristique de la Machine Asynchrone à double alimentation : 97
Tableau 4.2 : Caractéristiques de la carte DSPACE-1104 101

Tableau A. 1 : Paramètres de la MADA 127
Tableau A. 2 : Paramètres de la turbine 127
Tableau A. 3 : Conditions de simulation 127

Nomenclature

f_r et f_s	: Fréquence au rotor et au stator
Ω_s et Ω_r	: Vitesse de synchronisme et vitesse de glissement
Ω_{mec} ou Ω	: Vitesse de rotation du rotor (vitesse mécanique)
Ω_t	: vitesse de la turbine
ω_s et ω_r	: Pulsation au stator et au rotor
ω_m	: Vitesse mécanique ramenée en grandeur électrique du rotor
g et p	: Glissement et Nombre de paires de pôles de la machine
R_s et R_r	: Résistance au stator et au rotor
R_f et L_f	: Résistance et inductance du filtre RL
L_r et L_s	: Inductance cyclique propre au stator et au rotor
M	: Inductance Mutuelle cyclique entre stator et rotor
P_s, P_r	: Puissance active au stator, au rotor
Q_s, Q_r	: Puissance réactive au stator, au rotor et au réseau
$P_{aéro}$	: puissance mécanique disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur
P_c	: puissance active au niveau de condensateur
T_{em}	: Couple électromagnétique
$C_{méc}$	: Couple d'entrainement de la génératrice
$C_{aéro}$	: Couple mécanique disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur
$V_{r(a,b,c)}$ et $V_{s(A,B,C)}$	: Tensions au rotor et au stator
$I_{r\ (a,b,c)}$ et $I_{s(A,B,C)}$	:Courants au rotor et au stator
$\Phi_{r(a,b,c)}$ et $\Phi_{s(A,B,C)}$	: Flux au rotor et au stator
(V_{sd}, V_{sq}) et (I_{sd}, I_{sq})	: Tensions et courants au stator dans le référentiel de Park
(V_{rd}, V_{rq}) et (I_{rd}, I_{rq})	: Tensions et courants au rotor dans le référentiel de Park
(V_{fd}, V_{fq}) et (I_{fd}, I_{fq})	: Tensions et courants au niveau du filtre RL.
θ	: Angle entre un enroulement rotorique et statorique.
θ_r, θ_s	: Angle entre la phase A du rotor et l'axe d.
τ	: Temps de réponse
C	: Condenseur
J, J_t et J_m	: Moment inertie totale, inertie de la turbine et inertie mécanique
β et λ	: Angle d'orientation de la pale et ratio de la vitesse spécifique
v et ρ	: Vent et la densité de l'air

Nomenclature

S et R	: Surface et rayon de la pale
Cp	: Coefficient de puissance
G	: gain de multiplicateur
σ	: Coefficient de dispersion
f	: Frottement total de la machine et de la charge

Abréviations

MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation
MAS	: Machine Asynchrone
MCC	: Machine à courant continu
MS	: Machine Synchrone
PI	: Proportionnel-Intégral
FOC	: Field Oriented Control
DFOC	: Direct Field Oriented Control
IFOC	: Indirect Field Oriented Control
DTC	: Direct Torque Control
SMC	: Sliding Mode Control
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
ADC	: Convertisseur Analogique-Numérique (Analog to Dig Converter)
DAC	: Convertisseur Numérique- Analogique (Dig to Analog Converter)
PWM	: Pulse Width Modulation
MPPT	: Maximum Power Point Tracking
THD	: Total Harmonique Distortion
RSC	: Rotor Side Converter
GSC	: Grid Side Converter
CCM	: Convertisseur Côté Machine
CCR	: Convertisseur Côté Réseau
FTBF	: Fonction de Transfer en Boucle Fermée.
FTBO	: Fonction de Transfer en Boucle Ouverte.

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

1. Contexte général de la recherche

Ces dernières décennies, la consommation énergétique a connu une grande augmentation à cause de l'industrialisation massive (Figure 1). Les prévisions des besoins énergétiques pour les années à venir ne font que le confirmer. Pour répondre aux besoins en énergie de la société actuelle, il était nécessaire de trouver des solutions plus adaptées et de les diversifier. Actuellement, il y a principalement deux façons possibles d'agir. La première est de diminuer la consommation des récepteurs d'énergie et d'augmenter la productivité des centrales énergétiques en améliorant respectivement leur efficacité. Une deuxième méthode consistait à trouver et développer de nouvelles sources d'énergie [Bekakra, 2014].

Dans l'immédiat, le monde connait un recours aux énergies renouvelables qui présentent des ressources inépuisables. Parmi lesquelles on trouve l'énergie éolienne identifiée comme une des plus prometteuses pour atteindre les objectifs de réduction des émissions de gaz à effet de serre.

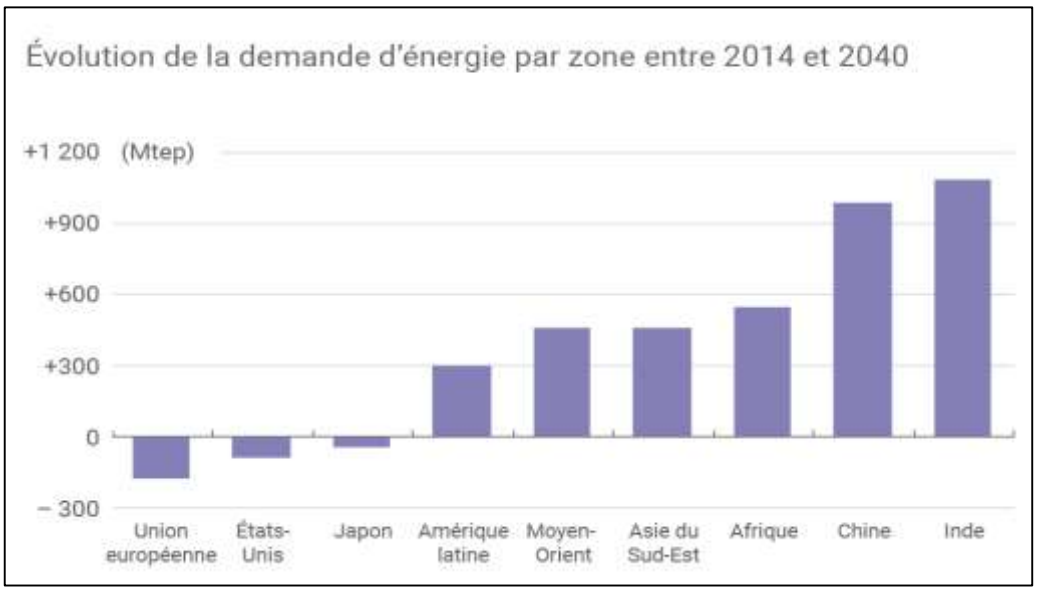


Figure 1 : Evolution de la demande d'énergie par zone entre 2014 et 2040

Dans ce travail, nous allons traiter cette source d'énergie. En fait, cette dernière occupe une grande part dans la stratégie énergétique du royaume, qui vise à promouvoir les recherches sur les énergies renouvelables dans les laboratoires de recherche et même dans les entreprises. Ce qui explique l'intérêt qu'a porté l'Etat dernièrement à la création de plusieurs projet

financés, surtout pour la mise en place des plateformes fonctionnelles qui permettent d'encourager les compétences marocaines dans le domaine de la maitrise de toutes les étapes et les techniques d'insertion de l'énergie éolienne, et la capacité de produire une énergie électrique qui répond à tous les critères et les exigences du marché.

Actuellement, près de 50% des éoliennes installées sont équipées de machines asynchrones à double alimentation (MADA). L'avantage de ce type de machine est leur capacité de produire une énergie électrique à vitesse variable, c'est-à dire à dire qu'elles permettent une meilleur exploitation des ressources éolienne dans différentes conditions de vent. Mais la difficulté majeure rencontrée dans la commande de la MADA réside dans le fait que les puissances à commander sont fortement couplées.

Dans la littérature, plusieurs auteurs ont étudié différentes stratégies de contrôle de la machine asynchrone à double alimentation MADA intégrée dans les systèmes éoliens. En fait, la commande linéaire par orientation du flux basée sur les régulateurs PI est largement utilisée, grâce à sa simplicité .Mais ce type de commande perd son efficacité lorsque le système est perturbé et caractérisé par une forte non-linéarité. Pour remédier à ces problèmes, plusieurs approches ont été proposées permettant de remplacer les commandes de type PI et améliorer la performance ainsi que la robustesse des systèmes éoliens basé sur la MADA.

La commande par mode glissant non linéaire présente une solution optimale à la stabilité des systèmes non linéaires .Cette technique de contrôle est capable de préserver presque toutes les propriétés de performance et de robustesse mais son problème réside dans le phénomène de CHATTERING provoqué par la partie discontinue de la commande qui peut avoir un effet néfaste sur le système éolien.

Dans cette thèse, nous envisageons à utiliser une nouvelle loi de commande permettant d'améliorer la stabilité, les performances et la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques pour le système éolien à base de la MADA.

2. Objectifs de la thèse

L'objectif de cette thèse, consiste au développement d'une nouvelle technique de commande de la machine asynchrone à double alimentation intégré dans un système éolien à vitesse variable. Pour ce faire nous avons suivi plusieurs étapes qui se résument dans les points suivants :

- Concevoir un modèle de simulation d'un système éolien constitué d'une machine asynchrone à double alimentation.

- Appliquer la loi de commande linéaire par orientation de flux statorique basé sur les régulateurs PI, dans le but d'évaluer les performances du système éolien en termes de performance, de poursuite, de régulation et de robustesse vis à vis des variations des paramètres internes et des perturbations externes de la MADA.
- Améliorer les performances du système éolien en appliquant la loi de commande non linéaire basé sur le régulateur mode glissant .Ensuite résoudre le problème du CHATERRING par la technique de contrôle Hybride Mode Glissant-Backstepping .Tous les modèles de simulation développés au cours de cette thèse sont simulés à l'aide de l'environnement MATLAB/SIMULINK
- L'implémentation pratique de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping en utilisant un banc d'essai composé d'une MCC à servocommande,une MADA, un convertisseur de puissance et la carte DSPACE DS1104.

3. Organisation de la thèse

Ce rapport de thèse comprend quatre chapitres qui sont organisés comme suit :

Le **premier chapitre**, est consacré à la présentation d'un état de l'art des systèmes éoliens. Nous commençons par des généralités sur les énergies éoliennes. Puis nous présentons les types des aérogénérateurs. Ensuite nous étudions les types des générateurs utilisés dans les chaines de conversion éoliennes, afin de choisir la plus adéquate. À la fin de ce chapitre, nous terminons par une étude sur les différentes commandes appliquées aux systèmes éoliens.

Dans **le deuxième chapitre**, nous présentons modélisation des différentes parties de la chaine de conversion éolienne Nous commençons par la modélisation de la partie mécanique, suivie par la stratégie de commande MPPT .Puis nous modélisons la machine asynchrone à double alimentation dans le référentiel de PARK.Ensuite, nous y abordons le principe de l'orientation du flux statorique en vue de la synthèse de commande vectorielle et nous résumons la structure de contrôle directe des puissances active et réactive statoriques. Enfin, Nous y montrons les performances de régulateur PI dans le cadre d'une régulation des puissances active et réactive statorique.

Dans le **troisième chapitre**, nous effectuons en premier lieu la synthèse de la loi de commande non linéaire par mode glissant appliquée à la machine asynchrone à double alimentation pour la commande des puissances statoriques active et réactive. En deuxième lieu, nous expliquons le principe de la nouvelle technique de commande, que nous avons proposée

appelée ainsi « **Hybride Mode Glissant-Backstepping** » qui permet d'améliorer les performances du système en termes de robustesse et stabilité.

Le **quatrième chapitre**, commence par une description du banc d'essai, puis présente l'implémentation de la commande proposé « **Hybride Mode Glissant-Backstepping** » à l'aide de la carte DSPACE-DS1104. Enfin discute les résultats pratiques obtenus.

Ce rapport de thèse se termine par une conclusion générale ainsi que par quelques perspectives pour les futurs travaux de recherches.

Chapitre 1: ETAT DE L'ART

1.1. Introduction 6
1.2. Généralités sur les énergies éoliennes 6
1.2.1. Historique de l'éolien 7
1.2.2. Situation de l'énergie éolienne dans le Monde 9
1.2.3. Le potentiel d'énergie éolienne au MAROC 10
1.2.4. Définition de l'énergie éolienne 11
1.2.5. La ressource éolienne : Le vent 12
1.2.6. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne 12
1.2.7. Type des aérogénérateurs 13
1.2.7.1. Eolienne à axe vertical 13
1.2.7.2. Eolienne à axe horizontale 14
1.2.8. Architecture d'une éolienne à axe horizontal 15
1.2.9. Types des éoliennes raccordées sur les réseaux électriques 17
1.2.9.1. Eolienne à vitesse fixe 18
1.2.9.2. Eolienne à vitesse variable 19
1.2.9.2.1. Machine Asynchrone à cage 19
1.2.9.2.2. Machine Asynchrone à double Alimentation MADA 20
1.2.9.2.3. Machine Synchrone à aimant permanent 21
1.2.9.2.4. Comparaison de la MADA et MSAP 22
1.2.10. Présentation de la Machine Asynchrone à double alimentation 23
1.3. Synthèse des lois de commandes de la MADA 24
1.3.1. La commande Scalaire 25
1.3.2. La commande Par Orientation de Flux 26
1.3.3. La commande par mode glissant 26
1.3.4. La commande BACKSTEPPING 28
1.3.5. Commande DTC 28
1.4. Conclusion 30

1.1. Introduction

Ce chapitre a pour objectif de présenter les technologies actuelles développées dans le domaine des éoliens, ainsi que les différents types de commande électrique.

Au début, nous commençons par une présentation des énergies renouvelable, suivie pas un historique des énergies éoliennes, puis nous présentons la situation de l'énergie éolienne dans le monde et au MAROC, ensuite, nous présentons les différents types d'aérogénérateurs et leur principe de fonctionnement dans le cadre de la conversion de l'énergie éolienne. Enfin, nous comparons les générateurs électriques les plus utilisées dans une chaine de conversion éolienne.

La deuxième partie du chapitre est consacré à la discussion d'un détail bref de la littérature technique concernant les stratégies de commande.

1.2. Généralités sur les énergies éoliennes

Fournies par le vent, le soleil, la chaleur de la Terre, les chutes d'eau, les marées ou encore la croissance des végétaux, les énergies renouvelables sont des énergies propres, inépuisables et n'engendre ni déchets ni émissions polluantes. Aujourd'hui, ces dernières sont moins exploitées par rapport à leur potentiel puisqu'elle ne couvre que 20 % de la consommation d'électricité mondiale [Allam, 2017].

Les énergies renouvelables permettent de lutter contre l'effet de serre, en réduisant les rejets de gaz carbonique dans l'atmosphère. En outre, elles favorisent la gestion intelligente des ressources locales en créant des emplois. Nous qualifions les énergies renouvelables d'énergies "flux" par opposition aux énergies "stock", elles-mêmes constituées de potentiels limités de combustibles fossiles [Allam, 2017].

Parmi les sources d'énergie renouvelable on trouve : l'énergie hydraulique, éolienne, solaire thermique, photovoltaïque, la géothermie et la biomasse.

La figure (1.1) donne la répartition de la production d'électricité entre les différentes sources renouvelables ainsi que leurs prévisions [Energy ,2002].

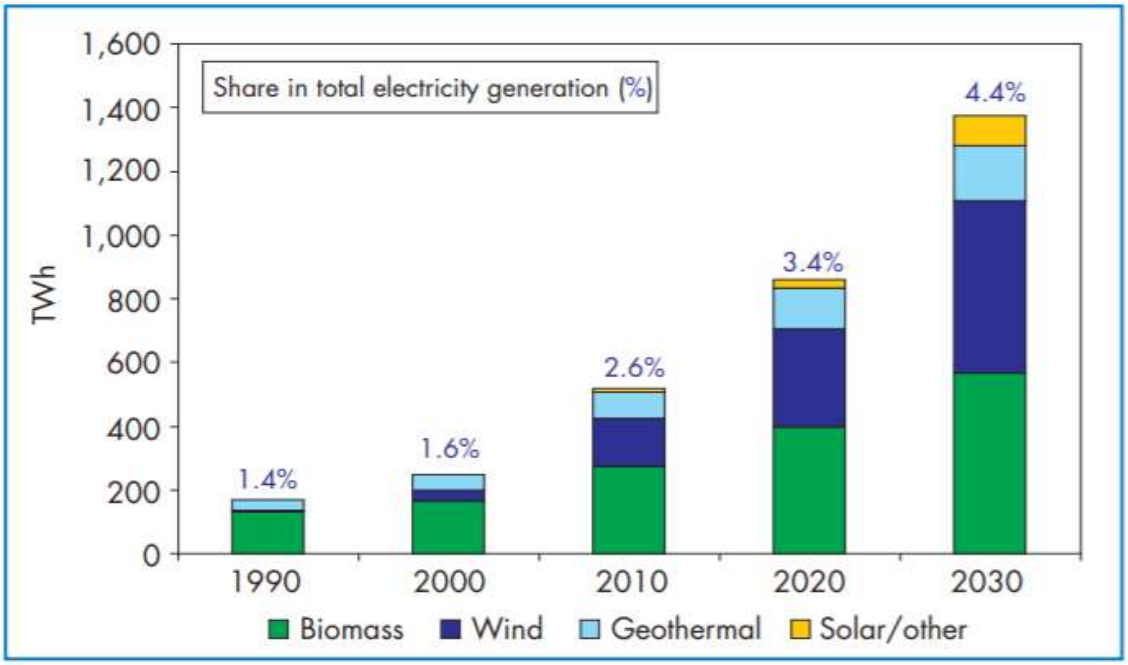


Figure 1. 1 Production mondiale d'électricité basée sur les énergies renouvelable

1.2.1. Historique de l'éolien

Depuis longtemps, l'homme a commencé à maîtriser le vent. Vers 5000 ans avant notre ère, les Egyptiens captèrent l'énergie du vent par la voile pour la navigation [Camille, 2010]. Ensuite, l'énergie du vent fut exploitée par le biais du moulin à vent apparu vers l'ans 600 de notre ère [Dallas, 2011]. Les perses utilisèrent le moulin à vent pour entrainer des roues à aube primitives. Il fut ultérieurement amélioré par l'utilisation des voiles montées sur un axe vertical et connut un grand développement en moyen orient [Lhomme, 2001].

Les moulins à vent firent leur apparition en Europe un peu avant l'an 1000 en Angleterre et se fut ensuite généralisés dans toute l'Europe au XIIème siècle [Sadough, 2008].Ils servirent essentiellement à pomper l'eau, à extraire de l'huile et à moudre les céréales. Ils furent construits sous le modèle de l'éolienne à axe vertical.

Les XVIIIème et XIXème siècles constituèrent l'âge d'or des moulins à vent en Europe. L'aile Berton brevetée en 1841 utilisa déjà un axe horizontal et participa à l'automatisation progressive des moulins à vent. La Hollande ne compta pas moins de 100 000 moulins à vent en 1820 [Ngô, 2009].

Il fallut attendre la fin du XIXème siècle pour que le météorologue danois Paul La COUR démontrât un rapprochement des moulins à vent avec la technologie des éoliennes actuelles [Camille, 2010]. Ce météorologue danois (1846-1908) expérimenta l'utilisation d'un générateur à courant continu entrainé par un moulin à vent ordinaire. Durant l'hiver de 1887-

1888, l'américain Charles Francis Brush construisit la première petite éolienne pour alimenter sa maison en électricité en utilisant un système de stockage par batterie [Foucauld, 2010].D'où la naissance de l'aérogénérateur. Cet ancêtre de l'éolienne disposa d'un rotor de 17 mètres de diamètre et fut composé de 144 pales en cèdre. Il fut immense pour une production de seulement 12 kW [Foucauld, 2010].

Dès le début du XXème siècle, la concurrence simultanée du réseau électrique, des centrales à charbon et du pétrole provoqua le déclin des éoliennes. Elles refirent surface pendant la seconde guerre mondiale en raison des pénuries de charbon et de pétrole [Camille, 2010]. En 1957, l'un des étudiants de La COUR, Johannes JUUL, créa la turbine Gedser, première éolienne à produire du courant alternatif [Info-Eolien, 2010]. Composée de trois pales, d'une puissance de 200 kW, ce fut une éolienne dotée d'un système d'orientation électromécanique et d'une génératrice asynchrone. Elle fonctionna pendant 11 ans et sert encore de modèle aux éoliennes modernes.

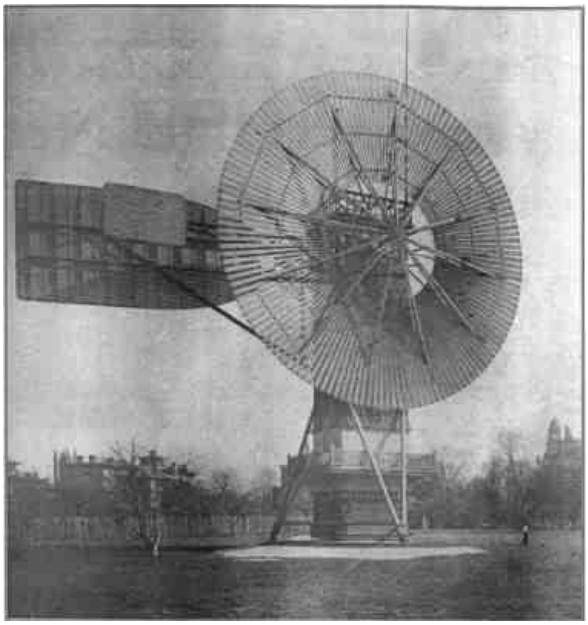


Figure 1. 2 : Aéromoteur construit par Charles F. Brush

Le marché des éoliennes fut arrêté dans son développement pendant une grande partie du XXème siècle. Dans les années 70, les chocs pétroliers et l'augmentation brutale du prix des énergies fossiles insuffla un nouvel élan dans le secteur éolien. Grâce à un progrès technique soutenu, des éoliennes puissantes et plus légères se sont développées jusqu'à atteindre un niveau compétitif avec les énergies traditionnelles [Camille, 2010].



Figure 1. 3 : Eolienne Gedser

1.2.2. Situation de l'énergie éolienne dans le Monde

Au 31 décembre 2017, la capacité éolienne mondiale était de 539.123 MW. En cinq ans, elle était presque doublée (282.850 MW en 2012 et 539.123MW en 2017) [Gwec, 2017].

La figure suivante explique davantage l'évolution de la capacité éolienne mondiale de 2001 à 2017.

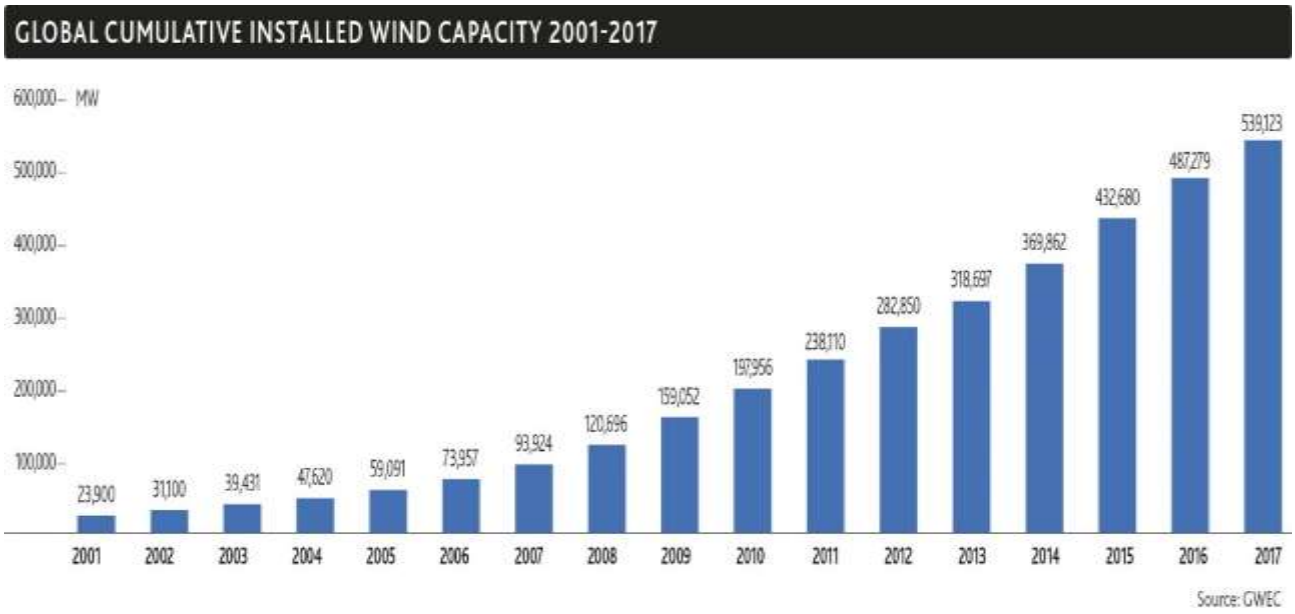


Figure 1. 4 : Evolution de la capacité éolienne mondiale

1.2.3. Le potentiel d'énergie éolienne au MAROC

Dans les pays d'Afrique du Nord, la production d'électricité est principalement basée sur les combustibles fossiles (figure 1.5). Plus de 99% de la production totale d'électricité provient des combustibles fossiles. Le peu qui reste 0,7% provient des énergies renouvelables. Concernant le MAROC, ce dernier a confirmé son leadership africain en énergie éolienne et plus globalement en énergies renouvelables [Kabouche, 2012].

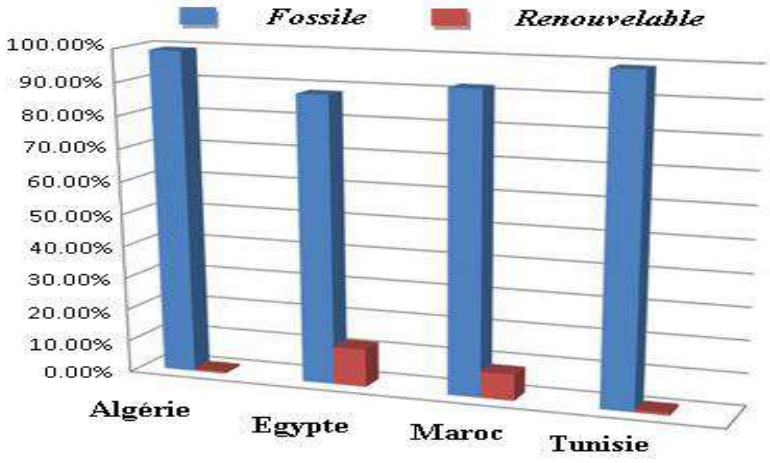


Figure 1. 5 : Part des énergies fossiles et renouvelables dans la production d'électricité dans les pays arabes nord africains.

Le MAROC confirme son deuxième rang en AFRIQUE (Tableau 1.1), en termes de capacité électrique installée à base d'énergie éolienne avec un dépassement de la barre de 1000MW pour la première fois. Mais si le MAROC creuse l'écart avec l'EGYPTE dont la puissance installée est en stagnation depuis 2015, c'est plutôt l'inverse qui se produit avec l'AFRIQUE du SUD qui a augmenté ses capacités de plus de 50% au cours de la même période pour les hisser à 1582 MW [Challenge, 2018].

En MW	2015	2016	2017
MAROC	787	882	1002
AFRIQUE DU SUD	1053	1471	1582
EGYPTE	810	810	810

Tableau 1.1 : Capacité installées en énergie éolienne

Les nouvelles éoliennes entrées en service au MAROC du début de 2016 à la fin de 2017 n'ont apporté en capacités additionnelles que quelques 215 MW. Il s'agit, d'une part d'une extension de capacité de 95MW opérée en 2016 par énergie éolienne du MAROC (filiale de Nareva Holding) sur le parc d'Akhfennir dans la région de Tarfaya ,et d'autre part le lancement

du nouveau parc Khalladi de 120 MW exploité par Acwa power Khalladi entité détenue à 75% par le saoudien Acwa Power qui développe plusieurs dermes solaires au MAROC en partenariat avec MASEN).Toutefois, avec pas moins de 1200MW en chantier, le MAROC est le pays africain qui compte le plus de projets éoliens en cours de construction. Le plus important d'entre eux est celui en cours d'exécution par le consortium Nareva Holding, Siemens Wind Power et Enel Green Power et qui porte sur un total de 850 MW réparti entre :

- Laâyoune 300MW
- Essaouira 200MW
- Midelt 150 MW
- Tanger 100MW
- Boujdour 100MW

La mise en service progressive entre 2018 et 2020, de ces cinq fermes éoliennes ainsi que d'autres projets plus ou moins de taille importante (comme celui du français EDF à Taza pour une capacité de 150 MW) pourrait potentiellement propulser le MAROC à la première marche du podium africain d'ici deux à trois ans [Challenge, 2018].

1.2.4. Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur ou encore une 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 : transformation d'une partie de l'énergie cinétique du vent disponible en énergie mécanique.
- Au niveau de la génératrice : conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique qui la transmet ensuite sur les réseaux électrique.

Les éoliennes sont divisées en trois catégories, selon leur puissance nominale comme le montre le tableau ci-dessous :

Echelle	Diamètre de l'hélice	Puissance d'hélice
Petite Eolienne	**<12 m**	**< 40 KW**
Moyenne Eolienne	**12 m<D<45m**	**40 KW <P <1MW**
Grande Eolienne	**>46 m**	**>1MW**

Tableau 1.2 : Classification des turbines éoliennes

1.2.5. La ressource éolienne : Le vent

Le vent : c'est de l'air en mouvement. Il est produit par les variations de pressions atmosphériques sur la surface de la terre qui, n'étant pas homogène, entraine une variation de la quantité d'énergie en fonction du temps et de l'espace.

Ceci crée une différence de température et de pression, par conséquent des forces qui provoquent le déplacement de l'air de la région de haute pression vers la région de basse pression. Les principaux paramètres caractérisant le vent sont :

- son profil vertical.
- sa direction.
- sa vitesse.
- ses propriétés statistiques.

1.2.6. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

La croissance de l`énergie éolienne ces dernières années a été favorisée par de nombreux avantages et les faibles inconvénients liés à l'utilisation de ce type d'énergie [Bourillon, 1999] [Avia, 1999]:

De par son respect de l'environnement, l`énergie éolienne possède les avantages suivants:

- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable qui permet aux futures générations d'en bénéficier davantage, contrairement aux énergies fossiles.
- L'exploitation d'énergie éolienne ne produit pas directement de CO2.
- L'énergie éolienne n'est pas une énergie à risque comme l'est l`énergie nucléaire et ne produit évidemment pas de déchets radioactifs dont on connaît la durée de vie.
- Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace.
- C'est une source qui répond aux besoins locaux en énergie. Ainsi les pertes en lignes dues aux longs transports d`énergie sont moindres. Cette source d`énergie peut de plus en plus stimuler l'économie locale, notamment dans les zones rurales.
- C'est l'énergie la moins chère parmi les énergies renouvelables.

Parmi ses inconvénients on trouve [Avia, 1999]:

- L'impact visuel : cela reste néanmoins un thème subjectif.
- Le bruit: 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, alors qu'elle doit être limitée.

- L'impact sur les oiseaux: certaines études montrent que ces derniers évitent les aérogénérateurs. D'autres études disent que les sites éoliens ne doivent pas être implantés sur les parcours migratoires des oiseaux afin qu'ils ne se fassent pas attrapés par les turbines éoliennes.
- La qualité de la puissance électrique: la source d'énergie éolienne étant stochastique, la puissance électrique produite par les aérogénérateurs n`est pas stable. La qualité de la puissance produite n'est pas toujours très bonne. Jusqu'à présent, le pourcentage de ce type d'énergie dans le réseau est faible, mais avec le développement de l`éolien, notamment dans les régions à fort potentiel de vent, ce pourcentage n'est plus négligeable.

1.2.7. Type des aérogénérateurs

Dans la technologie des dispositifs de conversion d'énergie, il existe deux grandes catégories d'éoliennes, classées en fonction de l'orientation de l'axe de rotation [Djeriri, 2015] [Beaudet, 2014].

- les turbines éoliennes à axe vertical.
- les turbines éoliennes à axe horizontal.

1.2.7.1. Eolienne à axe vertical

Les deux types d'éoliennes à axe vertical les plus communs sont : Les aérogénérateurs conçus sur la base de la partance inventée par l'ingénieur français George DARRIEUS dite Eolienne à rotor de DARRIEUS, et ceux basés sur la trainée inventée par le finlandais SIGUARD SAVONIUS appelées à rotor de SAVONIUS en 1924.



Figure 1. 6 : Aérogénérateur à axe vertical (structure de Darrieus classique)

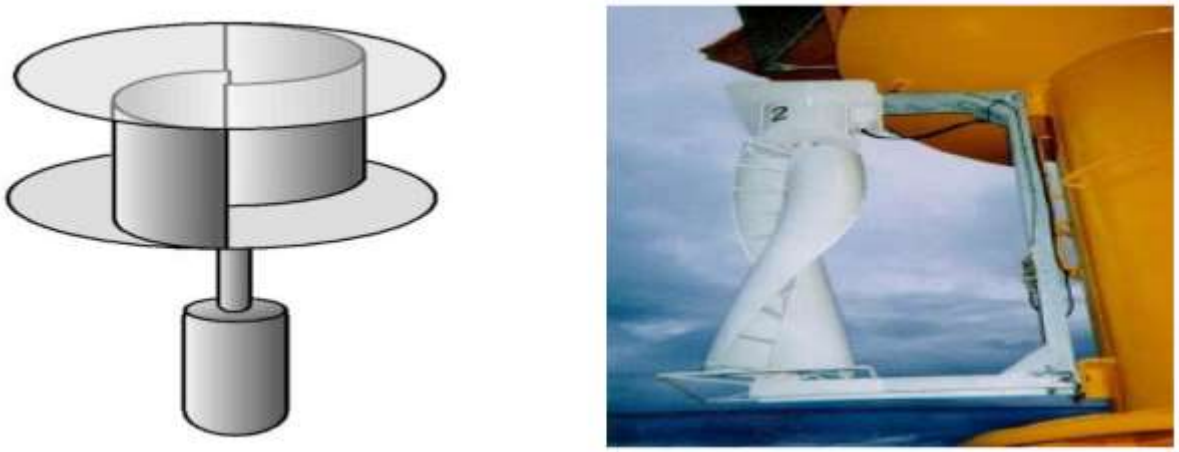


Figure 1. 7 : Aérogénérateur à axe vertical (structure de Savonius).

L'éolienne à axe vertical la plus répandue est celle à rotor de DARRIEUS [Aubrée, 2014]. La caractéristique la plus importante de ce type de turbine est que les appareils de transmission ainsi que le générateur sont situés au niveau du sol. De plus, elle peut capter des vents de toute direction.

Toutefois, ces avantages sont contrecarrés par une capture réduite d'énergie puisque les vents interceptés par le rotor ont moins d'énergie. Par ailleurs, et du fait que le générateur et la transmission sont situés au niveau du sol, l'entretien n'est pas simple car il nécessite généralement l'enlèvement du rotor. Principalement pour ces raisons, l'utilisation des éoliennes à axe vertical a considérablement baissé au cours des dernières décennies.

1.2.7.2. Eolienne à axe horizontal

Aujourd'hui, presque toutes les éoliennes commerciales connectées au réseau sont à axe horizontale, puisque elles présentent un faible coût, en plus elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques. Elles sont constituées de plusieurs pales variant entre 1 et 3, le rotor tripale est le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien par rapport au rotor bipale [Ley, 2009].

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.



Figure 1. 8 : Aérogénérateur à axe horizontal

1.2.8. Architecture d'une éolienne à axe horizontal

Comme c'est déjà dit, presque toutes les éoliennes connectées au réseau sont à axe horizontal tripales ou bipales. Le rotor est situé en haut d'un mât où les vents ont plus d'énergie et moins turbulents.

Une éolienne à axe horizontal est constituée de plusieurs parties présentées dans la (figure 1.9) est dont chacune doit être étudiée et modélisée soigneusement de façon à obtenir un meilleur rendement et une bonne fiabilité du système ainsi qu'un faible coût d'investissement [Tamaarat, 2015].

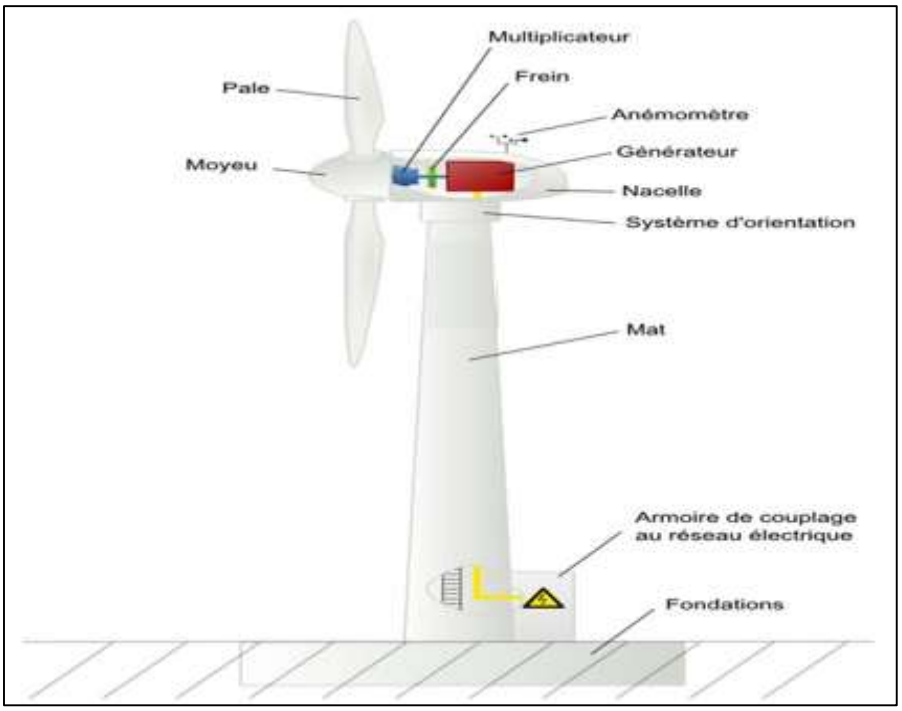


Figure 1. 9 : Différentes parties d'une éolienne

La nacelle : représente le cœur de l'éolienne, contient les éléments nécessaires tels que le générateur, le multiplicateur, système de refroidissement et le système de freinage… etc. permettant de transformer l'énergie mécanique produite par la turbine en énergie électrique [Burton, 2001].

Le Rotor : Représente le nez de l'éolienne. Ce dernier est généralement composé de trois pales. Il est placé devant la nacelle et y est reliée. Les pales produisent l'énergie mécanique qui va être ensuite transformée en énergie électrique au niveau de la nacelle .Il existe deux types de rotor :

- Rotor à vitesse fixe : muni d'un système d'orientation de la pale permettant à la génératrice (généralement une machine asynchrone à cage d'écureuil) de fonctionner au voisinage du synchronisme et d'être connectée directement au réseau sans dispositif d'électronique de puissance. Ce système allie ainsi simplicité et faible coût.
- Rotor à vitesse variable : moins coûteux car le dispositif d'orientation des pales est simplifié voire même supprimé. Toutefois, une interface d'électronique de puissance entre le générateur et le réseau ou la charge est nécessaire. Les pales se caractérisent principalement par leur géométrie dont dépendront les performances aérodynamiques et les matériaux qui les constituent (actuellement, les matériaux composites tels la fibre de verre et plus récemment la fibre de carbone sont très utilisés car ils allient légèreté et bonne résistance mécanique) [Burton, 2001] [Davigny, 2007].



Figure 1. 10 : Le rotor de l'éolienne

Le Mat : un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, regroupe les principaux éléments de l'éolienne : la nacelle et le rotor. Il est conçu en métal pour apporter de la solidité à l'ensemble. Il doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol.



Figure 1. 11 : le mat d'une éolienne à axe horizontale

Une armoire de commande : comportant tous les convertisseurs d'électroniques de puissance (onduleur, redresseur), ainsi que les systèmes de régulation de puissance, de courant, de tension, d'orientation des pales et de la nacelle.



Figure 1. 12 : Armoire de commande de l'éolienne

1.2.9. Types des éoliennes raccordées sur les réseaux électriques

Aujourd'hui, il existe deux types d'éoliennes connectées aux réseaux électriques : les éoliennes à vitesse fixe constituées d'une machine asynchrone à cage d'écureuil et les éoliennes à vitesse variable constituées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) ou d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Ces dernières (MADA et MSAP)

sont notamment installées pour leurs capacités de réglage et aussi pour augmenter la puissance extraite du vent [Davigny, 2007].

1.2.9.1. Eolienne à vitesse fixe

Les éoliennes à vitesse fixe, reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil directement reliée à un réseau électrique puissant imposant une fréquence de 50Hz aux grandeurs statoriques [Davigny, 2007].

Pour assurer un fonctionnement en mode générateur, il est nécessaire que la vitesse de rotation de la Machine soit au-delà du synchronisme c'est-à-dire le glissement négatif ($g<0$) [Tounzi, 2000]. Le système d'orientation des pales maintient ainsi la vitesse de rotation de la machine constante, entraînée à travers un multiplicateur, avec un glissement inférieur ou égal à 1% [Davigny, 2007].

En outre de la simplicité de la connexion, cette solution bénéficie des avantages de la MAS à cage tels que la robustesse, la standardisation et la fabrication en grande quantité avec une très grande puissance.

Toutefois, la MAS à cage d'écureuil nécessite de l'énergie réactive pour assurer la magnétisation de son rotor, pour limiter l'appel d'énergie réactive au réseau ont adjointe des bancs de capacités comme il est représenté sur la figure (1.13) [Idjdarene, 2010].

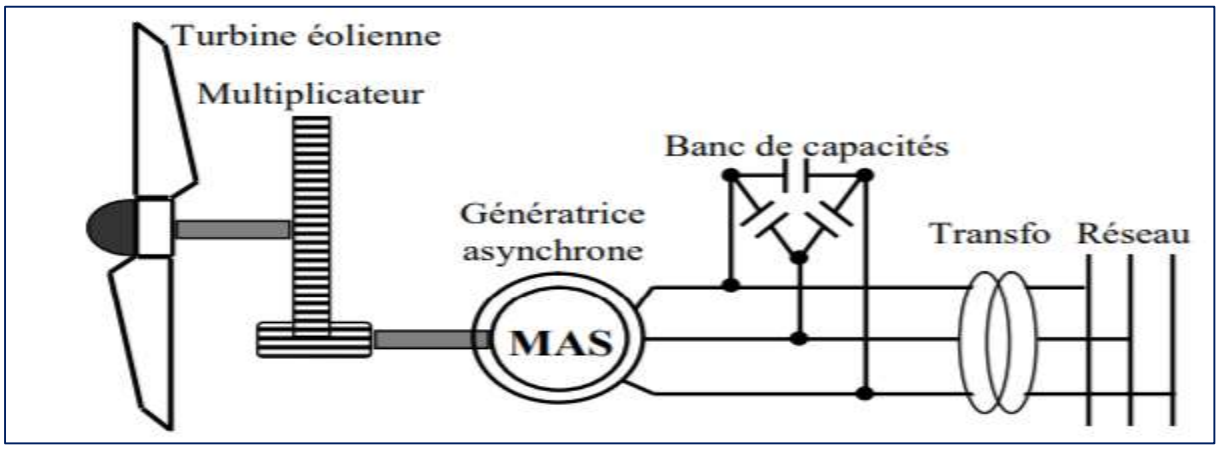


Figure 1. 13 : éolienne à vitesse fixe utilisant une MAS

Nonobstant sa simplicité, le système de fonctionnement à vitesse fixe peut être bruyant, en raison de la modification des caractéristiques aérodynamiques dues à l'orientation des pales ce qui limite la plage de vitesses de vent exploitable.

1.2.9.2. Eolienne à vitesse variable

A cause des inconvénients liés aux éoliennes à vitesse fixe, le fonctionnement à vitesse variable permet de maximiser la puissance extraite du vent [Muljadi, 1998].Alors, une connexion directe au réseau n'est pas possible, ceci est dû au caractère variable de la fréquence des tensions statoriques. Voilà pourquoi, une interface d'électronique de puissance entre le réseau et la génératrice est nécessaire [Chang, 2002]. Cette dernière est classiquement constituée de deux convertisseurs (un onduleur et un redresseur) connectés par l'intermédiaire d'un bus continu DC [Poitiers, 2003].

Les avantages de cette configuration sont présentés comme suit : [Camblong, 2003] [Pena, 1996]:

- Augmentation du rendement énergétique
- Réduction des oscillations de couple.
- Réduction des efforts générés par le multiplicateur de vitesse et les autres parties mécaniques
- Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.

Contrairement aux dispositifs à vitesse fixe qui utilisent presque uniquement des génératrices asynchrones à cage, les aérogénérateurs à vitesse variable peuvent mettre en œuvre d'autres convertisseurs électromécaniques.

Dans ce qui suit, nous exposons rapidement quelques structures les plus utilisées dans ce mode de fonctionnement connecté au réseau électrique.

1.2.9.2.1. Machine Asynchrone à cage

La machine asynchrone à cage fonctionnant à vitesse variable avec l'utilisation des convertisseurs de puissances est présentée sur la figure (1.14) [El Aimani, 2004]

Cette configuration permet un fonctionnement à vitesse variable, mais elle nécessite un coût très élevé. En effet, les convertisseurs de puissance doivent être dimensionnés à 100% de la puissance statorique nominale de la machine électrique. Voilà pourquoi, cette configuration est rarement exploitée et elle n'est pas concurrentielle avec les autres types de machines surtout la machine asynchrone à double alimentation.

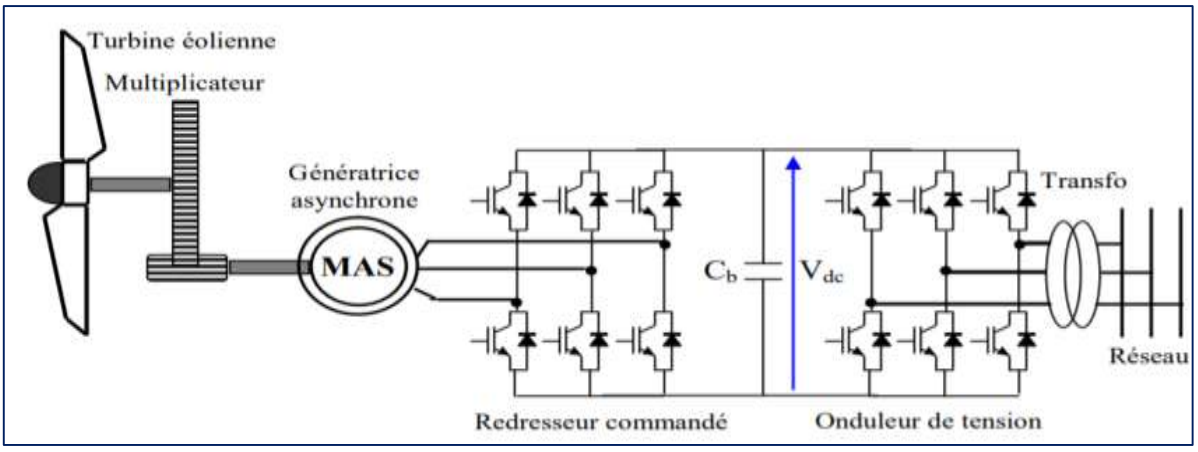


Figure 1. 14 : éolienne à vitesse variable utilisant une MAS

1.2.9.2.2. Machine Asynchrone à double Alimentation MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) présente un stator triphasé similaire à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants diminuant légèrement leur robustesse.

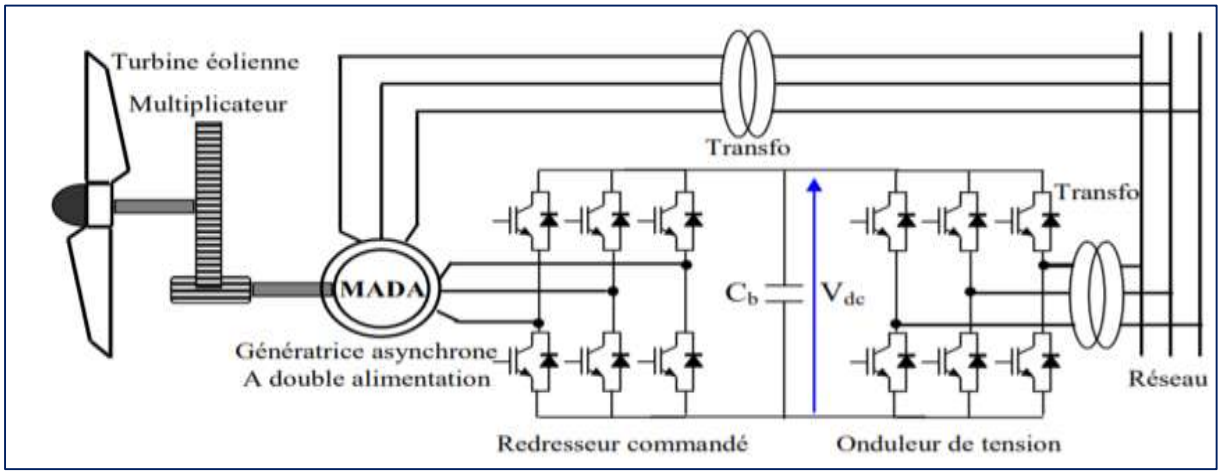


Figure 1. 15 : éolienne à vitesse variable utilisant une MADA

Parmi les solutions les plus intéressante dans le domaine de la conversion de l'énergie éolienne, celle qui consiste à coupler le rotor de la MADA au réseau électrique à travers deux onduleurs triphasés à MLI, l'un en mode onduleur réseau, l'autre en mode redresseur comme l'indique la (figure 1.15) [Abdelli, 2007].Donc le surcoût produit par la présence de bobinages au rotor est compensé par l'économie réalisée sur les convertisseurs.

Généralement, le dimensionnement de la chaîne se limite à 25% de la puissance statorique nominale de la machine électrique, ce qui suffit à assurer une variation sur 30% de la plage de vitesse. C'est là son principal avantage ainsi que son inconvénient majeur est lié aux

interactions avec le réseau, particulièrement les surintensités engendrées par des creux de tension du réseau [Mirecki, 2005].

1.2.9.2.3. Machine Synchrone à aimant permanent

Les machines AS sont bien adaptées à des vitesses de rotation importantes et un couple limité. Ceci est insuffisant pour un entrainement directe, la présence d'un multiplicateur de vitesse est alors nécessaire.

En revanche, les machines synchrones sont connues pour offrir un couple très important. Elles peuvent être utilisées en entraînement direct sur les éoliennes (en cas d'un très grand nombre de pôles) [Mirecki, 2005].Dans ce cas, leur fonctionnement est forcément à vitesse variable et la fréquence des grandeurs statoriques est incompatible avec celle du réseau [Abdelli, 2007].

Les éoliennes à base d'une génératrice synchrone à rotor bobiné sont intéressantes dans le cas où le courant d'excitation constitue un paramètre de réglage utile pour l'optimisation énergétique, de plus du courant d'induit contrôlé à travers l'onduleur à MLI [Abdelli, 2007].Toutefois, elles requièrent un système de bagues et de balais qui nécessite un entretien régulier. Par ailleurs, il est difficile de les doter de plusieurs paires de pôles [Davigny, 2007].

Le développement des aimants permanents en terres rares permet de s'affranchir de ces inconvénients et de construire des machines synchrones, à des coûts compétitifs, avec un grand nombre de pôles développant des couples mécaniques élevées [Mirecki, 2005].

Comme dans le cas des machines asynchrones à cage, l'interface entre la génératrice et le réseau est généralement constituée d'un onduleur et redresseur. De plus, le redresseur peut être commandé ou non commandé (à diodes). La solution la plus importante consiste à coupler le stator de la génératrice synchrone à aimants permanents à travers deux onduleurs triphasés à MLI, l'un en mode redresseur, l'autre en mode onduleur (figure 1.16).

Dans ce cas, 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. De plus, ce type de configuration permet d'assurer un découplage entre le comportement du générateur éolien et le comportement du réseau [Davigny, 2007]. Tandis, les deux convertisseurs doivent être dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice, ce qui constitue le principal inconvénient de cette configuration.

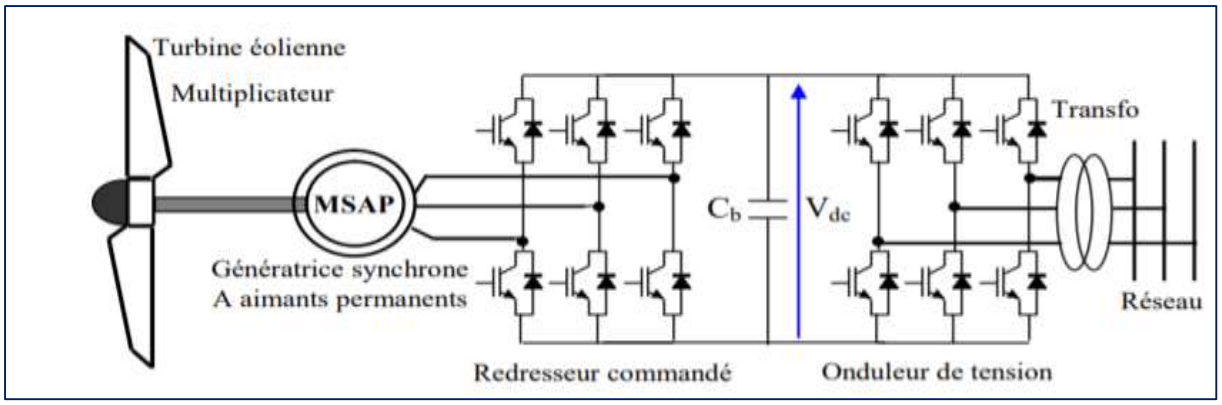


Figure 1. 16 : éolienne à vitesse variable utilisant une MSAP

1.2.9.2.4. Comparaison de la MADA et MSAP

Une des grandes questions d'actualité sur les chaînes de conversion éoliennes concerne la comparaison des performances de la topologie à entraînement direct à base de la machine synchrone (MS) et de la topologie utilisant la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Les deux solutions techniques différent du point de vue de l'intérêt commercial à long terme ou à court terme [Idjdarene, 2010].

La topologie utilisant la machine synchrone à aimant permanent MSAP présente une grande simplicité car elle permet d'éliminer le multiplicateur de vitesse mais elle implique une machine à fort couple d'encombrement important et des convertisseurs statiques dimensionnés pour transiter la totalité de la puissance nominale de l'aérogénérateur.

La topologie basée sur la machine asynchrone à double alimentation MADA doit utiliser un multiplicateur de vitesse mais elle implique une machine de plus faible couple, alors un encombrement réduit, avec des convertisseurs statiques dimensionnés pour transiter seulement une fraction de la puissance nominale de l'aérogénérateur.

En 2006, H Polinder [Polinder, 2006] a fait une comparaison quantitative entre quelques convertisseurs traditionnels. Cette étude expérimentale consiste à étudier le rendement énergétique et le coût de toute la chaîne de conversion éolienne associée à ces types de convertisseurs. La comparaison a été faite sous les mêmes conditions avec une puissance nominale de 3 MW. Le même auteur a trouvé que la machine asynchrone à double alimentation MADA présente une bonne solution pour la production de l'énergie éolienne. Ce type de générateurs a donné un meilleur compromis entre le rendement énergétique et le coût de toute la chaîne éolienne.

Dans son article, A Jamal [Baroudi, 2007] en 2007, a présenté une étude comparative entre quatre types de machines électriques utilisées dans l'industrie. L'auteur a analysé les

configurations électriques possibles pour un fonctionnement à vitesse variable. Il a ensuite étudié le coût des convertisseurs électroniques utilisés pour chaque configurations. Enfin, il a cité les principaux avantages et inconvénients de chaque type des machines.

D'autres études statistiques concernant la fiabilité des différents éléments constitutifs des aérogénérateurs utilisant la MADA et la machine synchrone ainsi que leurs rendements sont présentés en [Echavarria, 2007] et en [Grauers, 1996].

Donc d'une manière générale, la topologie basée sur la MADA présente un coût initial plus faible par rapport à la topologie utilisant une machine synchrone à aimants permanents. En revanche elle présente un coût d'entretien plus élevé et un rendement légèrement moins élevé à cause des pertes engendrées par le multiplicateur de vitesse.

1.2.10. Présentation de la Machine Asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) présente un stator triphasé équivalent à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants.

Intégrée dans un système éolien, la machine a généralement son stator connecté au réseau et l'énergie rotorique varie selon différents systèmes. Les convertisseurs utilisés sont alors dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est compensé par l'économie réalisée sur le convertisseur [Tamaarat, 2015] (Figure 1.17).

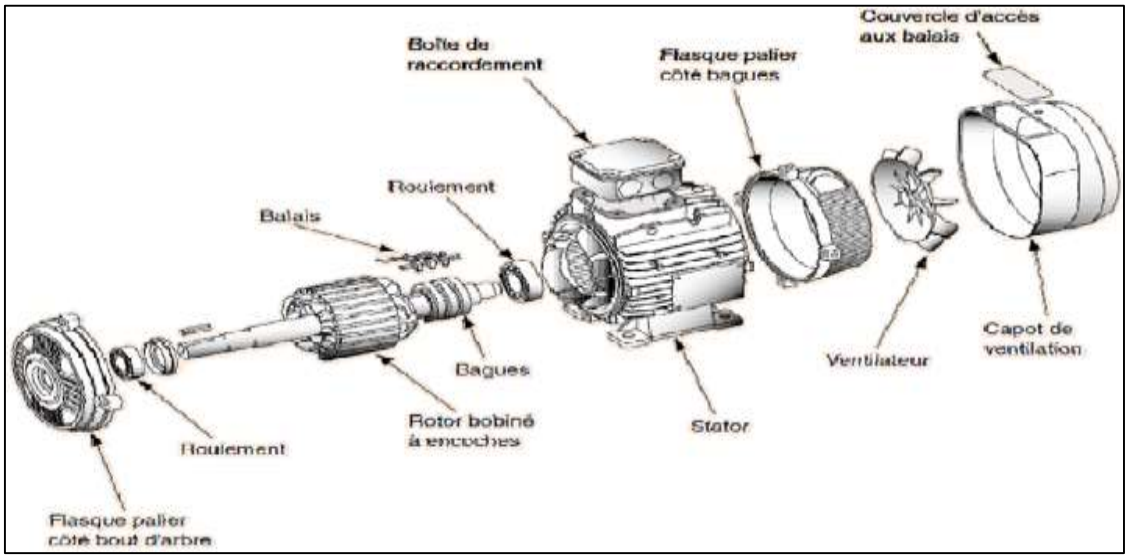


Figure 1. 17 : Construction d'une machine asynchrone à rotor bobiné MADA

Nous concluons de cette constitution, que la MADA est alimentée par deux sources de tensions triphasées différentes. Cette accessibilité d'alimentation par le rotor et le stator offre plusieurs possibilités de configurations.

La littérature affirme qu'il n'existe pas une configuration idéale pour toutes les applications, mais qu'il faut se baser sur un cahier de charge afin de déterminer la configuration la plus adéquate à l'application désirée. La configuration, la plus répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable est représentée par la Figure (1.18). Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur bidirectionnel (onduleur et redresseur) et à lier le stator directement au réseau, d'où le nom : machine asynchrone à double alimentation de type rotor bobiné ou MADA.

La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone ainsi que le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Voilà pourquoi nous avons retenu cette configuration du système dans notre thèse.

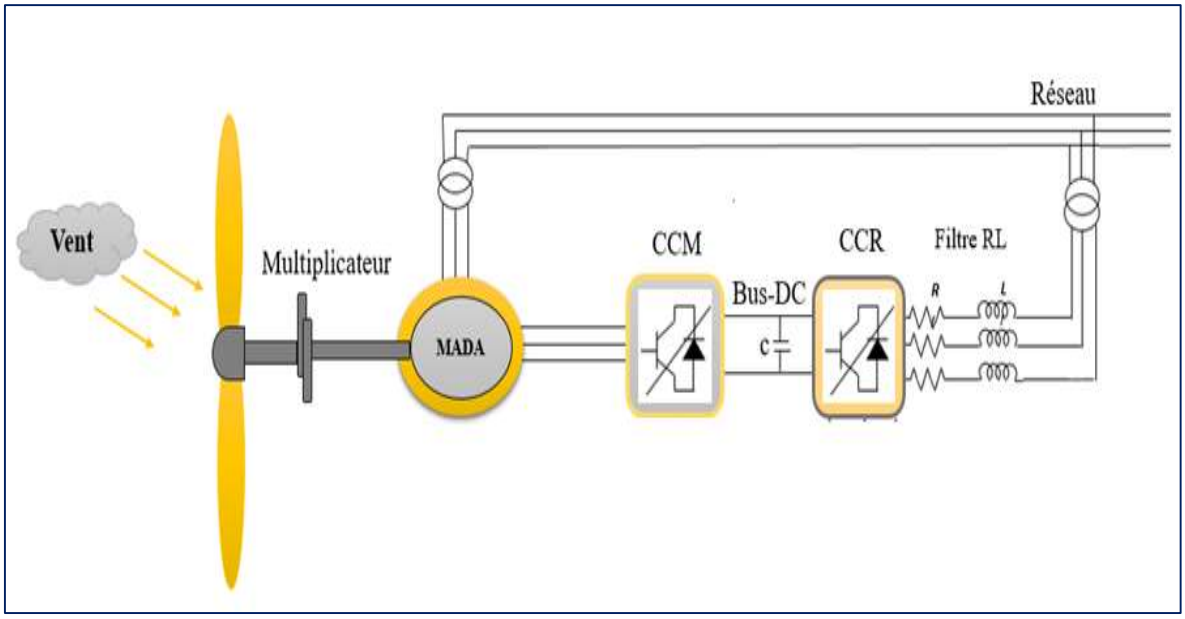


Figure 1. 18 : Système éolien à vitesse variable basé sur la MADA

1.3. Synthèse des lois de commandes de la MADA

La commande des systèmes éoliens basés sur la MADA présente un très grand problème, en raison de la non-linéarité du modèle de la MADA [Adjoudj, 2011]. Plusieurs techniques de commande ont été développées afin de :

- Résoudre la non-linéarité du modèle de la MADA.
- Réaliser le découplage entre le flux et le couple.

- Garder les performances de la régulation de consigne quelque soit les variations paramétriques et les perturbations.
- Atteindre de hautes performances avec une bonne précision et une grande rapidité.

En général, les méthodes de commande de la machine asynchrone peuvent être divisées en deux : commande vectorielle [Elbacha, 2011] et commande scalaire [Elbacha, 2011].

Une classification générale des méthodes de contrôle à fréquence variable de la machine asynchrone étudiées dans la littérature est alors présentée dans la figure (1.19).

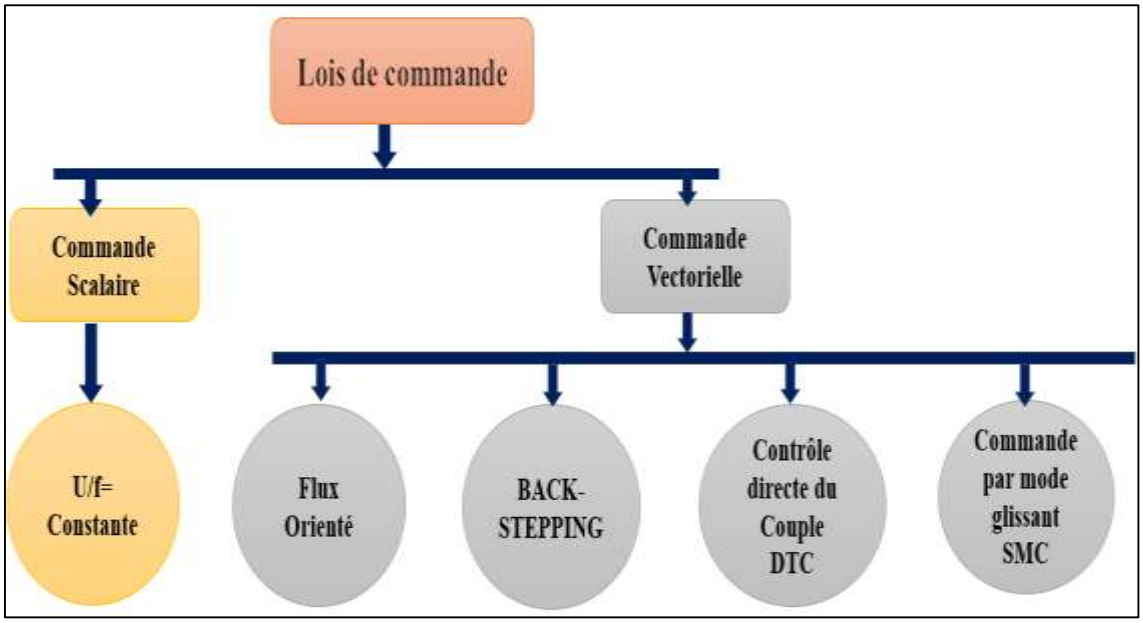


Figure 1. 19: Lois de Commande

1.3.1. La commande Scalaire

La commande de la machine asynchrone est faisable par l'action sur la pulsation et les valeurs efficaces des courants ou des tensions statoriques lorsqu'une dynamique élevée n'est pas demandée, on parle donc d'une commande scalaire.

Les lois de commande de ce contrôle sont dérivées à partir des expressions du modèle de la machine en régime permanent (le couple est contrôlé en régime permanent avec un maintien du flux de la machine à une valeur fixe V/f =Cst) [Elbacha, 2011] [Meroufel, 2009].

Pratiquement, cette commande est parfois suffisante, surtout dans le cas de charge à forte inertie, néanmoins sa performance se dégrade au fur et à mesure que la fréquence de l'alimentation diminue, en conséquence, la commande devient quasi inutilisable aux très basses vitesses, puisque des oscillations transitoires apparaissent dans le couple, et donc, la mesure ou l'estimation des variables de commande devient médiocre.

Jusqu'à nos jours, la commande scalaire est beaucoup utilisée dans le domaine de l'industrie, puisqu'elle se caractérise par sa simplicité d'implémentation, son coût réduit, en dépit de ses limites [Conilh, 2007]. C'est pourquoi, il existe beaucoup de travaux récents qui ont eu pour objectif de l'améliorer en utilisant des techniques modernes telles que les régulateurs à logique floue, ou par l'adjonction d'algorithme de calcul utilisant la mesure des paramètres de la machine , mais cela risque d'augmenter la complexité de la commande. D'autres travaux l'ont même utilisée dans le domaine de la production de l'énergie électrique par les énergies renouvelables telles que la photovoltaïque et l'éolienne.

Afin de concevoir des commandes plus performantes tant en régime permanent qu'en régime dynamique, de nouveaux concepts ont été introduits, appelés « commandes vectorielles » qui se devisent en commande vectorielle à flux orienté (FOC), en commande par mode glissant, en commande BACKSTEPPING, et en commande directe du couple (DTC).

1.3.2. La commande Par Orientation de Flux

Quant à la commande à flux orienté abrégé FOC, avec ses deux formes, directe DFOC et indirecte IRFOC, elle dépasse largement par ses capacités la commande scalaire lorsqu'il s'agit de contrôle à hautes performances, et reste très concurrentielle dans le domaine de la commande des machines électriques, parce que depuis son développement en Allemagne à la fin des années soixante et début soixante-dix par Hasse (IFOC) [Hasse, 1969] et Blaschke (DFOC) [Blaschke, 1972], elle est toujours mise à jour avec les nouvelles techniques qui se présentent. Le principe de la FOC vient du fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. Les courants instantanés statoriques sont transformés dans un repère tournant aligné au vecteur du flux statorique, rotorique, ou celui de l'entrefer, pour produire deux composantes du courant, selon l'axe d (contrôle le flux), et celle de l'axe q (contrôle le couple).

Le problème majeur de la commande à flux orienté FOC à base des régulateurs « PI » est sa sensibilité face aux variations paramétriques de la machine, sur ce fait, tous les chercheurs qui ont suivi les formes de bases de la FOC ont travaillé dans ce sens afin de la rendre robuste et fiable vis-à-vis des variations paramétriques malheureusement inévitables.

1.3.3. La commande par mode glissant

Ces deux dernières décennies ,une grande attention a été concentrée sur la commande des systèmes non linéaires à dynamique incertaine et souvent sujette des perturbations et des variations paramétriques.

La commande par mode glissant est une commande non linéaire. C'est un type de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable SSV. Elle est devenue une technique de contrôle plus populaire et présente un grand intérêt dans des domaines très variés tels que la robotique, la mécanique ou le génie électrique. Elle se particularise par sa simplicité de mise en œuvre, sa 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 [Bandyopadhyay, 2009] [Colet, 2006] [Yoshimura, 2008].

Les premiers travaux sur les systèmes à structure variable ont été faits en ex-Union Soviétique par Anosov [Anosov, 1959], Tzypkin [Jakubczyk, 1980] et Emelyanov [Emelyanov, 1967] [Emel'yanov, 1963], ensuite par d'autres collaborateurs comme Utkin, à partir des résultats des études du mathématicien Filippov [Filippov, 1960] sur les équations différentielles à second membre discontinuent. Puis, les travaux ont été repris ailleurs tant aux états Unis par Slotine [Slotine, 1984] [Slotine, 1991] qu'au Japon par Tong, Harashima et Hashimoto [Hashimoto, 1988].A la fin des années 70(s), ces recherches ont connu un nouvel essor, lorsqu'Utkin introduit la théorie des modes glissants comme une technique de commande non-linéaire [Utkin, 1977] [Utkin, 1993].

Le principe de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état 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 est désignée comme étant la surface de glissement et la commande garantit que le point représentatif du système atteint la surface en un temps fini [Bühler, 1986].

Cependant, la commande par mode glissant n'est pas parfaite, en effet quelques difficultés sont typiquement liées à cette technique telles que le phénomène du CHATTERING, les effets des dynamiques non modélisés, et l'amélioration de la robustesse restent les défis de recherche qui ont sans cesse attiré l'attention des chercheurs. Plusieurs approches ont été développées afin de résoudre ce problème, mais il n'y a toujours pas une solution panacée, à commencer par ceux qui ont introduit de nouvelles formes de surfaces de commutations dans le but d'augmenter la robustesse et de réduire l'erreur statique, à savoir des surfaces qui contiennent un terme intégrale, des surfaces non-linéaires, ou des surfaces imitant les formes PID. Ou encore des surfaces variables dans le temps prenant les conditions initiales en considération afin d'augmenter le temps de réponse et d'éliminer la phase d'atteinte. Malgré cela, on trouve des fonctions non linéaires entraîne des difficultés telles que le choix de la structure de la fonction

non linéaire, la définition des paramètres de la fonction non linéaire et les surfaces variables perd leurs robustes pendant la phase de changement [Loucif, 2016].

1.3.4. La commande BACKSTEPPING

La commande backstepping a été développée au début des années 90 (Kokotovic, 1991). L'arrivée de la commande backstepping a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait des approches générales. Cette technique est une méthode systématique et récursive de synthèse de lois de commande non linéaires qui utilise le principe de stabilité de Lyapunov et qui peut s'appliquer à un grand nombre de systèmes non linéaires [Salas, 2002] [Mehazzem, 2010].

Le principe de la commande Backstepping consiste à rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre « un » en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi-étapes. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée afin d'assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse. La commande en vitesse de la machine MAS par commande backstepping a été abordée par Kanellakopoulos et al [Kokotović, 1991]. Où ils ont eu recours à un estimateur en boucle ouverte de flux. Cet estimateur a été conçu sous l'hypothèse d'une parfaite connaissance des paramètres du modèle et de la régularité d'une certaine matrice de découplage.

1.3.5. Commande DTC

La commande Directe du Couple DTC, est apparue pour concurrencer les commandes précédentes en matière du contrôle du couple [Arias Pujol, 2001] [Llor, 2004]. Elle a été largement développée par M. Depenbrock en Allemagne et par I. Takahashi, et T. Noguchi au Japon au milieu des années 80 [Benmansour, 2009]. Au milieu des années 90, la société ABB a commercialisé le premier variateur de vitesse utilisant la technique de commande par DTC [Benmansour, 2009]. La commande DTC n'est pas basée sur l'imitation de la commande d'une machine à courant continu, mais cible une exploitation plus directe et complète du couple et du flux de la machine. Ceci permet de s'affranchir des transformations non linéaires des coordonnées, ce qui simplifiera la mise en œuvre de son algorithme de commande [Benjamin, 2006].

Nonobstant, la DTC classique a plusieurs inconvénients à savoir sa difficulté de fonctionner à très faibles vitesses dûe aux ondulations élevées du couple et des courants. En plus, la résistance statorique est le seul paramètre électrique qui intervient pour le calcul des

composantes de flux statorique. Une sous-estimation de cette résistance provoque alors l'instabilité du système [Nabti, 2010].

Le tableau (1.3) regroupe les points forts et faibles des commandes citées ci-dessus :

Commandes	Performances
Commande Scalaire	L'une des premières commandes pour les MAS ♦ Ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase ♦ N'est valable qu'en régime permanent. ♦ Pour des consignes de vitesse le flux oscille avec des grandes amplitudes
Flux Orienté	Introduite par BLASCHKE en 1972 Consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui d'une MCC, en effectuant un découplage entre le flux et le couple ♦ Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MAS ♦ Reste sensible vis-à-vis des variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage
BACKSTEPPING	Développée au début des années 90 par Kokotovic ♦ Utilise le principe de stabilité de Lyapunov ♦ Nécessite une connaissance parfaite des paramètres du modèle et de la régularité d'une certaine matrice de découplage.
DTC	Proposée au milieu des années 80 par I.Takahashi ♦ Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine. ♦ Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique. ♦ La dynamique rapide de couple et du flux.

	♦ La fréquence de commutation variable (entraîne des bruits audibles) ♦ Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis. ♦ En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler.
SMC	Proposés et élaborés au début des années 50 ♦ Présente un bon comportement du processus vis-à-vis de la robustesse, des performances dynamiques et du temps de calcul

Tableau 1.3 : Résumé des différentes commandes de la MAS

1.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description générale des systèmes des énergies éoliennes ainsi qu'une étude générale des différentes commandes.

Dans un premier temps, nous avons présenté quelques chiffres du développement des énergies renouvelables dans le monde. Ainsi que les efforts fournis par l'Etat dans le but de développer la source d'énergie éolienne au MAROC. Ensuite, nous avons étudié les différents types des éoliennes, suivies par les parties principales d'une turbine éolienne. Puis nous avons comparé les structures des chaines de conversion éolienne existantes dans l'industrie afin de choisir la meilleure en termes de coût et de rendement.

Dans une seconde partie, nous avons présenté les différents types de commande linéaire et non linéaire appliquée aux systèmes non linéaires.

Chapitre 2: Modélisation et commande linéaire du système éolien basé sur la MADA

2.1. Introduction 32
2.2. Présentation de la chaine de conversion éolienne 32
2.3. Modèle de la partie mécanique de la chaine de conversion éolienne: 33
2.3.1. Modèle de la Turbine éolienne 33
2.3.2. Modèle du multiplicateur 35
2.3.3. Modèle de l'arbre mécanique 35
2.4. Contrôle de la Turbine Eolienne 36
2.4.1. Fonctionnement d'une éolienne 36
2.4.2. Stratégie de contrôle par MPPT 37
2.5. Modèle de la partie électrique de la chaine de conversion éolienne 40
2.5.1. Modélisation de la Machine Asynchrone à double alimentation MADA 40
2.5.1.1. Fonctionnement de la MADA 40
2.5.1.2. Modèle de la MADA dans le référentiel triphasé (a,b,c) 42
2.5.1.3. Application de la transformation de Park à la MADA 43
2.5.2. Modèle des convertisseurs MLI 45
2.5.3. Modèle du bus continu 47
2.5.4. Modèle du Filtre RL 47
2.6. Stratégie de commande Par Orientation de flux 48
2.6.1. Principe de la Commande par Orientation de Flux FOC 48
2.6.2. Application de la commande par orientation de flux FOC au CCM 49
2.6.2.1. Structure de la commande directe DFOC 51
2.6.2.2. Structure de la commande indirecte IFOC 51
2.6.3. Application de la commande par orientation de flux FOC au CCR 52
2.6.4. Contrôle de la tension de bus Continu 53
2.7. Simulation et interprétations 53
2.7.1. Tests de poursuite 53
2.7.2. Tests de robustesse 58
2.8. Conclusion 59

2.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation d'une loi de commande linéaire basée sur les régulateurs « PI » et son application sur une machine asynchrone à double alimentation intégrée dans une chaine de production de l'énergie éolienne.

Dans ce contexte, nous présentons en premier lieu les modèles des différentes parties de la turbine et la commande associé, à savoir le contrôle de la turbine éolienne permettant d'extraire le maximum de puissance du vent.

En deuxième lieu, nous traitons la technique du contrôle par orientation de flux appliquée au système éolien. Enfin, nous discutons les résultats obtenus.

2.2. Présentation de la chaine de conversion éolienne

La chaine de conversion éolienne est composée d'une turbine éolienne comprenant trois pales de longueur R, fixées sur un arbre d'entraînement qui est relié à un multiplicateur. Ce multiplicateur entraîne une génératrice électrique.

Dans cet optique, nous avons choisi une génératrice asynchrone à double alimentation dont le stator est directement raccordé au réseau électrique, tandis que son rotor est connecté au réseau via deux convertisseurs statiques bidirectionnels triphasés, l'un en mode onduleur réseau (CCR), l'autre en mode redresseur (CCM) mis en cascade à travers un bus continu (DC-Bus) (figure 2.1).

Le choix de cette structure réside dans le faite que les courants et les tensions alternatives statoriques ont la même fréquence que celle du réseau. Contrairement aux grandeurs rotoriques qui dépendent de la vitesse du rotor et donc de la vitesse du vent, ce qui justifie l'utilisation des convertisseurs Back to Back alimentant le rotor et non le stator.

Ces convertisseurs sont pilotés 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.

Le convertisseur côté machine permet de contrôler les puissances active et réactive produites par la MADA, quant au convertisseur côté réseau, il permet le contrôle de la tension du bus continu et du facteur de puissance au point de raccordement de l'éolienne avec le réseau électrique.

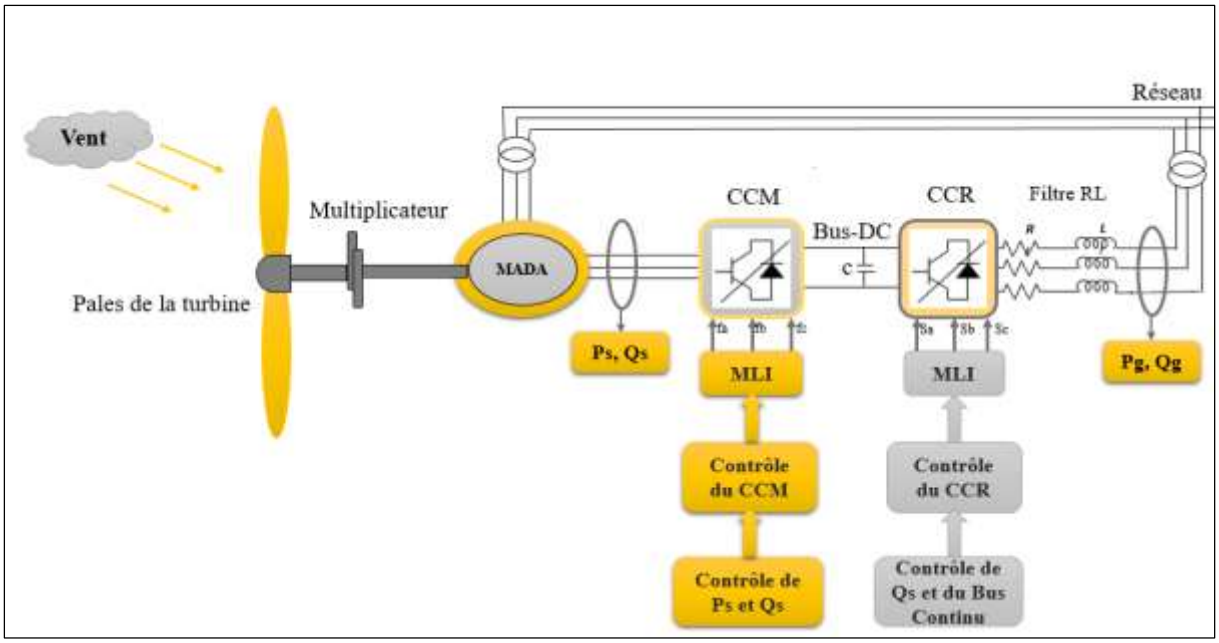


Figure 2. 1 : Structure générale d'une chaine de conversion éolienne

2.3. Modèle de la partie mécanique de la chaine de conversion éolienne:

2.3.1. Modèle de la Turbine éolienne

La turbine éolienne transforme l'énergie cinétique du vent, en énergie mécanique. L'énergie cinétique fournie par une masse d'air «m », qui se déplace à une vitesse linéaire **(v)**, est donnée par la formule suivante [Ihedrane-1, 2017] [El Hammouchi , 2018] [Bossoufi-3, 2018] :

$$E_c = \frac{1}{2}.m.v^2 \qquad (2.1)$$

En considérant que cette masse « m » traverse un volume cylindrique dont la base est la surface balayée par les pales de la turbine de rayon « R ». Nous obtenons alors l'expression ci-dessous de la puissance cinétique du vent reçue par la turbine à travers ses pales [Ihedrane-1, 2017] [Ihedrane-2, 2018] [Bossoufi-3, 2018] [Bouderbala, 2019] :

$$P_v = \frac{1}{2}.\rho.\pi.R^2.v^3 \qquad (2.2)$$

La turbine éolienne ne peut pas capter la totalité de l'énergie, parce que la vitesse du vent n'est pas nulle après l'éolienne. On introduit alors un coefficient « Cp » appelé coefficient de puissance, qui dépend des caractéristiques des pales. Ce coefficient correspond au rendement de l'éolienne [Ihedrane-1, 2017] [El Hammouchi , 2018] [Bossoufi-3, 2018].

La puissance aérodynamique P_{aero} qui apparaisse au niveau du rotor de la turbine s'écrit:

$$P_{aero} = \frac{1}{2}.C_p(\lambda,\beta).\rho.\pi.R^2.v^3 \qquad (2.3)$$

Connaissant la vitesse de la turbine, l'expression du couple aérodynamique C_{aero} de la turbine est donnée par l'équation suivante [Bossoufi-3, 2018] :

$$C_{aero} = \frac{1}{2.\Omega_t}.C_p(\lambda,\beta).\rho.\pi.R^2.v^3 \qquad (2.4)$$

Dans son ouvrage Wind Energie publié en 1926, le physicien allemand Albert BETZ, a démontré, théoriquement, que le rendement de conversion effectué par tout type de turbine est maximisé par une valeur appelée Limite de BETZ, donnée par la formule suivante :

$$C_{p-Max} = \frac{16}{27} = 0.5925 \qquad (2.5)$$

Le coefficient de puissance « Cp » est une variable dépendante de la vitesse spécifique λ et de l'angle de calage des pales de la turbine β.

Dans le but de déterminer le coefficient de puissance « Cp » plusieurs théories ont été mise en œuvre. Pour ce faire, nous avons utilisé le logiciel « **SIMTORQUE** » développé au sein du laboratoire **GREAH**. Ce logiciel est basé sur la méthode des éléments de pales pour calculer le coefficient de puissance « Cp »à partir des valeurs caractéristiques de chaque pale de la turbine.

L'interface graphique principale du logiciel « SIMTORQUE » est illustré à travers la figure ci-dessous:

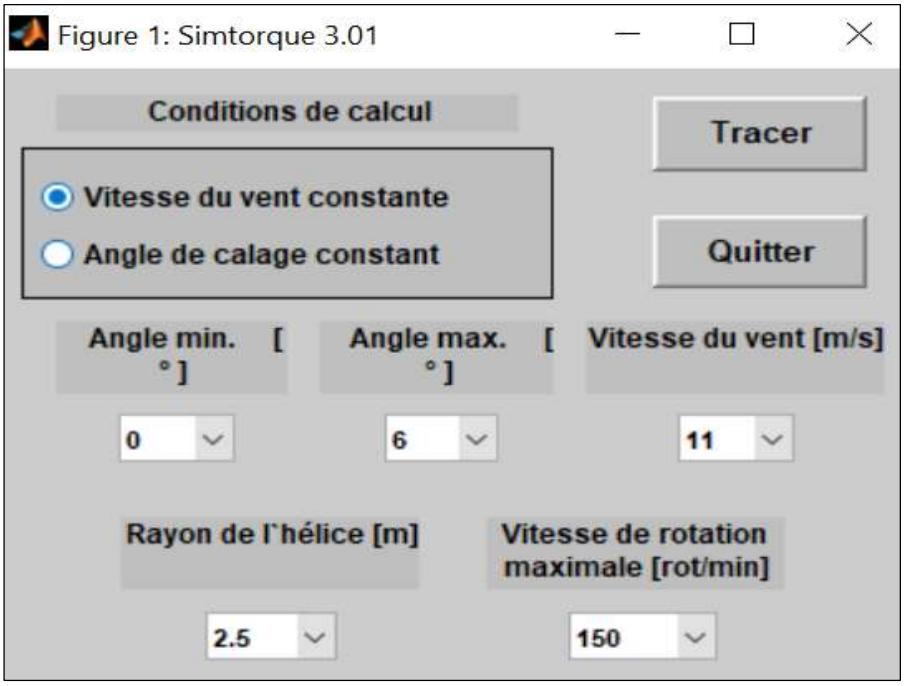


Figure 2. 2 : Le logiciel « SIMTORQUE ≫ utilise pour l'estimation de Cp

Les courbes de Cp en fonction du ratio de la vitesse pour différentes valeurs de beta sont présentées par la figure (2.3) :

D'après cette figure, on remarque que lorsque l'angle d'orientation des pales varie, la valeur maximale de C_p suit cette variation en inverse. Le coefficient de puissance C_p atteint son maximum 0.4942, pour une vitesse spécifique optimale de 8.

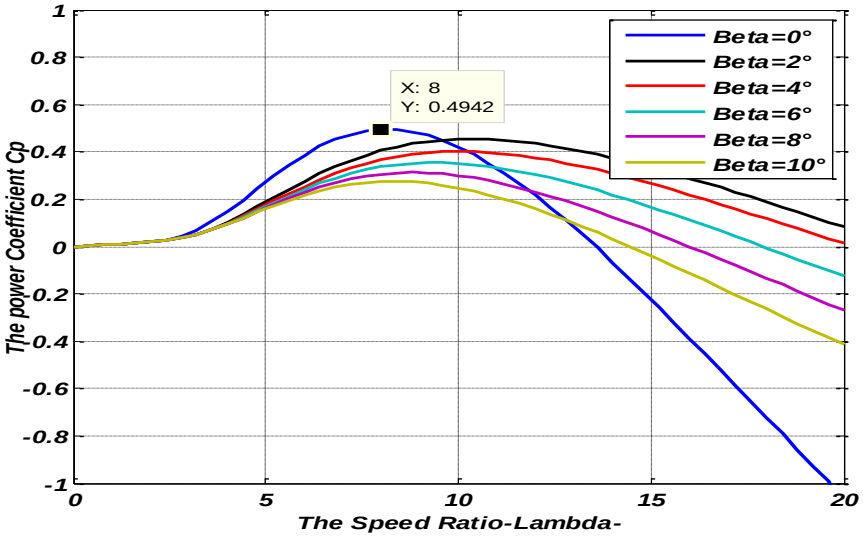


Figure 2. 3 : Courbe de Cp obtenue à partir du logiciel « SIMTORQUE » pour beta variant de 0 à 10°

Le ratio de la vitesse λ présente le rapport entre la vitesse de la turbine et celle du vent. Elle s'exprime par la relation suivante [Allam, 2017] [Ihedrane-1, 2017] [Ihedrane-2, 2018] :

$$\lambda = \frac{R.\Omega}{v} \tag{2.6}$$

2.3.2. Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur a pour rôle d'adapter la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à celle de la génératrice (arbre rapide). Ce dernier est modélisé mathématiquement par le système d'équation qui suit [Ihedrane-2, 2018] :

$$\begin{cases} C_g = \frac{C_{aero}}{G} \\ \Omega_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \end{cases} \tag{2.7}$$

2.3.3. Modèle de l'arbre mécanique

Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale J_{tot} réunissant l'inertie de la turbine J_t et de l'inertie de la génératrice J_g [Allam, 2017] [Loucif, 2016] [Ihedrane-2, 2018] :

$$J_{tot} = \frac{J_t}{G^2} + J_g \tag{2.8}$$

L'équation fondamentale de la dynamique définit le progrès de la vitesse mécanique Ω_{mec} [Allam, 2017] [Ihedrane-2, 2018] .Cette dernière est donnée par la formule qui suit :

$$C_{mec} = J_{tot}.\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_g - C_{em} - C_f \tag{2.9}$$

Le couple résistant dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux C_f [Bossoufi-3, 2018] :

$$C_f = f.\Omega_{mec} \quad (2.10)$$

Le modèle mathématique de la turbine éolienne sous l'environnement **MATLAB/Simulink** est présenté sur la figure (2.4) :

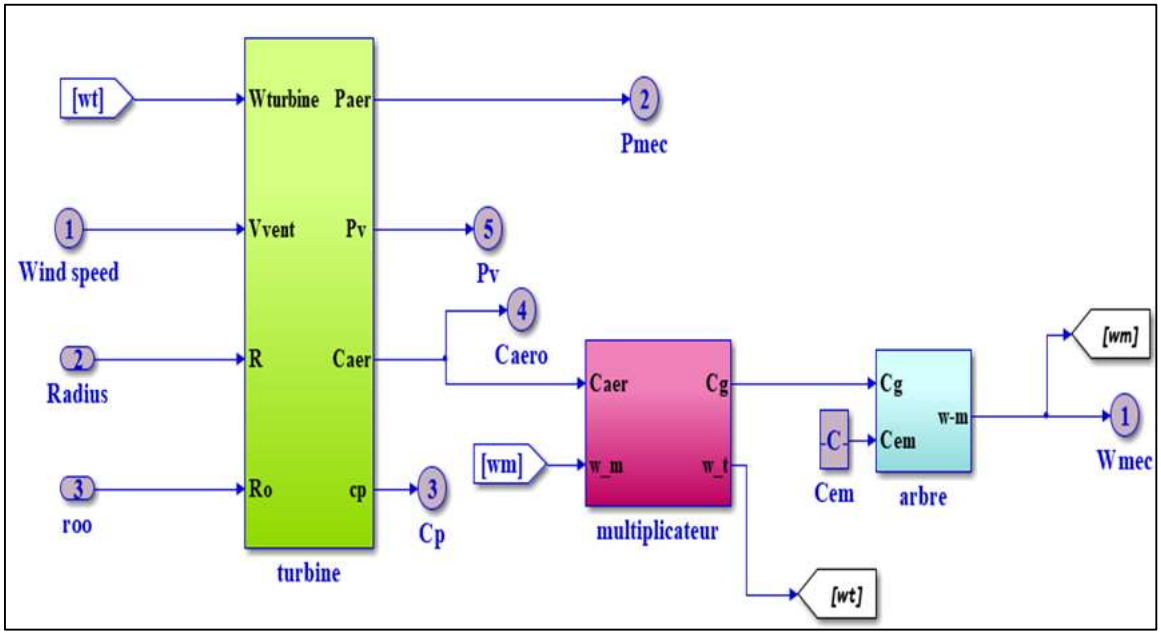


Figure 2. 4 : Modèle de la partie mécanique de la chaine de conversion éolienne

2.4. Contrôle de la Turbine Eolienne

2.4.1. Fonctionnement d'une éolienne

La figure (2.5) présente la caractéristique de la puissance d'une turbine éolienne en fonction de la vitesse du vent [Ihedrane-3, 2019] [Loucif, 2016] :

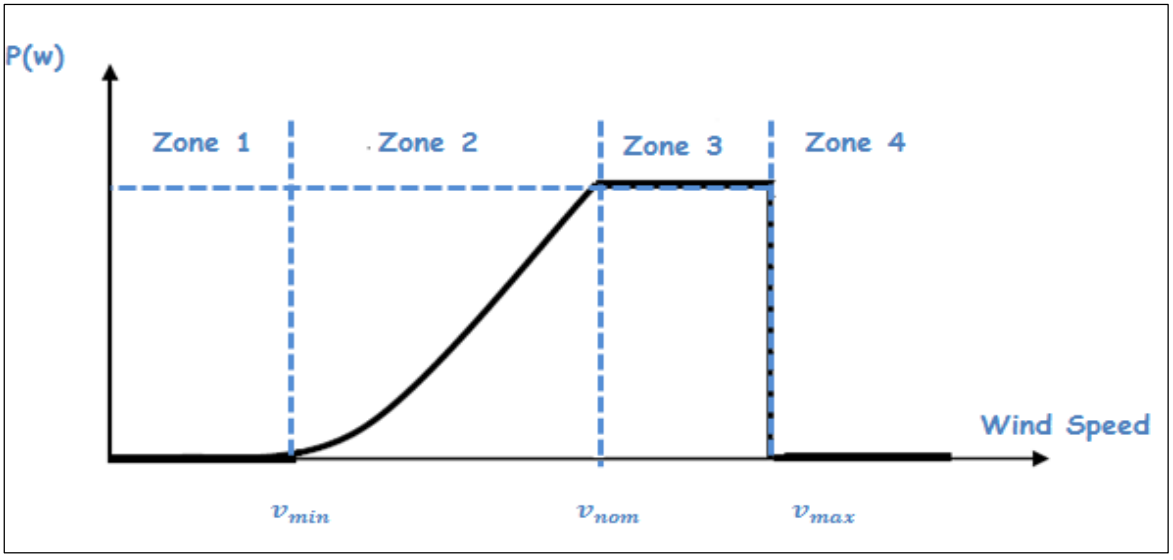


Figure 2. 5 : Puissance de la turbine en fonction de la vitesse du vent

❖ **Zone 1 : $v < v_{min}$** :

Dans la première zone, les vitesses du vent sont très faibles, donc insuffisantes pour entraîner l'éolienne et produire de la puissance.

❖ **Zone 2 : $v_{min} < v < v_{nom}$** :

Dans deuxième zone, le contrôle du couple électromagnétique de la génératrice va être mis en œuvre [Ihedrane-3, 2019] [Loucif, 2016] dans le but de capter le maximum de puissance pour chaque vitesse de vent (principe de MPPT), en maintenant l'angle de beta constant.

❖ **Zone 3 : $v_{nom} < v < v_{max}$**

Dans la troisième zone, une augmentation de la vitesse de vent entraine une décroissance du coefficient C_p ainsi qu'une augmentation moins rapide de la puissance récupérée. Une fois la génératrice atteint sa puissance maximale, l'angle des pales (pitch) se modifie (Passage de β_1 à β_2) pour dégrader encore plus le coefficient de puissance « C_p » [Ihedrane-3, 2019] [Loucif, 2016].

❖ **Zone 4 : $v > v_{max}$**

Dans la dernière zone, la vitesse de vent devient trop élevée, un dispositif d'urgence permet d'arrêter l'éolienne (production d'énergie électrique nulle) [Ihedrane-3, 2019] [Loucif, 2016].

2.4.2. Stratégie de contrôle par MPPT

Le principe de la stratégie de contrôle par MPPT sans asservissement de vitesse (Maximum Power Point Tracking), consiste à imposer un couple électromagnétique de référence de manière à permettre à la machine asynchrone à double alimentation de tourner à une vitesse réglable dans le but d'assurer un point de fonctionnement optimal en terme d'extraction de puissance [Ihedrane-3, 2019] [Loucif, 2016]

Afin de garantir un fonctionnement optimal, il faut maintenir le coefficient de « Cp » à sa valeur maximale (C_{p_max}). D'après, la figure (2.3), nous remarquons que le coefficient C_p atteint son maximum C_{p_max} =0.4942 pour un angle de calage β=0° et une vitesse λ_{opt}=8.

L'équation (2.3) devient alors comme suit :

$$P_{aero-MPPT} = \frac{1}{2}.C_{p-max}(\lambda,\beta).\rho.\pi.R^2.v^3 \qquad (2.11)$$

Une mesure précise de la vitesse du vent est difficile à réaliser à cause de ces deux raisons :

- L'emplacement de l'anémomètre derrière le rotor de la turbine donne une lecture erronée de la vitesse du vent.
- L'utilisation d'un seul anémomètre permet d'avoir une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est pas suffisamment représentative de sa valeur moyenne apparaissant sur l'ensemble des pales de la turbine.

Une mesure erronée de la vitesse du vent conduit forcément à une dégradation de la puissance captée selon la technique d'extraction de puissance.

Cette structure de commande repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peut en régime permanent. Nous obtenons l'équation suivante décrivant le régime permanant de la turbine [Ihedrane-3, 2019] :

$$J_{tot}.\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_g - C_{em} - f.\Omega_{mec} = 0 \tag{2.12}$$

On suppose que la vitesse de rotation de la MADA soit fixe et en négligeant l'effet du couple visqueux f. Nous obtenons l'équation suivante :

$$C_g = C_{em} = \frac{C_{aero}}{G} \tag{2.13}$$

À partir d'une estimation du couple aérodynamique, nous obtenons le couple électromagnétique de référence défini par l'équation suivante:

$$C_{em_ref} = \frac{C_{aero_est}}{G} \tag{2.14}$$

Avec :

$$C_{aero_est} = \frac{1}{2.\Omega_{t_est}}.C_{p_max}(\lambda_{opt},\beta).\rho.\pi.R^2.v_{est}^3 \tag{2.15}$$

On suppose que l'angle d'orientation des pales β soit constant, la vitesse estimée de la turbine est calculée à partir de la vitesse mécanique suivante :

$$\Omega_{t_est} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \tag{2.16}$$

La vitesse du vent estimée est donnée par l'équation suivante :

$$v_{est} = R.\frac{\Omega_{est}}{\lambda_{opt}} \tag{2.17}$$

Après calcul et une série de combinaison on aboutit à l'équation du couple électromagnétique de référence suivante :

$$C_{em_ref} = \frac{\rho.\pi.R^5.C_{p_max}(\lambda_{opt}).\Omega_{mec}^2}{2.\lambda_{opt}^3.G^3} \tag{2.18}$$

Dans le but d'extraire le maximum de puissance du vent, nous avons appliqué un profil de vent donné par la figure (2.6). Les résultats de la simulation obtenus sont présentés par la figure (2.7):

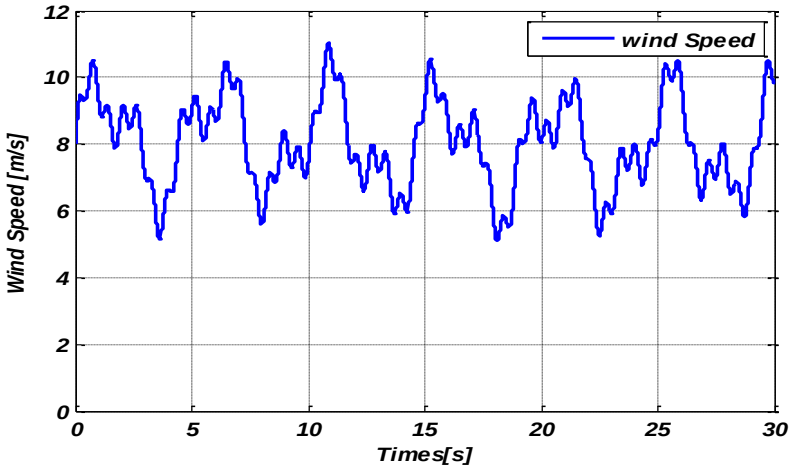


Figure 2. 6 : Profil de vent

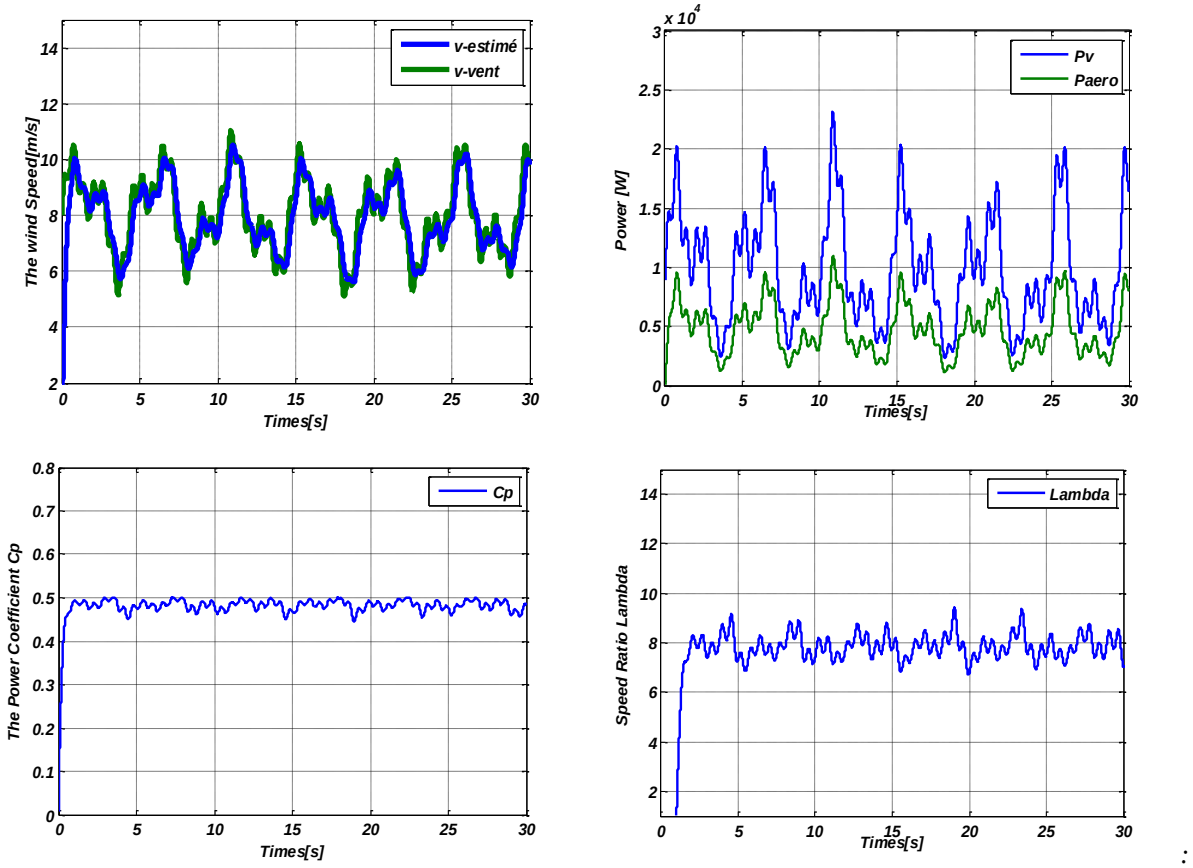


Figure 2. 7 : Réponse de la Turbine

D'après ces résultats, on constate que la puissance aérodynamique suit bien le profil du vent.

On peut aussi noter que le coefficient C_p et le ratio de la vitesse ʎ atteint leurs valeurs maximales respectivement 0.4942 et 8 pour un angle de calage β nulle. Ce qui implique les performances de la technique d'extraction de maximum de puissance MPPT.

2.5. Modèle de la partie électrique de la chaine de conversion éolienne

2.5.1. Modélisation de la Machine Asynchrone à double alimentation MADA

2.5.1.1. Fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation MADA est constituée d'un stator similaire à celui d'une machine asynchrone classique, et d'un rotor (n'étant plus une cage d'écureuil) qui tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et qui est séparé du stator par un entrefer [Allam, 2017].

Le bobinage triphasé du rotor est accessible par trois bagues munies de balais comme le montre la figure (2.8) permettent d'imposer les tensions rotoriques par un système de commande extérieur [Allam, 2017].

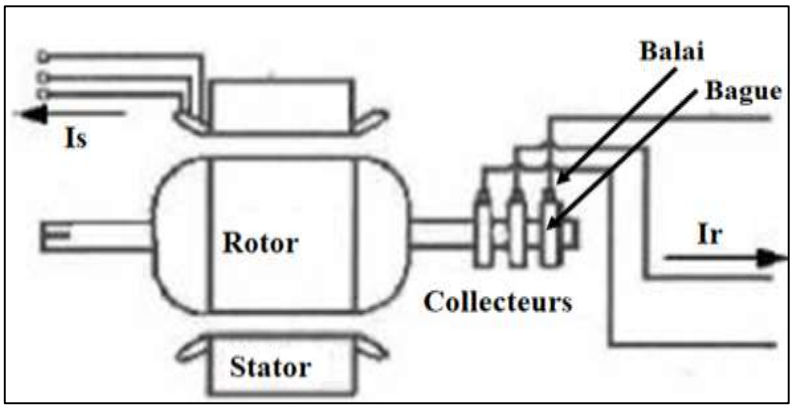


Figure 2. 8 : Structure de la MADA

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation est basé sur la théorie du champ tournant .Une fois le stator de la machine est connecté au réseau, un flux magnétique apparaît au stator tournant à vitesse fixe. Ce dernier dépend du nombre de spires dans le bobinage, de la réluctance du circuit magnétique et par conséquent, du courant statorique. Pendant la rotation, le flux magnétique statorique crée des forces électromotrices (f.e.m) dans les enroulements statoriques. Ce dernier crée des forces électromagnétiques (F.e.m) dans les enroulements rotoriques.

Le rapport entre les (F.e.m) au rotor et au stator est donné par la relation suivante [Allam, 2017].

$$\frac{F_r}{F_s} = \frac{N_r}{N_s} \cdot \frac{\omega_s - \omega_{mec}}{\omega_s} \tag{2.19}$$

Le glissement g de la MADA est défini comme suit :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_{mec}}{\omega_s} \tag{2.20}$$

La pulsation rotorique et statorique sont liées par la relation (2.21) :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{mec} \tag{2.21}$$

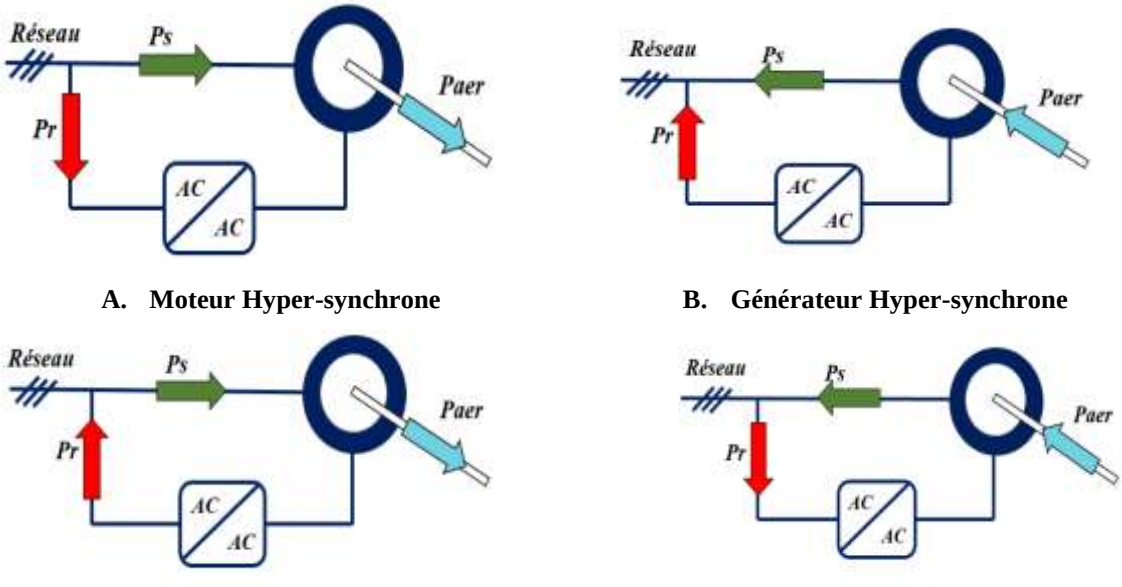
Les modes de fonctionnement de la MADA divisés en trois, selon le signe du glissement « g »:

- **Mode hyper-synchrone** : la source connectée au rotor crée une force Fr qui tourne dans le sens opposé du sens de rotation de la force Fs, le glissement devient donc négatif et le rotor tournera plus rapide que le champ tournant crée par le stator $\omega_r < \omega_s$.
- **Mode hypo-synchrone** : la source connectée au rotor crée une force Fr qui tourne dans le même sens que le sens de rotation de la force Fs, le glissement est donc ce cas positif et le rotor tournera moins vite que le champ tournant crée par le stator $\omega_r > \omega_s$.
- **Mode synchrone** : le rotor tourne à la même vitesse que le champ statorique, il n'y a aucune induction, alors aucun couple n'est produit. Le glissement est nul donc$\omega_r = \omega_s$.

Dans la machine AS [Allam, 2017] [Bekakra, 2014], un signe négatif du glissement désigne un fonctionnement en mode générateur de la machine, et un signe positif du glissement désigne un fonctionnement en mode moteur .Ce qui porte une confusion par rapport à la compréhension du principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation.

Dans la machine asynchrone doublement alimentée [Bekakra, 2014], le signe de glissement désigne le fonctionnement en hyper-synchrone ou hypo-synchrone et non le mode de fonctionnement de la machine (générateur ou moteur).

Puisque la MADA peut fonctionner en générateur comme moteur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, on distingue quatre modes caractéristiques de la MADA. La figure (2.9) récapitule les modes de fonctionnement de la MADA :



A. Moteur Hyper-synchrone **B. Générateur Hyper-synchrone**

C. Moteur Hypo-synchrone **D. Générateur Hypo-synchrone**

Figure 2. 9 : Modes de fonctionnement de la MADA

En mode moteur (A et C) le réseau fournit la puissance Ps à la machine vers le stator.Alors que la puissance rotorique Pr transite la machine vers le réseau à travers le rotor en mode hypo-synchrone et en mode hyper-synchrone du réseau vers la machine à travers le rotor.

En mode générateur (exemple des éoliens) la turbine fournit une puissance mécanique « Paer » à la MADA.En mode hypo-synchrone, où la vitesse de rotation de la MADA est inférieur à la vitesse de synchronisme (D), une partie de la puissance fournie par le stator au réseau est réabsorbé par le rotor.

En mode hyper-synchrone (B) la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau via le stator, et le rotor de la MADA.

2.5.1.2. Modèle de la MADA dans le référentiel triphasé (a,b,c)

Malgré sa simplicité de construction, le modèle mathématique de la Machine Asynchrone à Double Alimentation est complexe [Bekakra, 2014].La figure (2.10) donne la représentation schématique d'une MADA dans le repère triphasé .Les enroulements statoriques sont exprimés par (Sa,Sb,Sc) et les ceux du rotor par (Ra,Rb,Rc).

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

- Une parfaite symétrie de la machine.
- Un circuit magnétique non-saturé.
- Une distribution spatiale des forces magnétomotrices sinusoïdale dans l'entrefer.
- Une négligence des pertes fer dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault.
- Une négligence des effets d'encoche et des effets de peau.

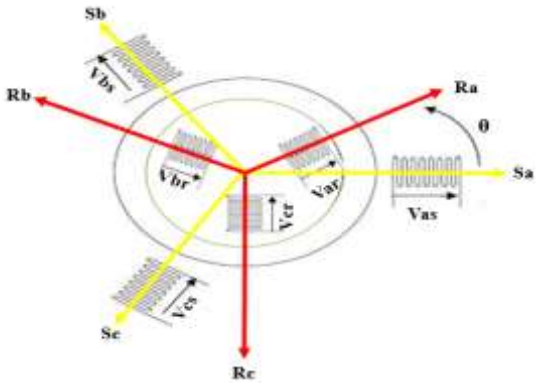


Figure 2. 10 : Représentation dans l'espace électrique triphasée

Les tensions, les courants et les flux de la machine dans un repère triphasé peuvent être décrits par les équations suivantes [Allam, 2017] [Ihedrane-3, 2019] [Ihedrane-1, 2017] [Loucif, 2016] [Ihedrane-2, 2018] :

❖ Expression des Tensions Statoriques :

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (2.22)$$

❖ Expression des Tensions Rotoriques :

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ v_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ v_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (2.23)$$

❖ Expression des Flux :

Les flux sont exprimés par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & m_s & m_s \\ m_s & L_s & m_s \\ m_s & m_s & L_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & m_r & m_r \\ m_r & L_r & m_r \\ m_r & m_r & L_r \end{bmatrix} [M_{sr}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Afin de réduire l'ordre du système, et d'éliminer la dépendance de la position du rotor et par conséquent du temps, plusieurs approches ont été utilisées pour la modélisation des machines triphasées, entre autre la théorie des deux axes de R.H .Park [Park, 1929] [Ihedrane-3, 2019] permettant le passage d'un référentiel triphasé fixe (A, B, C) vers un référentiel mobile (d-q) (Annexe B).

Dans ce cas, toutes les grandeurs sont exprimées dans le même repère à deux axes : l'axe direct « **d** » et l'axe de quadrature « **q** », perpendiculaires et mutuellement couplés, l'angle entre les deux référentiels est appelé angle de Park.

2.5.1.3. Application de la transformation de Park à la MADA

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le référentiel de PARK est obtenu en remplaçant les enroulements réels par les enroulements fictifs d'axes orthogonaux d et q comme le montre la figure (2.11) :

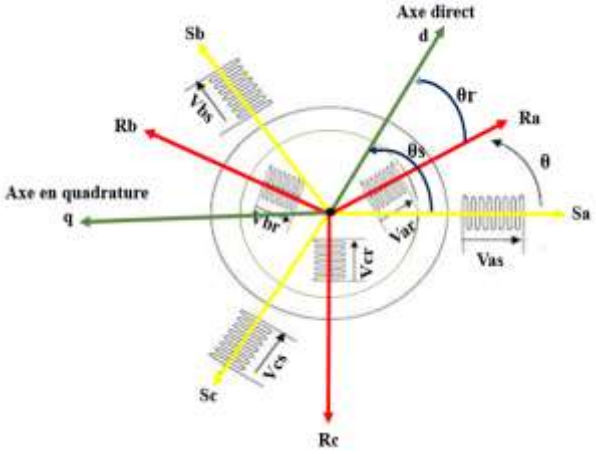


Figure 2. 11 : Modèle de la machine dans le repère de Park (d,q)

D'après la figure on obtient :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \tag{2.25}$$

En appliquant cette transformation sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation MADA, nous obtenons les équations de la machine dans le référentiel de Park [Ihedrane-3, 2019] [Loucif, 2016] [Bouderbala, 2018] [Bouderbala, 2019] .

- Equations des tensions statoriques

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \,.\, I_{sd} + \dfrac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \,.\, \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \,.\, I_{sq} + \dfrac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \,.\, \phi_{sd} \end{cases} \tag{2.26}$$

- Equations des tensions rotoriques

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r \,.\, I_{rd} + \dfrac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \,.\, \phi_{rq} \\ v_{rq} = R_r \,.\, I_{rq} + \dfrac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \,.\, \phi_{rd} \end{cases} \tag{2.27}$$

- Equations magnétiques des flux statoriques

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s \,.\, I_{sd} + M \,.\, I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s \,.\, I_{sq} + M \,.\, I_{rq} \end{cases} \tag{2.28}$$

- Equations magnétiques des flux rotoriques

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = L_r \,.\, I_{rd} + M \,.\, I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r \,.\, I_{rq} + M \,.\, I_{sq} \end{cases} \tag{2.29}$$

- Equation du couple électromagnétique

$$C_{em} = p.(\Phi_{sd}.I_{sq} - \Phi_{sq}.I_{sd}) \tag{2.30}$$

- Equation des puissances statoriques et rotoriques

Dans un repère biphasé, les puissances active et réactive rotoriques et statoriques sont définies par le système d'équation suivant [Bouderbala, 2018] :

$$\begin{cases} P_s = v_{sd}.I_{sd} + v_{sq}.I_{sq} \\ Q_s = v_{sq}.I_{sd} - v_{sd}.I_{sq} \\ P_r = v_{rd}.I_{rd} + v_{rq}.I_{rq} \\ Q_r = v_{rq}.I_{rd} - v_{rd}.I_{rq} \end{cases} \quad (2.31)$$

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK est donné par la figure suivante :

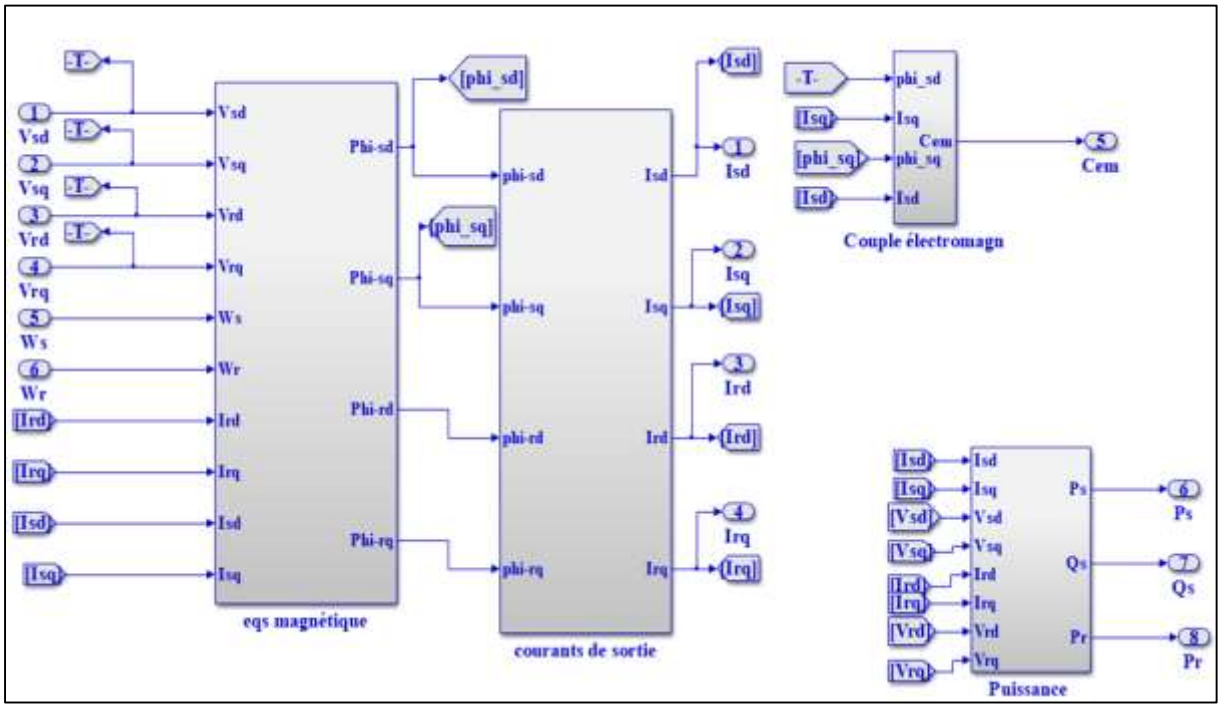


Figure 2. 12 : Bloc de la MADA sous l'environnement MATLAB/SIMULINK

2.5.2. Modèle des convertisseurs MLI

Le rotor de la MADA est relié au réseau électrique à travers deux convertisseurs couplés sur un bus continu DC. Ces deux convertisseurs possèdent la même structure, voilà pourquoi, il suffit de modéliser un seul et adopter le même modèle pour l'autre.

Le convertisseur alimenté par une source de tension parfaite imposant à sa sortie une tension alternative formée des créneaux rectangulaires à deux niveaux ceci est dû à l'ouverture et la fermeture des interrupteurs [Tamaarat, 2015] [Ihedrane-3, 2019].Le schéma structurel d'un onduleur triphasé est présenté par la figure (2.13).

Les tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{AB} = v_{AO} - v_{BO} \\ U_{BC} = v_{BO} - v_{CO} \\ U_{CA} = v_{CO} - v_{AO} \end{cases} \quad (2.32)$$

Les tensions simples, au niveau de la charge, sont exprimées par :

$$\begin{cases} U_{AB} = v_A - v_B \\ U_{BC} = v_B - v_C \\ U_{CA} = v_C - v_A \end{cases} \quad (2.33)$$

On a :

$$\begin{cases} U_{AB} - U_{CA} = 2.v_A - (v_B + v_C) \\ U_{BC} - U_{AB} = 2.v_B - (v_A + v_C) \\ U_{CA} - U_{BC} = 2.v_C - (v_A + v_B) \end{cases} \quad (2.34)$$

On substituant l'équation (2.33) dans l'équation (2.34), nous obtenons l'expression des tensions (v_A , v_B, v_C) suivante :

$$\begin{cases} U_{AB} - U_{CA} = 3.v_A \\ U_{BC} - U_{AB} = 3.v_B \\ U_{CA} - U_{BC} = 3.v_C \end{cases} \quad (2.35)$$

D'où, l'expression des tensions simples suivante:

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \\ v_B = \frac{1}{3}(U_{BC} - U_{AB}) \\ v_C = \frac{1}{3}(U_{CA} - U_{BC}) \end{cases} \quad (2.36)$$

La forme matricielle des tensions simples est exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Chaque bras de l'onduleur est composé de deux interrupteurs fonctionnant de façon complémentaire. Par conséquent on peut associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande S_i, telle que :

$$\begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_{CC}}{2}\begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Avec : i = A, B, C

En remplaçant les tensions (v_{AO}, v_{BO}, v_{CO}) par leurs valeurs, nous obtenons l'équation (2.39) :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{U_{CC}}{6}.\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Les tensions simples de l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeursS_A, $S_B$et S_C représentant les signaux de commande des interrupteurs. Ces états seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée [Tamaarat, 2015] [Ihedrane-3, 2019].

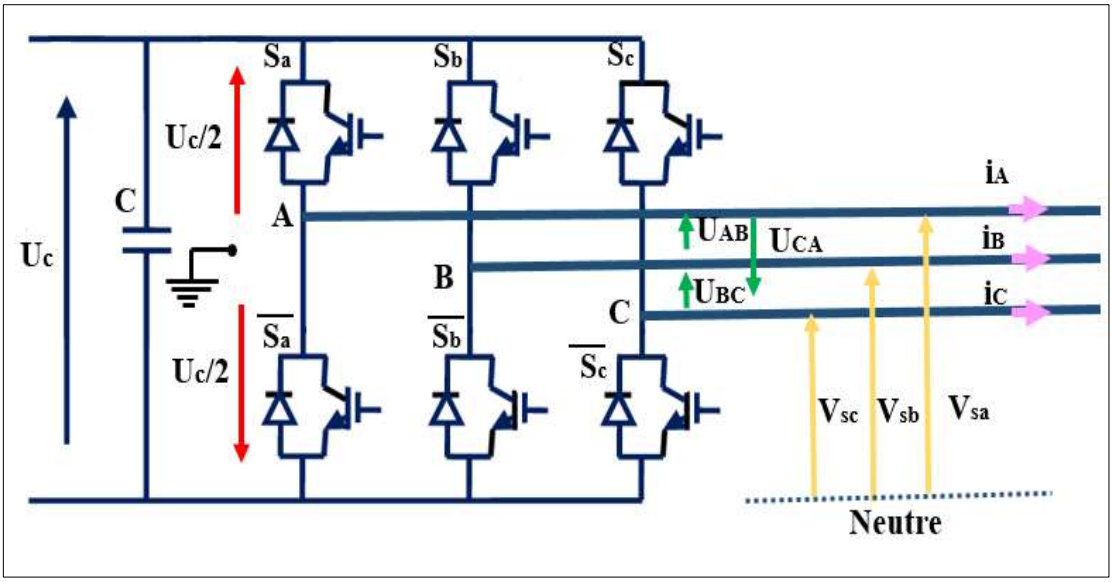


Figure 2. 13 : Schéma du convertisseur CCM

2.5.3. Modèle du bus continu

Le bus continu interconnecte le convertisseur côté machine (CCM) et celui côté réseau (CCR), il permet le transfert de la puissance entre deux sources à fréquences différentes (Figure 2.14).

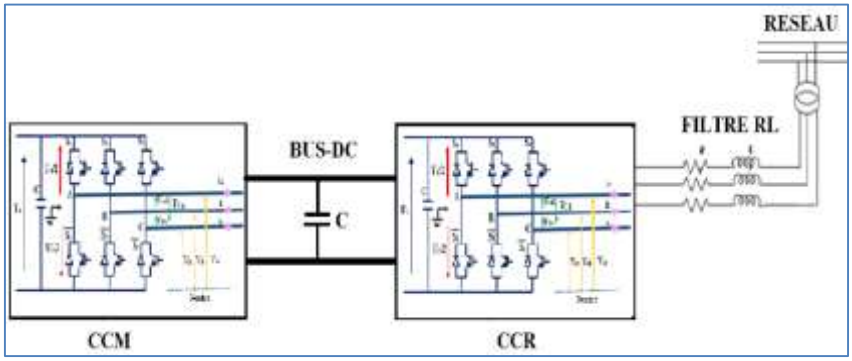


Figure 2. 14 : Schéma équivalent pour le circuit du bus-DC

Le bus continu DC est modélisé par le système d'équations suivant [Jerbi, 2009] :

$$\begin{cases} W_{dc} = \int P_c \,.\, dt = \frac{1}{2}.C.V_{dc}^2 \\ \frac{dV_{dc}^2}{dt} = \frac{2}{C}(P_f - P_r) \end{cases} \tag{2.40}$$

2.5.4. Modèle du Filtre RL

Le convertisseur côté réseau CCR est relié au réseau électrique à travers un filtre triphasé RL, permettant d'atténuer les harmoniques de courant.

Les tensions triphasées aux bornes du filtre sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = R_f . \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Par l'application de la transformation de Park, l'équation (2.41) devient comme suit :

$$\begin{cases} v_{df} = -R_f . I_{df} - L_f . \frac{dI_{df}}{dt} + \omega_s . L_f . I_{qf} + v_{sd} \\ v_{qf} = -R_f . I_{qf} - L_f . \frac{dI_{qf}}{dt} - \omega_s . L_f . I_{df} + v_{sq} \end{cases} \quad (2.42)$$

2.6. Stratégie de commande Par Orientation de flux

Le problème majeur de contrôle de la machine MADA, réside dans le faite qu'elle est caractérisée par un modèle multi-variable, non linéaire avec un fort couplage entre le couple électromagnétique et le flux magnétique. En d'autre terme, il est impossible de contrôler indépendamment les tensions ou les courants.

Voilà pourquoi, plusieurs techniques de contrôle ont été appliquées parmi elles on trouve la stratégie de contrôle par orientation de flux FOC.

2.6.1. Principe de la Commande par Orientation de Flux FOC

Le principe de cette stratégie de contrôle par orientation de flux a été développé par BLASCHKE(DFOC) [Blaschke, 1972] et par Hasse (IFOC) [Hasse, 1969].Elle consiste à orienter le flux suivant l'un des axes du référentiel d,q, dans le but de rendre le comportement de la machine asynchrone identique à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, ou la composante du courant inducteur contrôle le flux, et la composante du courant d'induit contrôle le couple.

On trouve plusieurs types d'orientation du flux, soit orientation statorique, rotorique ou d'entrefer.

Notre choix été d'orienter le flux statorique suivant l'axe « d » comme le montre la figure suivante :

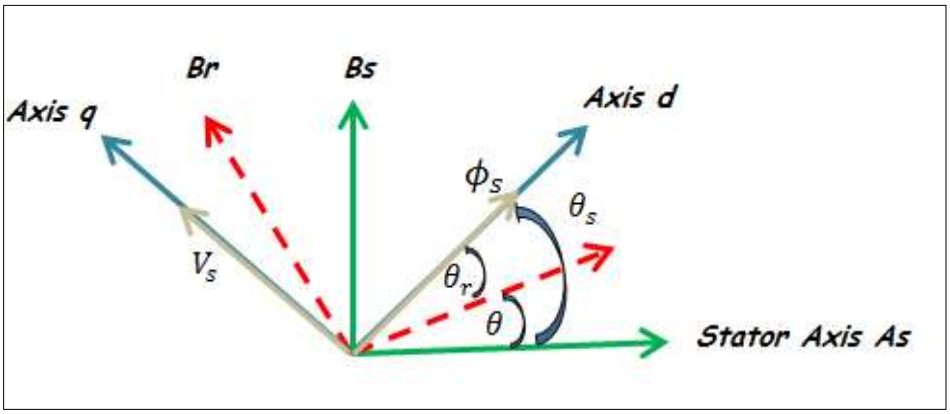


Figure 2. 15 : Orientation du flux statorique suivant l'axe « d »

Cette orientation nous permis d'écrire la relation suivante [Ihedrane-1, 2017] [Ihedrane-6, 2017] [El Hammouchi , 2018] [Bossoufi-3, 2018] :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases} \tag{2.43}$$

2.6.2. Application de la commande par orientation de flux FOC au CCM

L'expression des flux statorique devient comme suit [Ihedrane-6, 2017] [Ihedrane-1, 2017] [Bouderbala, 2019] :

$$\begin{cases} \Phi_{sq} = 0 = L_s \,.\, I_{sq} + M.\, I_{rq} \\ \Phi_{sd} = \Phi_s = L_s \,.\, I_{sd} + M.\, I_{rd} \end{cases} \tag{2.44}$$

L'expression du couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em} = p.\, I_{sq}.\, \Phi_s = -p.\frac{M}{L_s}.\, \Phi_s.\, I_{rq} \tag{2.45}$$

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

$$v_{si} = R_s.\, I_{si} + \frac{d\Phi_{si}}{dt} \tag{2.46}$$

Avec : i=1, 2,3

En adoptant l'hypothèse que la résistance statorique R_s est négligeable, par rapport aux pertes pour les machines de moyenne et forte puissance généralement employées dans le domaine de la conversion de l'énergie éolienne, nous obtenons :

$$v_{si} = \frac{d\Phi_{si}}{dt} \tag{2.47}$$

On suppose que les tensions du réseau électrique sont stables, le flux statorique sera lui aussi constant. On peut alors écrire :

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = v_s = \omega_s.\, \phi_s \end{cases} \tag{2.48}$$

De l'équation (2.44), on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} I_{sq} = -\frac{M}{Ls}\, I_{rq} \\ I_{sd} = \frac{1}{Ls}(\Phi_s - M.\, I_{rd}) \end{cases} \tag{2.49}$$

En remplaçant I_{sq} et I_{sd} par leurs expressions dans l'équation (2.31) et sachant que $v_{sd} = 0$, l'expression des puissances active et réactive statoriques deviennent comme suit :

$$\begin{cases} P_s = V_{sq} \,.\, I_{sq} = -V_s.\frac{M}{L_s}.\, I_{rq} \\ Q_s = V_s I_{sd=} \frac{V_s^2}{\omega_s.L_s} - V_s.\frac{M}{L_s}.\, I_{rd} \end{cases} \tag{2.50}$$

Les flux rotoriques Φ_{rd} et Φ_{rq} sont exprimés par :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right).I_{rd} + \frac{M.V_s}{L_s.\omega_s} \\ \Phi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right).I_{rq} \end{cases} \quad (2.51)$$

En introduisant ces équations dans les expressions des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} V_{rd} = (R_r + S.\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)).I_{rd} - \omega_s.g.\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right).I_{rq} \\ V_{rq} = (R_r + S.\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)).I_{rq} + \omega_s.g.\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right).I_{rd} + \frac{g.M.V_s}{L_s} \end{cases} \quad (2.52)$$

Avec :

g : Le glissement de la MADA

ω_r: La pulsation rotorique $\omega_r = g.\omega_s$

Les équations précédentes permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler donné par la Figure (2.16) :

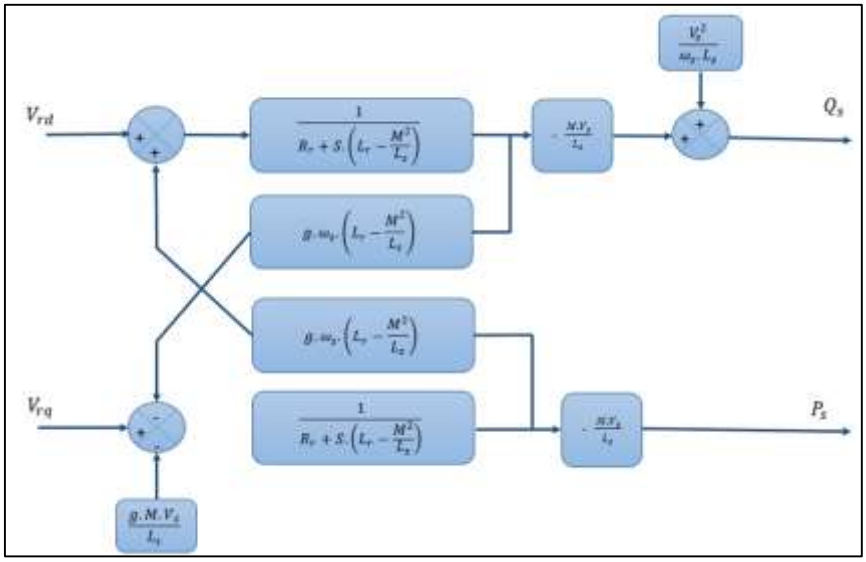


Figure 2. 16 : Schéma bloc du système à réguler

D'après cette figure, nous pouvons remarquer que les puissances statoriques et les tensions rotoriques sont liés par des fonctions de transfert du 1er ordre. Ceci nous permet de mettre en place une commande vectorielle ou chaque axe peut être commandé indépendamment, chacun avec son propre régulateur.

Pour ces régulateurs, les grandeurs de références seront la puissance active pour l'axe rotorique « q » et la puissance réactive pour l'axe rotorique « d » [Ihedrane-6, 2017] [Ihedrane-3, 2017] [Ihedrane-1, 2017].

Pour réaliser une commande en puissance de cette machine, on s'intéresse à deux types de structures :

2.6.2.1. Structure de la commande directe DFOC

La première méthode dite commande directe par orientation de flux DFOC (Figure 2.17) consiste à négliger les termes de couplage et à les remplacer chacun par son propre régulateur afin de contrôler indépendamment les puissances active et réactive [Ihedrane-6, 2017]. [Ihedrane-1, 2017] [Ihedrane-3, 2017]

2.6.2.2. Structure de la commande indirecte IFOC

La deuxième méthode IFOC (Figure 2.18) consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser à travers un système comportant deux boucles permettant de contrôler les courants rotoriques et les puissances statoriques. Le contrôle des courants rotorique assure la protection de la génératrice MADA, en limitant les courants d'une part et d'autre part donner plus de souplesse à la MADA [Ihedrane-3, 2019] [Ihedrane-1, 2017].

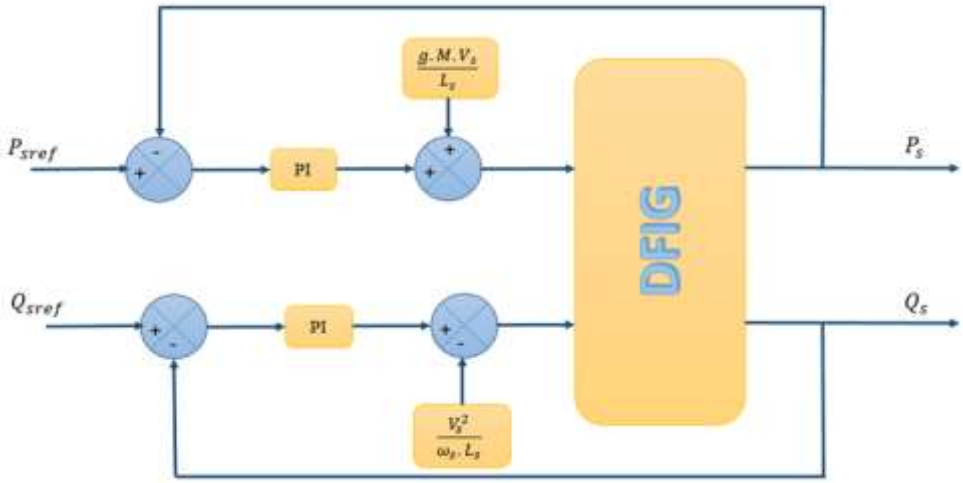


Figure 2. 17 : Commande DFOC

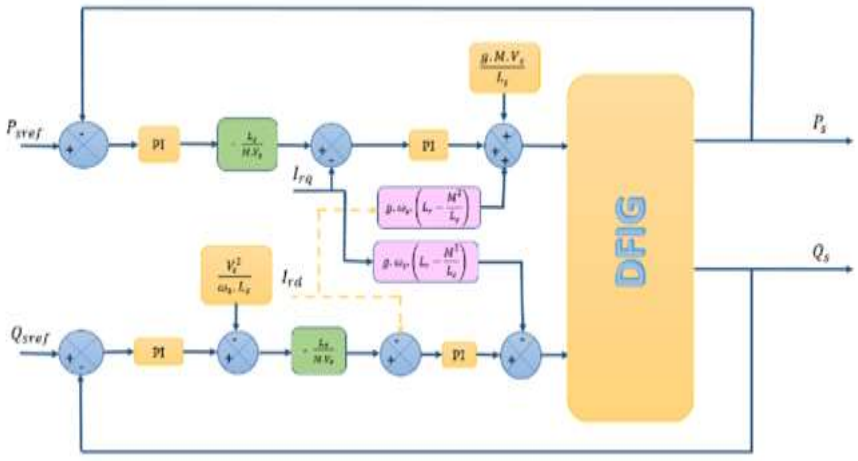


Figure 2. 18 : Commande IFOC

Dans ce travail, on s'intéresse à la commande Indirecte par orientation de flux IFOC. Le bloc de la commande par orientation de flux sous l'environnement MATLAB/SIMULINK est présenté par la figure suivante :

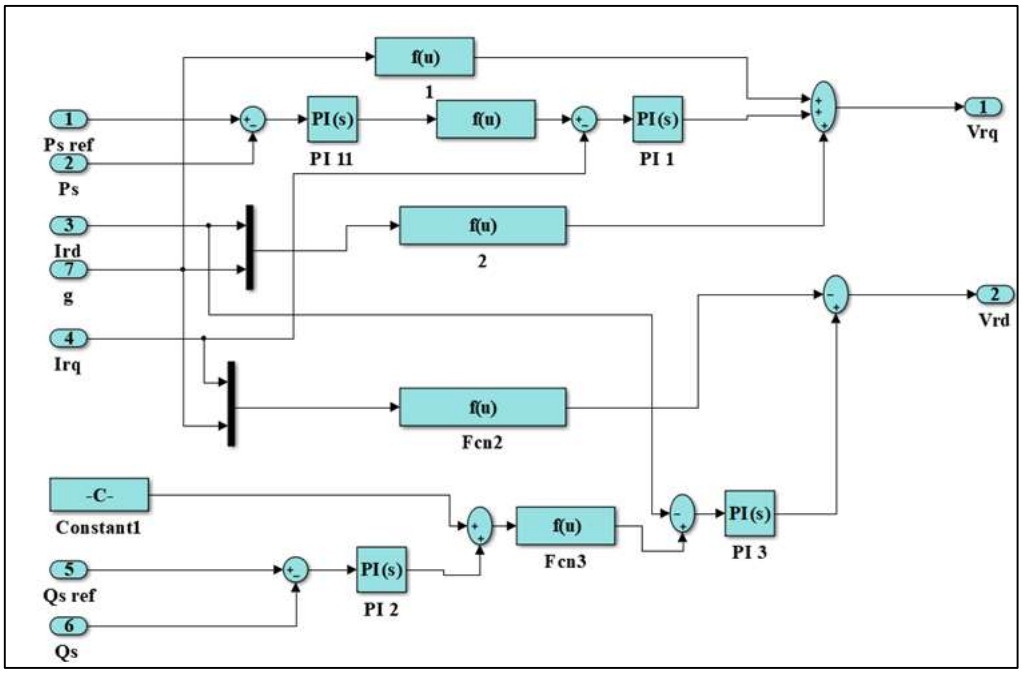


Figure 2. 19 : Schéma bloc de la commande IFOC sous l'environnement MATLAB/SIMULINK

2.6.3. Application de la commande par orientation de flux FOC au CCR

Le convertisseur côté réseau CCR a deux rôles : maintenir la tension du bus DC constante quelle que soit l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance rotorique de la MADA et maintenir un facteur de puissance unitaire au point de raccordement au réseau électrique.

En appliquant la technique d'orientation de flux statorique. Les équations (2.42) deviennent comme suit :

$$\begin{cases} v_{df} = -R_f . I_{df} - L_f . \frac{dI_{df}}{dt} + \omega_s . L_f . I_{qf} \\ v_{qf} = -R_f . I_{qf} - L_f . \frac{dI_{qf}}{dt} - \omega_s . L_f . I_{df} + v_s \end{cases} \quad (2.53)$$

Les puissances échangées entre le convertisseur CCR et le réseau électrique sont exprimées comme suit [Tamaarat, 2015] :

$$\begin{cases} P_f = v_s I_{qf} \\ Q_f = -v_s I_{qf} \end{cases} \quad (2.54)$$

A partir de l'équation (2.54), on peut déduire l'expression des courants de référence suivante :

$$\begin{cases} I_{df-ref} = -\frac{Q_{f-ref}}{v_s} \\ I_{qf-ref} = \frac{P_{f-ref}}{v_s} \end{cases} \quad (2.55)$$

La composante directe du courant I_{df} est utilisée afin de contrôler la puissance réactive au point de raccordement du CCR au le réseau, alors que la composante en quadrature I_{qf} est utilisée pour réguler la puissance P_f.

2.6.4. Contrôle de la tension de bus Continu

Les puissances présentées sur le bus continu sont liées par la relation suivante [Tamaarat, 2015]:

$$P_{red} = P_c + P_{ond} \tag{2.56}$$

Avec:

$$\begin{cases} P_{red} = u_c i_{red} \\ P_c = u_c i_c \\ P_{ond} = u_c i_{ond} \end{cases} \tag{2.57}$$

En négligeant les pertes joules devant la puissance échangée entre le rotor de la MADA et le réseau, on peut écrire:

$$P_f = P_{red} = P_c + P_{ond} \tag{2.58}$$

En réglant la puissance P_f, nous pouvons contrôler la puissance P_c dans le condensateur et donc régler la tension du bus DC.

Le bloc de contrôle de bus DC est présenté par la figure suivante:

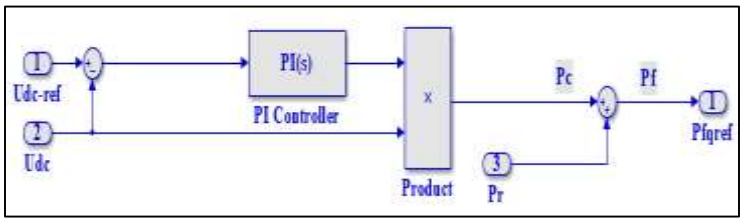


Figure 2. 20 : Bloc de Contrôle de bus DC

2.7. Simulation et interprétations

Dans le but d'évaluer les performances de la commande par orientation de flux Indirecte IFOC appliquée à un système éolien de 10 KW relié à un réseau 400V/50 Hz. Le bloc diagramme de la commande IFOC appliquée au système éolien, sous l'environnement MATLAB / Simulink est présenté dans la figure (2.21).

2.7.1. Tests de poursuite

Dans cet essai, nous avons pris la puissance aérodynamique selon la MPPT comme une référence de puissance active afin d'extraire le maximum de puissance de vent et zéro comme référence pour la puissance réactive dans le but d'avoir un facteur de puissance unitaire.

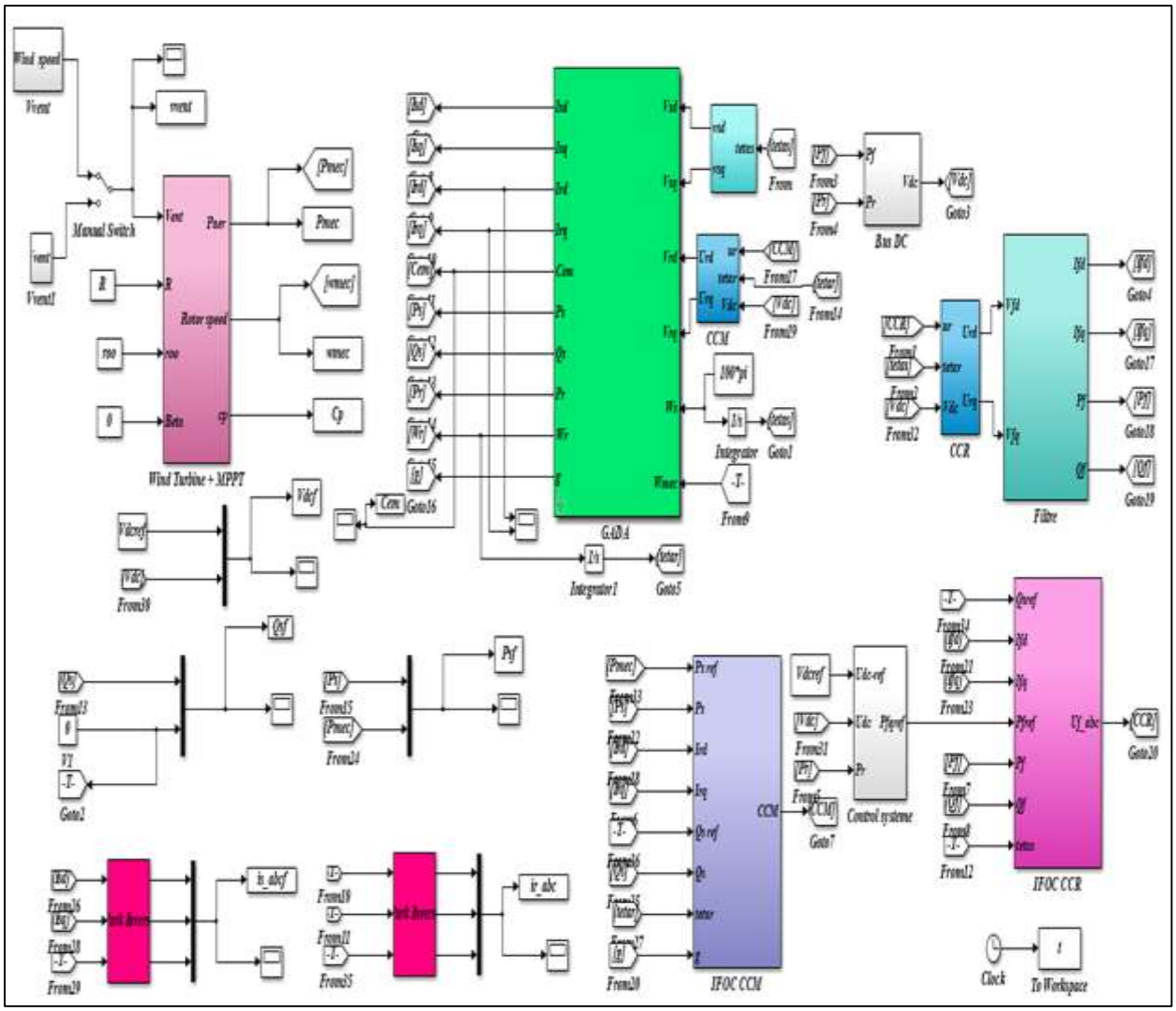
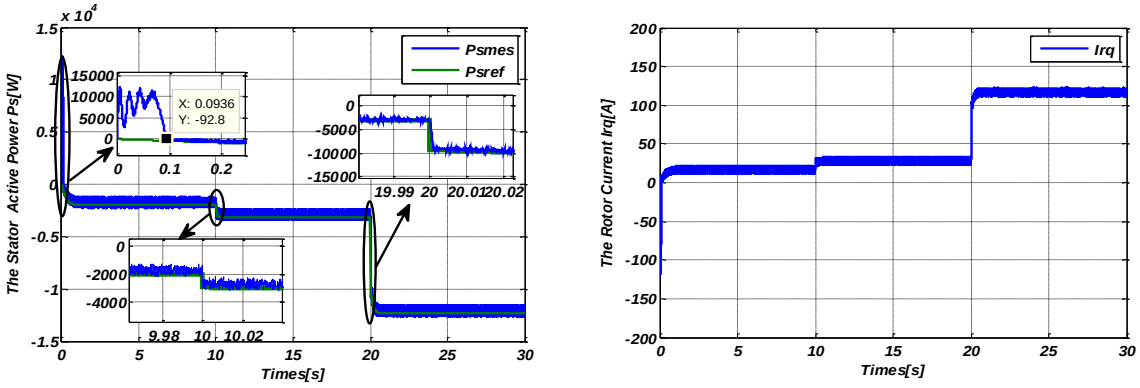


Figure 2. 21 : Schéma globale de la commande IFOC appliquée au système éolien

2.7.1.1. Réponse à vitesse de vent échelon:

Ce premier essai consiste à imposer une vitesse de vent echelon permettant de vérifier le découplage entre les puissances générées par la MADA.

La figure (2.22) récapitule les résultats obtenus lors de l'application de la commande IFOC à un système éolien basé sur la MADA :



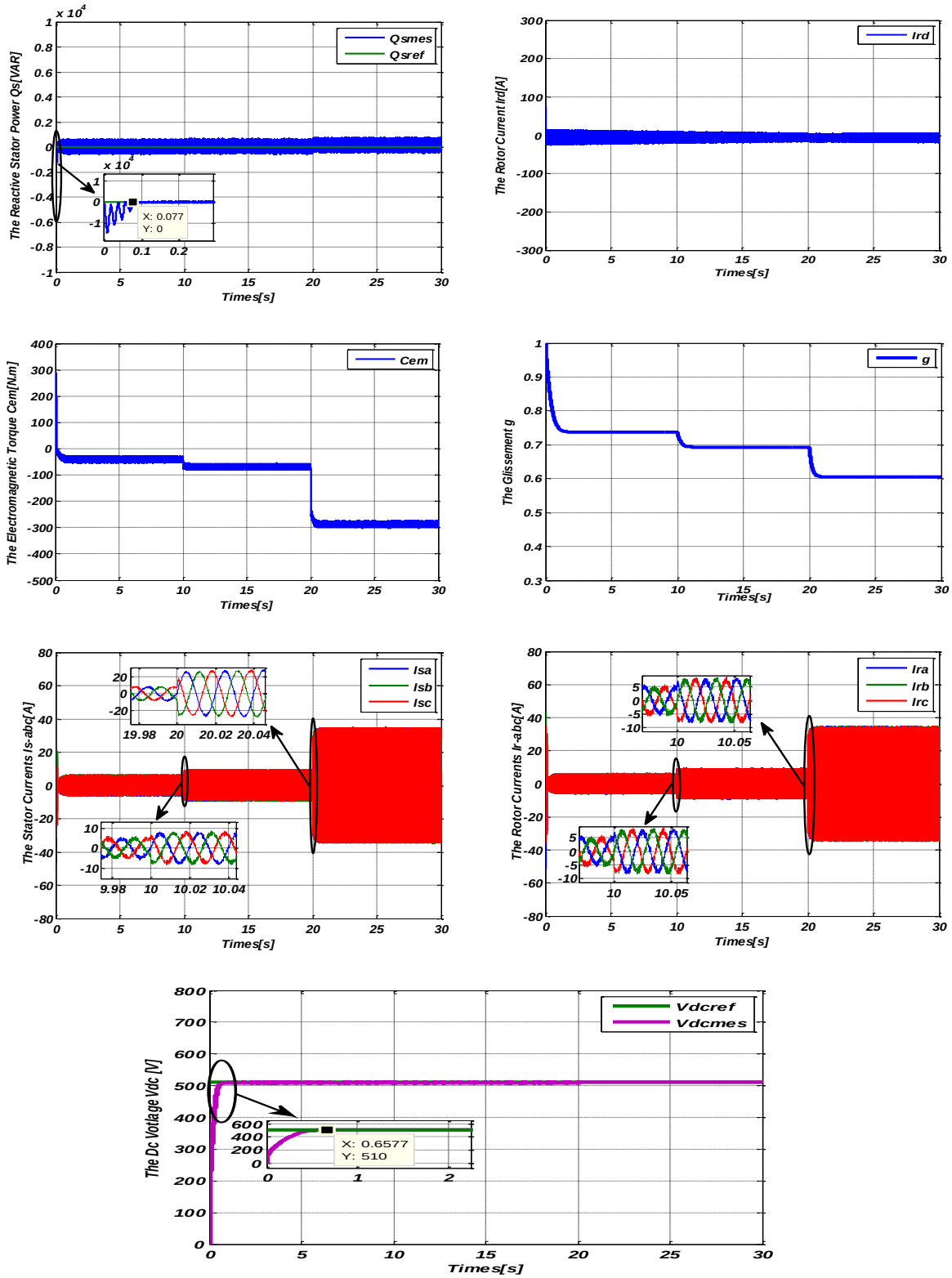


Figure 2. 22 : Performance du système éolien à vitesse échelon

D'après ces figures, nous pouvons remarquer que les puissances du système poursuivent bien la référence, sans dépassement et avec une faible erreur.

La MADA fournit de la puissance au réseau, ceci est traduit par le signe négatif de la puissance active. La puissance réactive nulle indique l'unicité de facteur de puissance côté stator afin d'optimiser la qualité de l'énergie renvoyer sur le réseau électrique.

La puissance active statorique P_s dépend du courant rotorique en quadrature I_{rq} tandis que la puissance réactive statorique Q_s dépend du courant rotorique direct I_{rd}.

Nous pouvons également remarquer que le couple électromagnétique dépend de la puissance statorique active, ceci est justifié par sa forme identique à celle de la puissance active.

Les courants statoriques et rotoriques triphasés générés ont une forme sinusoïdale avec une fréquence fixe pour les courants statoriques égale à 50 Hz équivalente à celle du réseau ce qui implique une meilleure qualité de l'énergie envoyée au réseau.

Le fonctionnement de la MADA est en mode hypo-synchrone ceci est traduit par signe positif du glissement de la machine.

Nous observons aussi que le bus continu suit sa valeur de référence avec une erreur faible, et un temps de réponse égale a $t_{r(Vdc)}$= 657ms.

2.7.1.2. Réponse à une vitesse de vent variable :

Afin d'analyser le comportement de la MADA en régime dynamique, nous avons appliqué le profil du vent donné par la Figure (2.6).

La figure (2.23) présente les résultats de simulation de la commande Indirecte par orientation de flux IFOC appliquée à au système éolien basé sur la MADA.

Nous constatons que malgré la variation de la vitesse du vent les références des puissances sont bien suivies par la génératrice sans dépassement et avec une erreur presque nulle.

Au démarrage, on remarque des oscillations de hautes fréquences apparaissent sur les puissances active et réactive ainsi que sur le couple électromagnétique mais une fois la puissance réactive s'annule, leurs amplitudes diminuent.

Le couple électromagnétique de la MADA varie en fonction de la vitesse du vent car il dépend de la puissance générée.

Les courants statoriques et rotoriques varient en fonction de la variation du vent comme ils représentent l'image de la puissance.

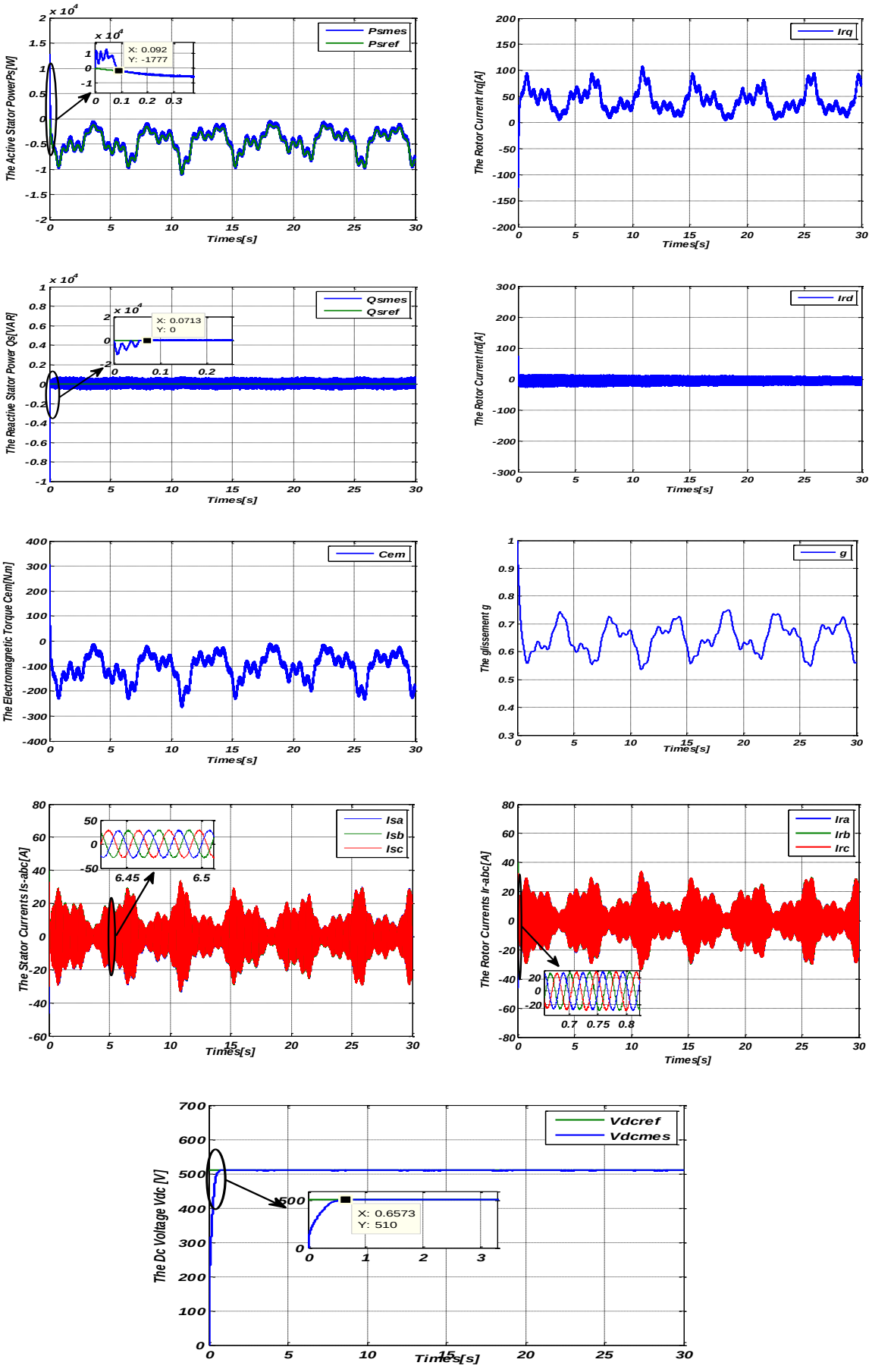


Figure 2. 23 : Résultats de simulation de la commande IFOC à vitesse variable

Le temps de réponse du régulateur « PI » pour les puissances active et réactive ainsi que la tension du bus-DC sont récapitulés dans le tableau suivant :

RÉGULATEUR PI	Temps de réponse
Puissance Active Ps	0.092
Puissance Réactive Qs	0.0713
Tension de Bus Dc	0.6573

Tableau 2. 1 : synthèse du temps de réponse du contrôleur PI

2.7.2. Tests de robustesse

Le test précédent a été effectué en tenant compte des paramètres fixes de la MADA, mais ces paramètres peuvent être influencés par plusieurs phénomènes physiques tels que la température permettant la variation des valeurs de résistance, la saturation des inductances, etc.

En outre, l'identification de ces paramètres s'exprime en infidélités grâce aux appareils de mesure et à la méthodologie optée. Il est nécessaire de comparer les performances du système face à ce phénomène.

Afin de tester la robustesse de la commande indirecte par orientation de flux statorique. IFOC, les résistances R_s et R_r sont variées de 50% de leurs valeurs nominales.

2.7.2.1. Réponse à vitesse échelon

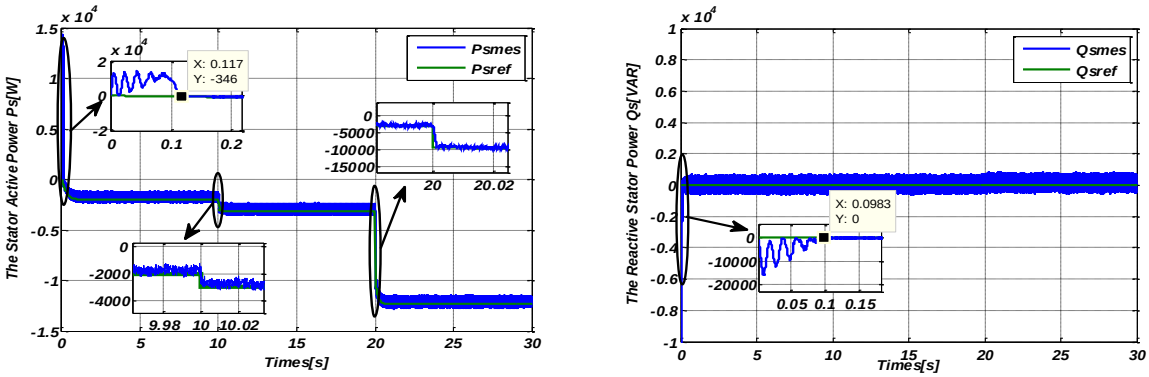


Figure 2.24: Test de robustesse vis-à-vis la variation de Rs et Rr à vitesse échelon

2.7.2.2. Réponse à une vitesse de vent variable

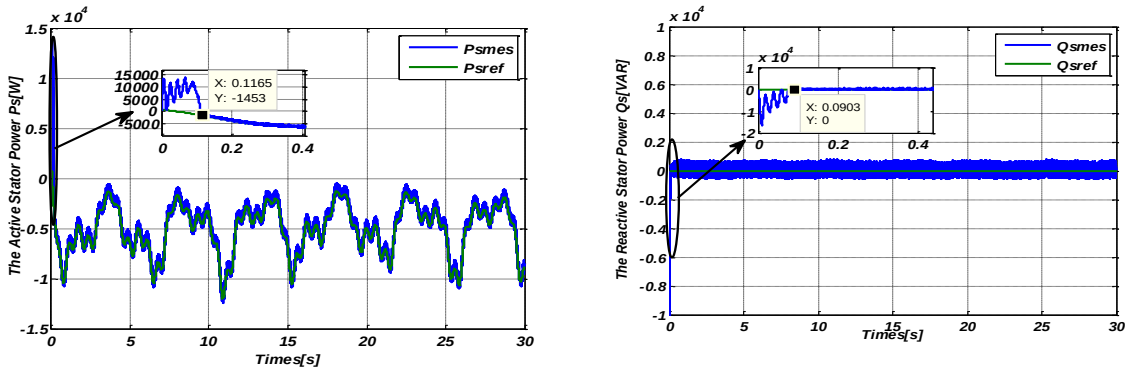


Figure 2. 25 : Test de robustesse vis-à-vis la variation de Rs et Rr à vitesse variable

D'après les résultats présentés par les figures (2.24) et (2.25), nous pouvons remarquer la sensibilité de cette commande face aux variations paramétriques.

La variation des résistances engendre des effets clairs sur les courbes des puissances statoriques ainsi qu'une augmentation du temps de réponse au niveau de la puissance active et au niveau de la puissance réactive.

2.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande indirecte par orientation du flux statorique en puissance active et réactive de la MADA utilisée en génératrice intégrée à un système éolien.

Nous avons commencé par la modélisation des différentes parties de la chaîne de conversion éolienne à base d'une MADA dans le but d'appliquer la commande par orientation de flux.

Au terme de cette étude, nous avons conclu que la commande par orientation de flux mise en œuvre est très simple car elle présente un bon suivi de consigne même si elle montre une faible robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Voilà pourquoi il était nécessaire de voir d'autres techniques de commande plus robustes permettant d'améliorer les performances du système est ce avec la technique de contrôle par mode glissant qui sera l'objectif du prochain chapitre.

Chapitre 3: Commande non linéaire du Système éolien basé sur la MADA

3.1. Introduction 62
3.2. Généralités sur la commande par mode glissant 62
3.2.1. Bref historique de la commande par Mode Glissant 62
3.2.2. Principe de la commande par mode glissant 63
3.2.2.1. Choix de la surface de glissement 64
3.2.2.2. Conditions de convergence et d'existence 64
3.2.2.3. La détermination de la loi de Commande 65
3.3. Application de la commande par mode glissant à la MADA 68
3.3.1. Contrôle du convertisseur coté MADA CCM 68
3.3.2. Contrôle du convertisseur coté Réseau CCR 69
3.3.3. Résultats de simulations 70
3.3.3.1. Tests de poursuite 71
3.3.3.2. Tests de Robustesse 75
3.4. Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping 76
3.4.1. Principe de la commande Mode Glissant- Backstepping 76
3.4.2. Généralités sur la commande Backstepping 77
3.4.2.1. Bref historique de la commande Backstepping 77
3.4.2.2. Synthèse de la commande BACKSTEPPING 77
3.4.3. Génération de la Commande Stabilisante Un 80
3.4.3.1. Application de la commande Backstepping au CCM 80
3.4.3.2. Application de la commande Backstepping au CCR 83
3.4.4. Génération de la Commande globale par la commande Mode Glissant-Backstepping 85
3.4.4.1. Application de la Hybride Mode Glissant-Backstepping au CCM 85

3.4.4.2. Application de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping au CCR 86
3.4.5. Résultats de la simulation 87
3.4.5.1. Tests Poursuite 88
3.4.5.2. Tests de robustesse 90
3.5. Conclusion 93

3.1. Introduction

Dans le but de résoudre les problèmes liés à la commande linéaire basée sur les régulateurs PI, nos recherches sont dirigées vers les techniques de contrôle non linéaires permettant d'augmenter la robustesse et la précision des systèmes à contrôler. Voilà pourquoi on s'intéresse à la commande par mode glissant.

Cette technique présente plusieurs avantages tels que la robustesse, la précision, la stabilité et la simplicité, le faible temps de réponse et surtout l'insensibilité aux variations paramétriques. C'est pour cette raison que ce type de commande est le plus adapté pour la commande des systèmes non linéaires.

La technique de contrôle par mode glissant présente aussi l'avantage de s'associer à d'autres techniques de contrôle moderne afin d'améliorer les performances du système.

L'inconvénient de ce type de commande réside dans le phénomène de CHATTERING qui permet de déstabiliser le système. Il est donc nécessaire de trouver une solution permettant d'éliminer ce phénomène ou bien de le minimiser.

Ce chapitre est consacré à la présentation d'une nouvelle technique permettant la réduction du phénomène du CHATTERING, en assurant à la fois la stabilité et la robustesse du système éolien. Cette méthode proposée appelée commande **Hybride Mode Glissant-Backstepping** consiste à hybrider les deux techniques de commande non linéaire mode glissant et Backstepping. Le choix de cette hybridation ne se fait pas au hasard, mais revient à l'utilisation des deux techniques exploitant la notion de fonction de LYAPUNOV.

Le travail consiste à détailler et appliquer la commande par mode glissant sur le système éolien à base de la MADA, avec une interprétation des résultats obtenus. Puis, présenter la nouvelle technique de contrôle HYBRIDE MODE GLISSANT-BACKSTEPPING appliquée et testée sur un système éolien de 10 KW. Finalement, une analyse comparative et une interprétation des résultats du modèle proposé couronnent cette étude.

3.2. Généralités sur la commande par mode glissant

3.2.1. Bref historique de la commande par Mode Glissant

La théorie de la commande des structures variables par mode de glissement a été développée en ex-union soviétique. Tout d'abord par le professeur EMELYANOV [Emel'yanov, 1963], [Emelyanov, 1967], après par d'autres chercheurs UTKIN [Utkin, 1993] [Utkin, 1977], en se basant sur les résultats des études du mathématicien FILIPPOV sur les équations différentielles à second membre discontinu. Puis, les travaux ont été repris ailleurs tant aux états unis par SLOTINE [Slotine, 1991] [Slotine, 1984] qu'au Japon par TONG

HARASHIMA et HASHIMOTO [Hashimoto, 1988]. Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande des structures variables par mode glissant est devenue attractive et intéressante.

3.2.2. Principe de la commande par mode glissant

La technique de commande par mode glissant est un cas particulier du SSV (système à structure variable) dont la structure change pendant le fonctionnement. Il se caractérise par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce dernier permet au système de passer d'une structure à une autre à tout moment en choisissant une fonction séparant l'espace d'état en deux parties (Figure 3.1) et une logique de commutation adéquate [Bossoufi-4, 2011] [El Azzaoui-1, 2016] .

Le principe de la commande par mode glissant consiste à forcer la trajectoire de l'état du système à atteindre la surface de glissement en temps fini ensuite à y rester. Cette dernière présente une relation entre les variables d'état du système définissant une équation différentielle et détermine par conséquent la dynamique du système en restant sur cette surface.

L'évolution d'un système soumis à une loi de contrôle ne dépend plus du système ou encore des perturbations externes, mais des propriétés de cette surface de glissement. Le système sera alors robuste vis-à-vis des incertitudes et des perturbations car elles sont totalement rejetées par le contrôle [Ihedrane-2, 2018] [Allam, 2017] [Tamaarat, 2015] [Bossoufi-4, 2011].

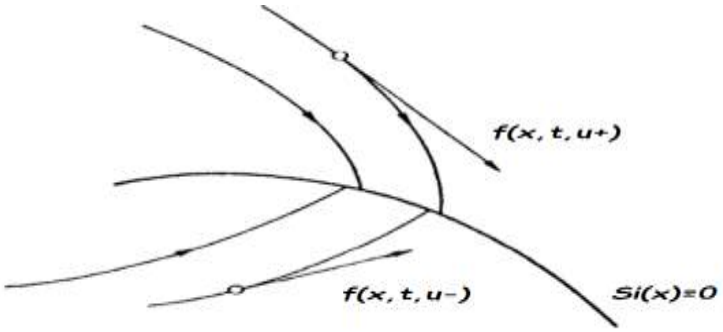


Figure 3. 1 : Trajectoire de f pour le mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points primordiaux:

- Synthétiser une surface S(x,t) de façon à ce que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de régulation, de poursuite et de stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) U(x,t) capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

La conception de l'algorithme de commande par mode glissant peut être divisée en trois étapes complémentaires définies par [Bekakra, 2014] [Ihedrane-2, 2018] [Ihedrane-4, 2017] [Bossoufi-4, 2011] :

- Le choix de la surface de glissement.
- L'établissement de condition d'existence.
- La détermination de la loi de commande.

3.2.2.1. Choix de la surface de glissement

La surface de glissement est une fonction scalaire de façon à ce que l'erreur de la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface S(x) représente le comportement dynamique désiré du système.

Dans la littérature, plusieurs formes de la surface de glissement ont été traitées et qui ont donné de meilleures performances dans certaines utilisations.

Dans cette thèse, nous avons opté pour la surface de glissement proposé par J.J.Slotine [Slotine, 1991] assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée donnée par l'équation suivante [Ihedrane-2, 2018] [Ihedrane-5, 2019] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \delta\right)^{r-1} * e(x) \tag{3.1}$$

Avec :

δ: Gain positif qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

e(x): l'écart sur la variable à réguler $e(x)= x_d-x$

r : degré relatif, le plus petit entier positif qui représente le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaitre la commande.

L'objectif de cette commande est de garder la surface $S(x)$ qui tend vers zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est e(x)=0, pour un choix convenable du paramètre δ [Ihedrane-5, 2017]. [Loucif, 2016].

3.2.2.2. Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont des critères permettant aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. L'une des méthodes pour tester la stabilité de la commande par modes glissants est basée sur le 2^{éme} théorème de LYAPUNOV.

LYAPUNOV propose une fonction V(x) garantissant la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [Choukchou-Braham, 2011] [Loucif, 2016].

La fonction de LYAPUNOV classique sous la forme quadratique est donnée par la formule suivante:

$$V(x) = \frac{1}{2} . S(x)^2 \tag{3.2}$$

Cette fonction est définie positive de manière évidente. La condition nécessaire et suffisante pour que la variable de glissement S(x, t) tend vers zéro est que sa dérivée soit définie négative :

$$\dot{V(x)} = S(x)\dot{S(x)} < 0 \tag{3.3}$$

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ afin de garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et concevoir une commande ''u'' tel que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV [Ihedrane-5, 2019] [Loucif, 2016] [Bossoufi-4, 2011].

3.2.2.3. La détermination de la loi de Commande

Une fois la surface de glissement et le critère de convergence choisis, il reste à déterminer la loi de commande [Loucif, 2016] [Ihedrane-4, 2017].

Son objectif est de contraindre les trajectoires d'état du système à atteindre et ensuite à rester sur la surface de glissement malgré la présence d'incertitudes sur le système. En d'autres termes, la loi de commande doit rendre la surface de glissement localement attractive (c'est-à-dire toutes les trajectoires du système doivent être dirigées vers la surface de glissement à ces voisinages). Ainsi, la loi de commande doit être calculée en vérifiant une condition assurant la stabilité de S(x, t) = 0 [Ihedrane-4, 2017].

Considérons le système décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x(t)} = A(x,t) + B(x,t)u(t) \tag{3.4}$$

La commande« u » à structure variable est donnée par [Hamdi, 2013] :

$$u = \begin{cases} u^+(x) \text{ si } s(x,t) > 0 \\ u^-(x) \text{ si } s(x,t) < 0 \end{cases} \tag{3.5}$$

Avec: u^+ et u^- sont des fonctions continues, avec $u^- \neq u^+$

Cette commande (u) de nature discontinue, va obliger les trajectoires du système à atteindre la surface de glissement et d'y rester au voisinage de celle-ci malgré la présence des perturbations.

D'après le système d'équation (3.5), on peut remarquer que les trajectoires du système sur la surface S(x,t) ne sont pas définies puisque la commande (u) ne l'est pas pour S(x,t)=0.

Pour ce faire, FILLIPPOV [Fillippov, 1960] et UTKIN [Utkin, 1978] proposent une méthode appelée la commande équivalente illustrée par la Figure suivante [Hamdi, 2013] [Ihedrane-4, 2017] [Bekakra, 2014] [Bekakra-1, 2014]:

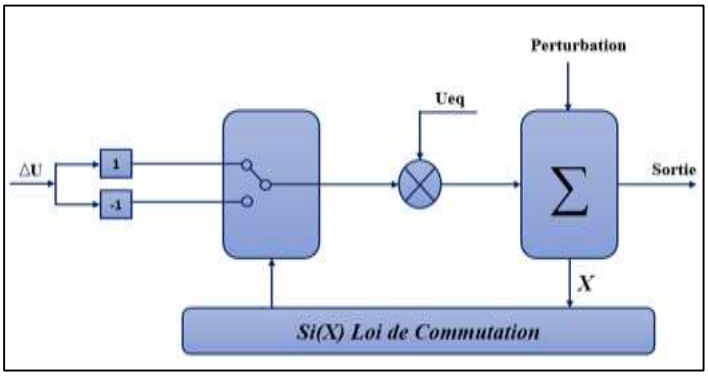


Figure 3. 2 : Commande Equivalente

La commande par modes glissants se compose de deux termes [Bekakra, 2014] [Ihedrane-4, 2017] [Bekakra-1, 2014] : une commande discontinue en fonction du signe de la surface de glissement et une commande équivalente caractérisant la dynamique du système sur la surface de glissement.

$$u = u_{eq} + u_n \tag{3.6}$$

u_{eq} : le vecteur de commande équivalente décrit un mouvement idéal de glissement, c'est-à-dire sans la prise en considération des incertitudes et perturbations du système. Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface de glissement suivante :

$$\begin{cases} \dot{S(x)} = 0 \\ S(x) = 0 \end{cases} \tag{3.7}$$

Physiquement, la commande u_{eq} peut être vue comme la valeur moyenne de la commande réelle lors des commutations rapides entre u^+ et u^- (Figure 3.3).

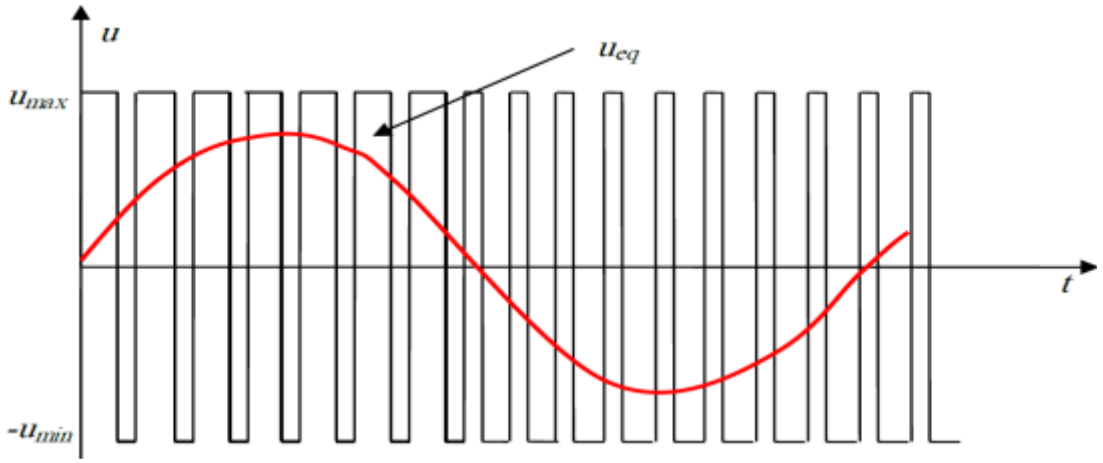


Figure 3. 3 : Valeur continue de la commande u_{eq}

u_n : La commande stabilisante est introduite afin de satisfaire la condition de convergence $\dot{V(x)} < 0$.Elle détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence [Bekakra-1, 2014].

3.2.2.3.1. Détermination de la commande équivalente u_{eq}

La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{S(x)} = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x}.\frac{\partial x}{\partial t} \tag{3.8}$$

Considérons le système défini par l'équation (3.4) .En remplaçant $\dot{x(t)}$ par son expression, nous obtenons :

$$\dot{S(x)} = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x}\left(A(x,t) + B(x,t)(u_{eq} + u_n)\right) \tag{3.9}$$

Nous obtenons alors :

$$\dot{S(x)} = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x}\left(A(x,t) + B(x,t)u_{eq}\right) + \frac{\partial S}{\partial x}B(x,t)u_n \tag{3.10}$$

En régime permanant et en mode glissant, la dérivée de la surface $\dot{S(x)}$ et la partie discontinue u_n sont nulles, nous obtenons donc :

$$u_{eq}(t) = \left(-\frac{\partial S}{\partial x}A(x,t)\right)\left(\frac{\partial S}{\partial x}B(x,t)\right)^{-1} \tag{3.11}$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant la commande u_{eq} par sa valeur (3.11) dans l'équation (3.10). Nous obtenons la nouvelle expression de la dérivée de la surface donnée par l'équation suivante :

$$\dot{S(x)} = \frac{\partial S}{\partial x}B(x,t)u_n \tag{3.12}$$

La condition de convergence donnée par : $S(x).\dot{S(x)} < 0$ devienne comme suit :

$$S(x)\frac{\partial S}{\partial x}B(x,t)u_n < 0 \tag{3.13}$$

Afin de satisfaire cette condition, il faut que le signe de la commande u_n soit opposé à celui de : $\frac{\partial S}{\partial x}B(x,t)S(x)$

3.2.2.3.2. Détermination de la commande discontinue de base u_n

Dans la littérature, plusieurs choix pour la commande discontinue u_n sont proposées, la plus simple est donnée par:

$$u_n = K.\,\mathrm{sign}(S(x)) \tag{3.14}$$

Avec K est le gain de commande.

Le principal inconvénient de ce type de contrôle est le phénomène connu par «CHATTERING » [Loucif, 2016] [Bekakra, 2014]. A cause de la nature discontinue de la fonction "SIGN", des oscillations haute fréquence autour du point d'équilibre apparaissent en régime permanent [Ihedrane-2, 2018].

Afin de résoudre ce problème, plusieurs techniques ont été appliquées, parmi lesquelles on trouve celle proposée par J.SLOTINE qui consiste à remplacer la fonction "SIGN" par la fonction "SAT" donnée selon l'équation (3.15):

$$\mathrm{Sat(S)} = \begin{cases} \mathrm{Sat(S)} = 1 \quad \text{si } \mathrm{S} > \varepsilon \\ \mathrm{Sat(S)} = -1 \quad \text{si } \mathrm{S} < \varepsilon \\ \mathrm{Sat(S)} = \frac{\mathrm{S}}{\varepsilon} \quad \text{si } |\mathrm{S}| < \varepsilon \end{cases} \tag{3.15}$$

3.3. Application de la commande par mode glissant à la MADA

Après avoir présenté la partie théorique de la technique du mode glissant, nous analysons dans cette partie l'application de contrôle du mode glissant au CCM et au CCR [Ihedrane-4, 2017] [Ihedrane-2, 2018] [El Azzaoui-1, 2016]:

3.3.1. Contrôle du convertisseur coté MADA CCM

En considérant la surface de glissement proposée par SLOTINE équation (3.1) :

Pour r = 1, la surface de glissement de la puissance active et réactive est donnée par:

$$\begin{cases} \mathrm{S(P_s)} = \mathrm{e_1} = \mathrm{P_{sref}} - \mathrm{P_s} \\ \mathrm{S(Q_s)} = \mathrm{e_2} = \mathrm{Q_{sref}} - \mathrm{Q_s} \end{cases} \tag{3.16}$$

Avec: Qsref et Psref sont les références de puissances statorique réactives et actives de la MADA.

La dérivée de cette surface est exprimée par l'équation (3.17) :

$$\begin{cases} \mathrm{S(\dot{P}_s)} = \dot{\mathrm{e}}_1 = \dot{\mathrm{P}}_{\mathrm{sref}} - \dot{\mathrm{P}}_\mathrm{s} \\ \mathrm{S(\dot{Q}_s)} = \dot{\mathrm{e}}_2 = \dot{\mathrm{Q}}_{\mathrm{sref}} - \dot{\mathrm{Q}}_\mathrm{s} \end{cases} \tag{3.17}$$

Avec :

$$\begin{cases} \dot{\mathrm{P}}_\mathrm{s} = -\frac{\mathrm{v_s.M}}{\mathrm{L_s}} \dot{\mathrm{I}}_\mathrm{rq} \\ \dot{\mathrm{Q}}_\mathrm{s} = \frac{\mathrm{v_s^2}}{\omega_\mathrm{s}.\mathrm{L_s}} - \frac{\mathrm{v_s.M}}{\mathrm{L_s}} \dot{\mathrm{I}}_\mathrm{rd} \\ \dot{\mathrm{I}}_\mathrm{rd} = \frac{\mathrm{V_{rd}}}{\mathrm{L_r}.\sigma} - \frac{\mathrm{R_r}}{\mathrm{L_r}.\sigma}.\mathrm{I_{rd}} + \omega_\mathrm{r}.\mathrm{I_{rq}} \\ \dot{\mathrm{I}}_\mathrm{rq} = \frac{\mathrm{V_{rq}}}{\mathrm{L_r}.\sigma} - \frac{\mathrm{R_r}}{\mathrm{L_r}.\sigma}.\mathrm{I_{rq}} - \omega_\mathrm{r}.\mathrm{I_{rd}} - \omega_\mathrm{r}.\frac{\mathrm{M.V_s}}{\mathrm{L_r.L_s}.\sigma.\omega_\mathrm{s}} \end{cases} \tag{3.18}$$

Si on remplace chaque terme par son expression, la dérivée de la surface de glissement devient comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{P}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_s}\left(\frac{V_{rq}}{L_r.\sigma} - \frac{R_r}{L_r.\sigma} I_{rq} - \omega_r I_{rd} - \omega_r V_s \frac{M}{L_r.L_s.\omega_s.\sigma}\right) \\ \dot{e}_2 = \dot{Q}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_s}\left(\frac{V_{rd}}{L_r.\sigma} - \frac{R_r}{L_r.\sigma} I_{rd} + \omega_r I_{rq}\right) \end{cases} \quad (3.19)$$

Comme c'est déjà cité, le contrôleur par modes glissants se compose de deux termes: une commande discontinue en fonction du signe de la surface de glissement et une commande équivalente caractérisant la dynamique du système sur la surface de glissement.

$$u = u_{eq} + u_n \quad (3.20)$$

Donc, l'expression de la dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{P}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_s}\left(\frac{V_{rqeq}+V_{rqn}}{L_r.\sigma} - \frac{R_r}{L_r.\sigma} I_{rq} - \omega_r I_{rd} - \omega_r V_s \frac{M}{L_r.L_s.\omega_s.\sigma}\right) \\ \dot{e}_2 = \dot{Q}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_s}\left(\frac{V_{rdeq}+V_{rdn}}{L_r.\sigma} - \frac{R_r}{L_r.\sigma} I_{rd} + \omega_r I_{rq}\right) \end{cases} \quad (3.21)$$

Durant le mode glissant et le mode permanent, nous avons :

$$\begin{cases} e_{1,2} = 0 \\ \dot{e}_{1,2} = 0 \\ V_{rdn} = V_{rqn} = 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

En remplaçant l'équation (3.22) dans (3.21), l'expression de la commande équivalente Veq devient comme suit:

$$\begin{cases} V_{rdeq} = -\frac{L_r.L_s.\sigma}{M.V_s}\dot{Q}_{sref} + R_r.I_{rd} - \omega_r.L_r.\sigma.I_{rq} \\ V_{rqeq} = -\frac{L_r.L_s.\sigma}{M.V_s}\dot{P}_{sref} + R_r.I_{rq} + \omega_r.L_r.\sigma.I_{rd} + \omega_r V_s \frac{M}{L_s.\omega_s} \end{cases} \quad (3.23)$$

Par conséquent, le commande stabilisante est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} V_{rdn} = K_d.\mathrm{Sat}(e_1) \\ V_{rqn} = K_q.\mathrm{Sat}(e_2) \end{cases} \quad (3.24)$$

D'ou l'expression de la commande totale V_{rd} et V_{rq}:

$$\begin{cases} V_{rd} = -\frac{L_r.L_s.\sigma}{M.V_s}.\dot{Q}_{sref} + R_r.I_{rd} - \omega_r.L_r.\sigma.I_{rq} + K_d \mathrm{sat}(e_2) \\ V_{rq} = -\frac{L_r.L_s.\sigma}{M.V_s}.\dot{P}_{sref} + R_r.I_{rq} + \omega_r.L_r.\sigma.I_{rd} + \omega_r.M.\frac{V_s}{L_s.\omega_s} + K_q \mathrm{sat}(e_1) \end{cases} \quad (3.25)$$

3.3.2. Contrôle du convertisseur coté Réseau CCR

Nous considérons la surface du mode glissant proposée par SLOTINE. Pour r = 1, on obtient l'équation suivante:

$$\begin{cases} S(P_f) = e_3 = P_{fref} - P_f \\ S(Q_f) = e_4 = Q_{fref} - Q_f \end{cases} \quad (3.26)$$

Avec : Qfref et Pfref sont les références de puissances réactive et active du filtre RL.

La dérivée de la surface de glissement est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \dot{P}_{fref} + \frac{V_s.R_f}{L_f} I_{qf} + \frac{V_s(V_{qfeq}+V_{qfn})}{L_f} + \omega_s.V_s.I_{df} - \frac{V_s^2}{L_f} \\ \dot{e}_4 = \dot{Q}_{fref} - \frac{V_s.R_f}{L_f} I_{df} - \frac{V_s(V_{dfeq}+V_{dfn})}{L_f} + \omega_s.V_s.I_{qf} \end{cases} \quad (3.27)$$

En mode glissant et permanent, on obtient l'expression de la commande équivalente exprimée par:

$$\begin{cases} V_{dfeq} = \frac{L_f}{V_s}\dot{Q}_{sref} - R_f.I_{df} + L_f.\omega_s.I_{qf} \\ V_{qfeq} = \frac{L_f}{V_s}\dot{P}_{sref} - R_f.I_{qf} - L_f.\omega_s.I_{df} + V_s \end{cases} \quad (3.28)$$

La commande stabilisante est exprimée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} V_{dfn} = K_{dfn}.Sat(e_4) \\ V_{qfn} = K_{qfn}.Sat(e_3) \end{cases} \quad (3.29)$$

D'où l'expression de la commande totale Vfd et Vfq :

$$\begin{cases} V_{fd} = -\frac{L_f}{V_s}.\dot{Q}_{fref} - R_f.I_{df} + \omega_s.L_f.I_{qf} + K_{dfn}sat(e_4) \\ V_{fq} = -\frac{L_f}{V_s}.\dot{P}_{fref} - R_f.I_{qf} - \omega_s.L_f.I_{df} + V_s + K_{qfn}sat(e_3) \end{cases} \quad (3.30)$$

3.3.3. Résultats de simulations

Dans le but d'évaluer les performances de la commande par mode glissant appliquée à un système éolien de 10 KW relié à un réseau 400V/50 Hz. Le bloc diagramme du système sous MATLAB/Simulink est fourni dans la figure suivante :

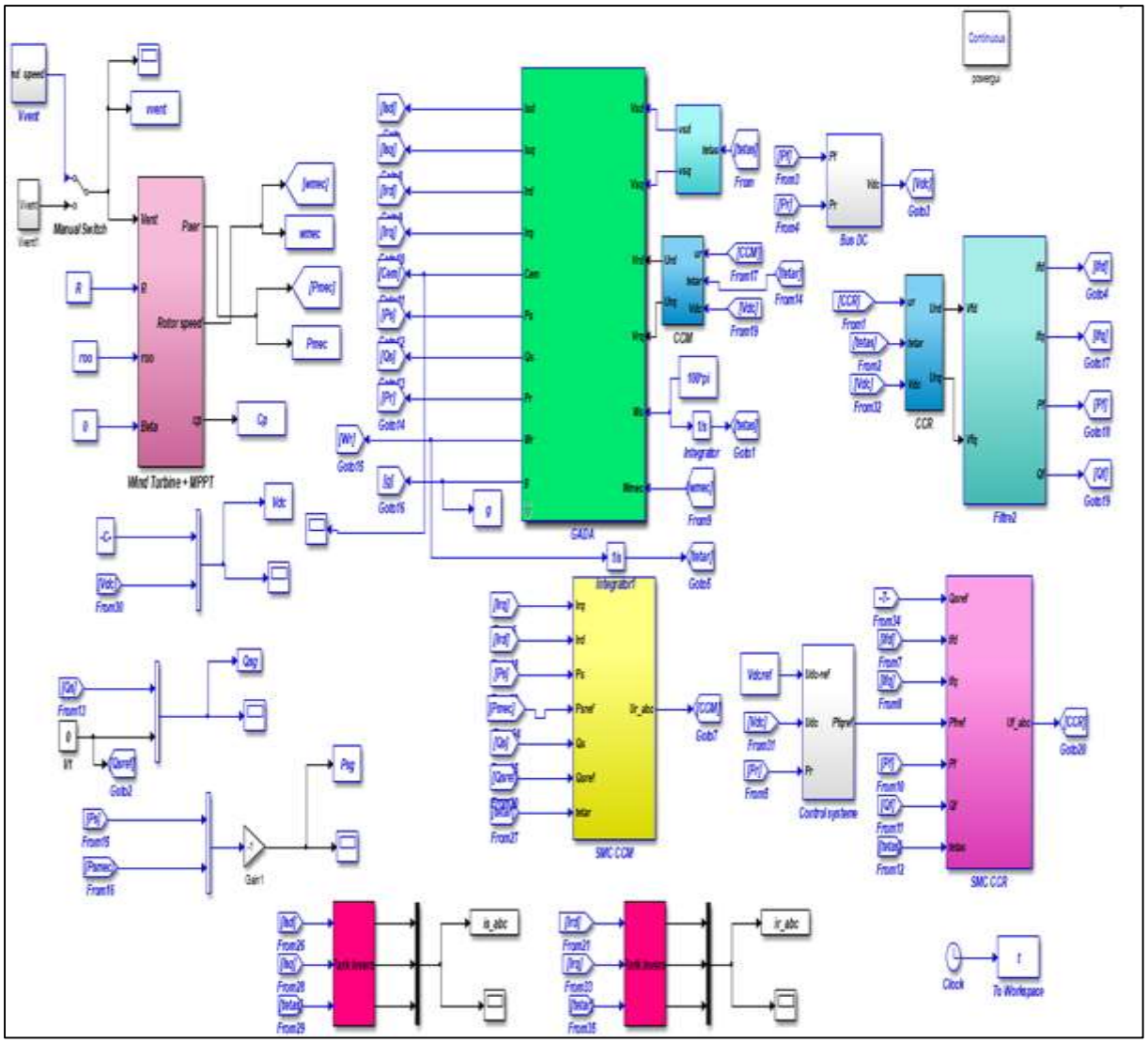


Figure 3. 4 : Schéma bloc de l'ensemble du système étudié par la commande SMC

3.3.3.1. Tests de poursuite

Dans cet essai, nous avons considéré la puissance aérodynamique selon la MPPT comme une référence de puissance active afin d'extraire le maximum de puissance de vent et zéro comme référence pour la puissance réactive et ce dans le but d'avoir un facteur de puissance unique.

3.3.3.1.1. Réponse du système à vitesse échelon

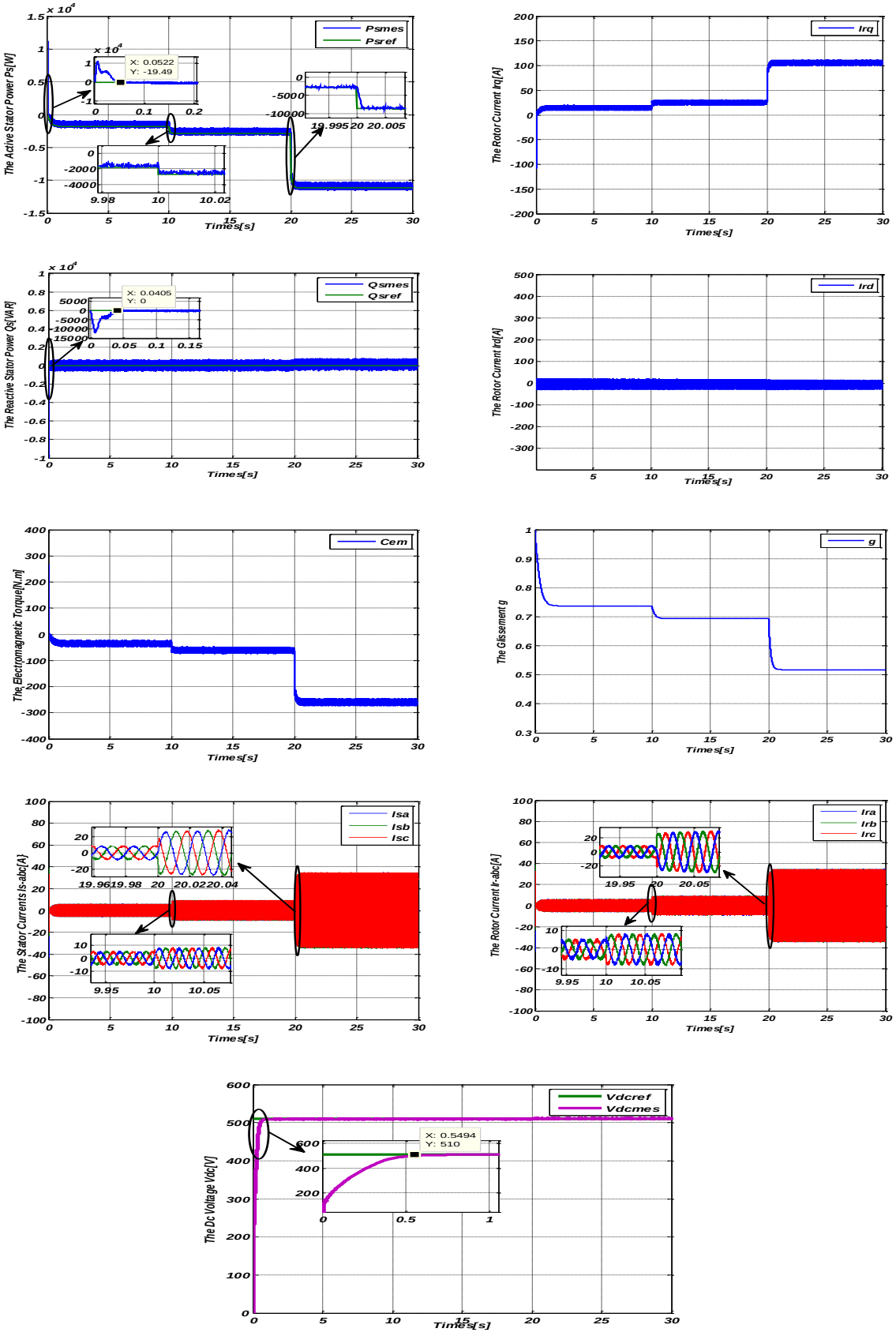


Figure 3. 5 : Résultats de la commande par mode glissant à vitesse échelon

Les résultats de la commande par mode glissant ont montrés que les références de puissance sont parfaitement suivies par la génératrice MADA avec une erreur statique inférieure à celle du régulateur PI.

La puissance active négative, signifie que la MADA fonctionne en mode génératrice et fournit de la puissance au réseau.

La puissance réactive Qs presque nulle, assure l'unicité du facteur de puissance côté stator permettant d'optimiser la qualité d'énergie renvoyée sur le réseau.

Nous constatons aussi une meilleure dynamique entre la puissance active et le couple électromagnétique, avec moins d'oscillation par rapport au régulateur PI.

La valeur positive du glissement indique le fonctionnement de la MADA en mode hypo-synchrone, pour n'importe quelle la valeur de la vitesse.

Les courants rotoriques Ir-abc et les courants statoriques triphasés Is-abc générés par la MADA, sont de la forme sinusoïdale avec une fréquence fixe 50Hz pour les courants statoriques. Ce qui implique une énergie propre sans harmonique échangée entre la MADA et le réseau électrique.

Nous remarquons aussi que le bus continu DC suit parfaitement sa valeur de référence sans dépassement et avec un faible temps de réponse.

3.3.3.1.2. Réponse du système à vitesse Variable

Dans le but d'analyser le comportement de la MADA en régime dynamique, nous avons appliqué un profil du vent présenté par la Figure (2.6).

La Figure (3.6) illustre les résultats de simulation de la commande par mode glissant appliquée à la MADA.

Nous remarquons que les références des puissances sont bien suivies par la génératrice sans dépassement et avec une erreur presque nulle.

Le couple électromagnétique de la MADA varie en fonction de la vitesse du vent, et proportionnel à la puissance active statorique générée.

On peut remarquer qu'en dépit les variations du vent, le courant statorique $I_{s\text{-}abc}$ reste sinusoïdale avec une fréquence fixe 50Hz équivalente à celle du réseau et moins oscillante que celle obtenue par les régulateurs PI.

Le fonctionnement de la MADA est en hypo-synchrone puisque la valeur de glissement g est négative.

La tension de bus continu DC montre qu'elle suit sa valeur de référence rapidement sans dépassement avec une faible erreur statique.

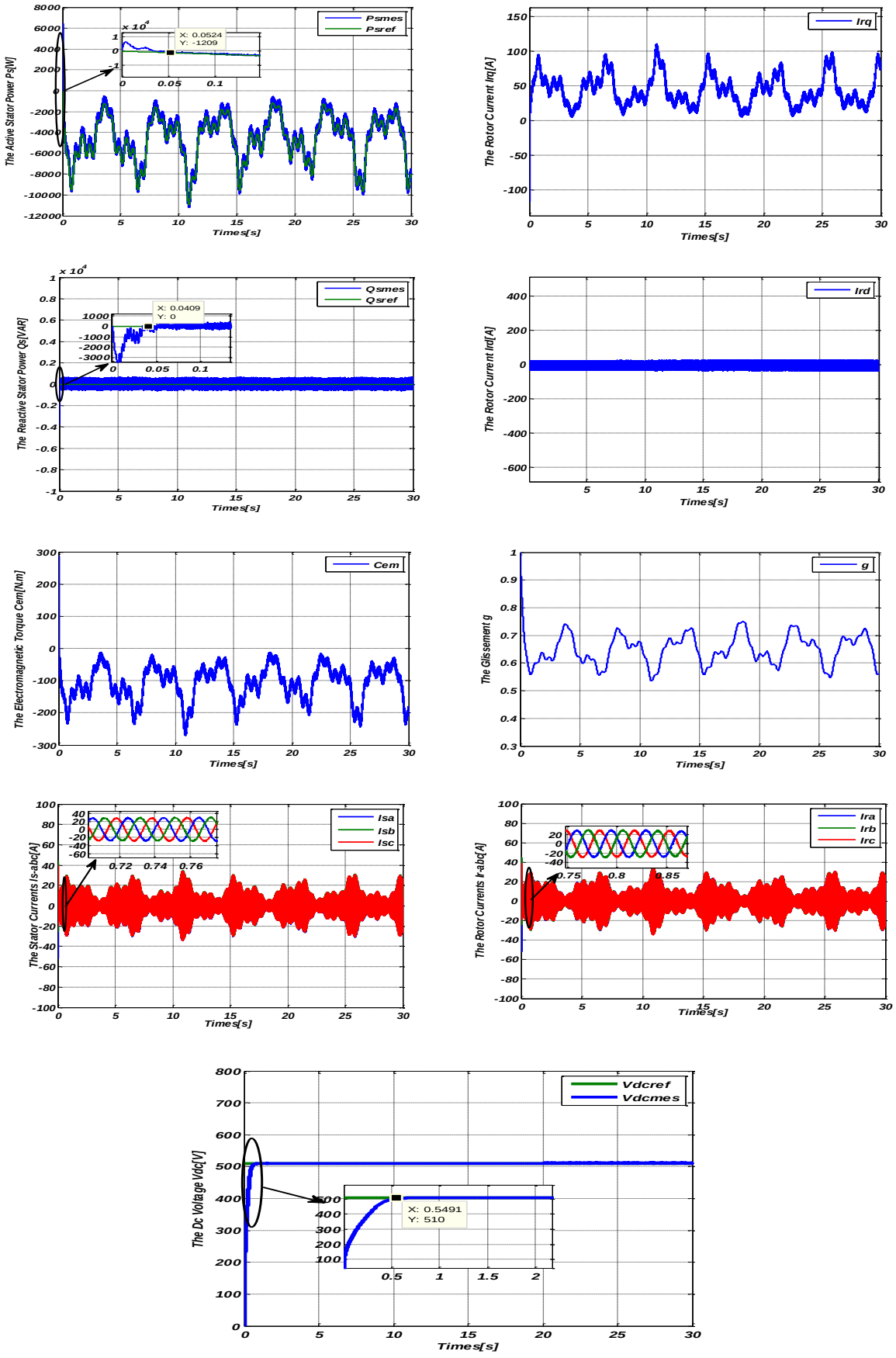


Figure 3. 6: Résultats de la commande par mode glissant à vitesse variable de la MADA

Le tableau suivant récapitule le temps de réponse du contrôleur par mode glissant pour les puissances active et réactive ainsi que la tension du bus-DC:

CONTROLEUR MODE GLISSANT	Temps de réponse
Puissance Active Ps	0.0524
Puissance Réactive Qs	0.0409
Tension de Bus Dc	0.5491

Tableau 3. 1 : synthèse du temps de réponse du contrôleur Mode Glissant

3.3.3.2. Tests de Robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par mode glissant de la MADA, nous avons également étudié dans cette partie,l'influence des variations paramétriques sur les performances de la régulation. A cet effet, les paramètres du modèle de la MADA ont été variés de la même façon que dans le chapitre précédent où nous avons varié la résistance Rr et Rs de+50% de leurs valeurs nominale.

Les figures suivantes représentent le comportement du système dans ce cas :

3.3.3.2.1. Réponse à une vitesse échelon

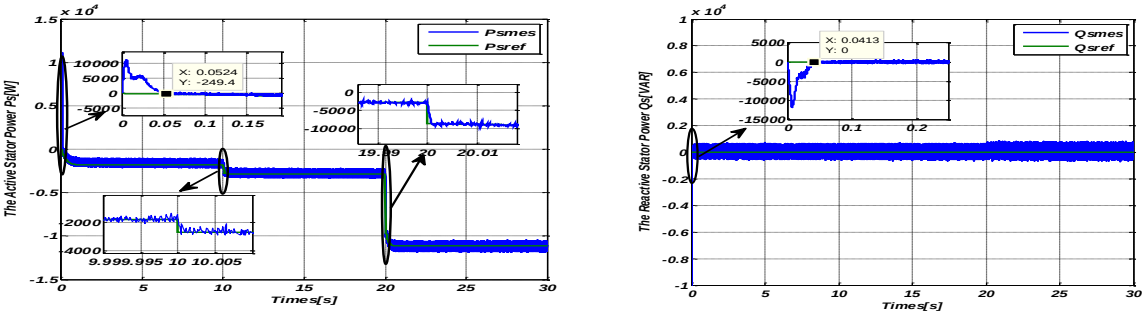


Figure 3. 7 : Test de Robustesse avec variation des résistances Rr et Rs pour vitesse de vent échelon

3.3.3.2.2. Réponse à une vitesse Variable

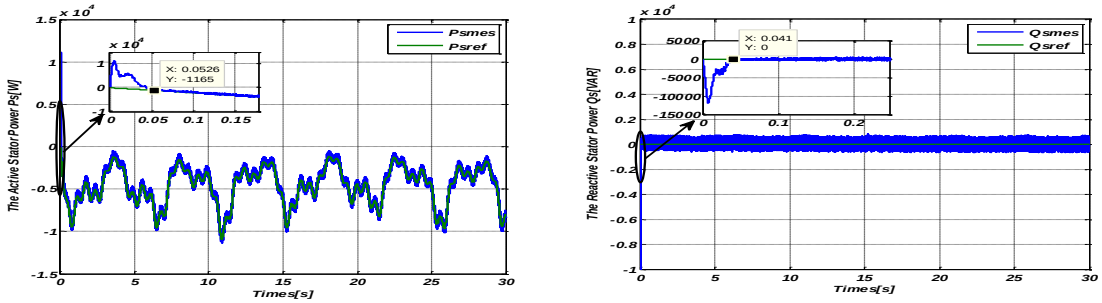


Figure 3. 8 : Test de Robustesse avec variation des résistances Rr et Rs pour vitesse de vent variable

L'étude menée nous a permis de conclure que pendant la variation des résistances Rr et Rs aucune influence n'apparait et le découplage entre ces deux puissances reste réalisable avec un même temps de réponse, ce qui montre la robustesse de la commande par mode glissant face à cette variation.

Cependant, malgré l'avantage de la commande par mode glissant, les performances du système éolien peuvent être modifiées à cause des oscillations fortes de l'organe de commande dûes au phénomène du CHATTERING.

Afin de remédier ce problème, nous avons eu recours à la nouvelle technique de commande proposé dans cette thèse qui permet d'améliorer les performances et réduire ce phénomène. Cette technique est appelée commande **Hybride Mode Glissant-Backstepping** de la MADA qui sera l'objet de la partie suivante.

3.4. Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping

3.4.1. Principe de la commande Mode Glissant- Backstepping

Le principe de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping consiste à modifier le contrôleur par mode glissant, en remplaçant la commande stabilisante u_n générer par la fonction «SIGN» par une commande stabilisante u_n générer par le contrôleur BACKSTEPPING, afin de résoudre le problème de CHATTERING**.**

La combinaison des deux parties permet donc d'assurer la stabilité et la robustesse du système étudié.

La structure du contrôleur **Mode Glissant- Backstepping** est illustrée par la figure (3.9).

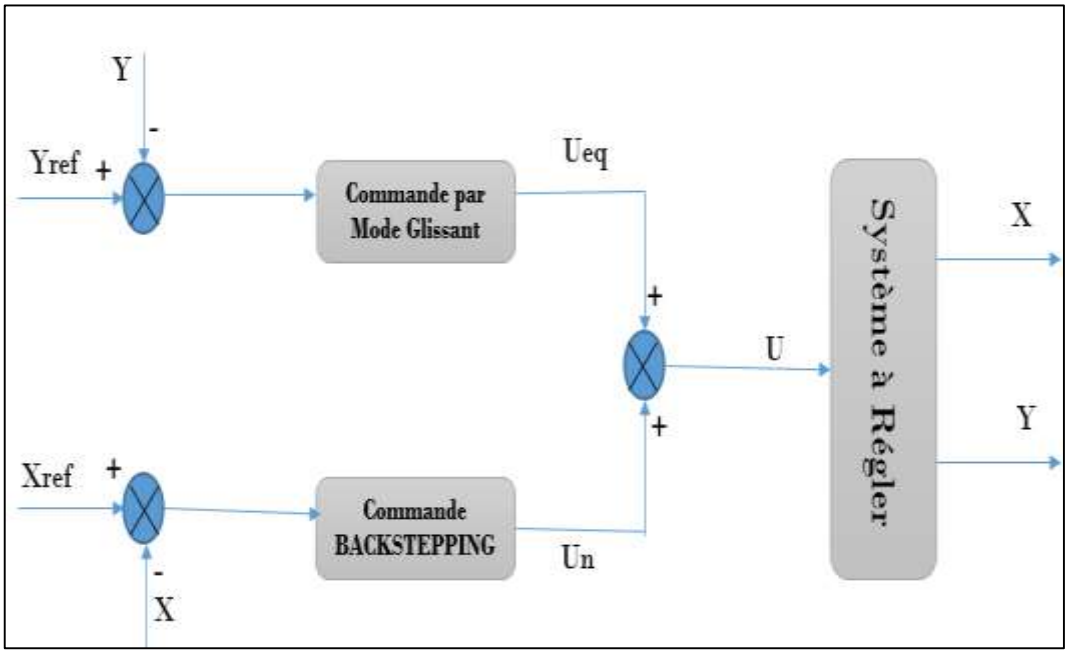


Figure 3. 9 : Structure du contrôleur Mode Glissant- Backstepping

3.4.2. Généralités sur la commande Backstepping

3.4.2.1. Bref historique de la commande Backstepping

La technique de backstepping a été développée par Kanellakopoulos et al. (1991) [Kokotović, 1991] et inspiré des travaux de Feurer Morse (1978) [Feurer, 1978] d'une part et Tsinias (1989) [Tsinias, 1989] et Sussmann (1989) 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 de synthétiser constructivement une loi de commande pour les systèmes non linéaires triangulaires en adoptant la théorie de Lyapunov [Loucif, 2016].L'idée consiste à choisir une fonction de Lyapunov définie positive et que sa dérivée reste est toujours négative.

3.4.2.2. Synthèse de la commande BACKSTEPPING

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires dont la technique BACKSTEPPING fait partie. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire.

Cette méthode est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multivariable et d'ordre élevé en une cascade de sous-systèmes de commande du 1erordre. Pour chaque sous-système, une loi de commande dite virtuelle est calculée [Mahmoudi, 2015] [Ihedrane-5, 2019] [Bossoufi-1, 2017] [Bossoufi-2, 2015] [Bossoufi-3, 2014] [Bossoufi-5, 2014].

Cette dernière est considérée comme référence pour le sous-système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande du système complet. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi de la fonction de Lyapunov [Loucif, 2016] [Kendouci, 2012] [El Azzaoui, 2016] [Bossoufi-5, 2014].

On considère le cas de système non linéaire de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \\ \quad . \\ \quad . \\ \quad . \\ \quad . \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, x_2, \dots\dots\dots, x_n) + g_0(x_1, x_2, \dots\dots\dots, x_n)u \end{cases} \tag{3.31}$$

Avec :

$x = [x_1, x_2, \dots\dots\dots, x_n]^T \in R^n$: Le vecteur d'état

$u \in R$: Le vecteur de commande

L'objectif est de faire suivre le signal de référence yref supposé connu à la sortie y=x.

Le système est composé de « n » variable donc, la conception s'effectue en n étapes détaillées comme suit :

❖ **Etape 1 : Calcul de la première commande virtuelle**

Commençant par la première équation du système (3.31) où la commande virtuelle intermédiaire est donnée par x_2. La première référence désirée du sous-système x_1 doit suivre la référence x_{1ref}.

$$e_1 = x_{1ref} - x_1 \tag{3.32}$$

La dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_{1ref} - \dot{x}_1 \tag{3.33}$$

Alors :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_{1ref} - f_1(x_1) - g_0(x_1)x_2 \tag{3.34}$$

Pour un tel sous-système, nous choisissons d'abord la fonction candidate de ''LYAPUNOV'' sous la forme quadratique suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \tag{3.35}$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1\dot{e}_1 = e_1[\dot{x}_{1ref} - f_1(x_1) - g_0(x_1)x_2] \tag{3.36}$$

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

$$\dot{V}_1 = -k_1e_1^2 \leq 0 \tag{3.37}$$

En faisant l'égalité entre les deux équations (3.36) et (3.37), nous obtenons la commande virtuelle x_2 :

$$x_2 = \frac{1}{g_0(x_1)}[k_1e_1 + \dot{x}_{1ref} - f_1(x_1)] \tag{3.38}$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine.

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

❖ **Etape 2 : calcul de la deuxième commande virtuelle :**

On considère les deux équations du système défini précédemment :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \end{cases} \tag{3.39}$$

La nouvelle variable d'erreur est donnée par :

$$e_2 = x_{2ref} - x_2 \tag{3.40}$$

Sa dérivée est donnée par l'expression suivante :

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_{2ref} - \dot{x}_2 \tag{3.41}$$

La nouvelle référence désirée sera la variable de commande du sous-système précédent x_{2ref} défini par :

$$x_{2ref} = \frac{1}{g_0(x_1)}[k_1 e_1 + \dot{x}_{1ref} - f_1(x_1)] \tag{3.42}$$

De la même manière, on définit la fonction de LYAPUNOV permettant de garantir la stabilité du 2éme sous système. Cette fonction dépend forcément des états précédents du sous-système, pour cette raison on choisit la fonction suivante comme fonction de LYAPUNOV étendue pour le 2éme sous-système :

$$V_2 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \tag{3.43}$$

La dérivée de cette dernière est donnée par :

$$\dot{V}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 \tag{3.44}$$

Donc :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2[\dot{x}_{2ref} - f_2(x_1, x_2) - g_0(x_1, x_2)x_3] \tag{3.45}$$

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

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \tag{3.46}$$

En réalisant l'égalité entre les deux équations (3.45) et (3.46), nous obtenons :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2[\dot{x}_{2ref} - f_2(x_1, x_2) - g_0(x_1, x_2)x_3] = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \tag{3.47}$$

Ce qui donne l'expression de la commande virtuelle (x_3), définie par :

$$x_3 = \frac{1}{g_0(x_1, x_2)}[k_2 e_2 + \dot{x}_{2ref} - f_2(x_1, x_2)] \tag{3.48}$$

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_{3ref} du sous-système suivant, et on continue jusqu'à la dernière expression du sous-système où on atteindra le calcul de la loi de commande réelle.

- **La n-ième étape - Calcul de la loi de commande finale :**

Le système d'équation (3.31) est maintenant considéré dans sa globalité. La variable d'erreur de régulation :

$$e_n = x_{nref} - x_n \tag{3.49}$$

Sa dérivée est donnée par l'équation suivante :

$$\dot{e}_n = \dot{x}_{nref} - \dot{x}_n = \dot{x}_{nref} - f_n(x_1, x_2, \ldots\ldots\ldots, x_n) + g_0(x_1, x_2, \ldots\ldots\ldots, x_n)u \tag{3.50}$$

La fonction de LYAPUNOV est exprimée par l'équation (3.51):

$$V_n = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \cdots + \frac{1}{2}e_n^2 \tag{3.51}$$

Sa dérivée devient comme suit :

$$\dot{V}_n = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 \ldots + e_n\dot{e}_n \tag{3.52}$$

En remplaçant chaque terme par son expression, nous obtenons :

$$\dot{V}_n = \dot{V}_1 + \cdots + e_n[\dot{x}_{nref} - f_n(x_1, x_2, \ldots\ldots\ldots, x_n) - g_0(x_1, x_2, \ldots\ldots\ldots, x_n)u] \tag{3.53}$$

Dans cette dernière étape, nous déduisons la vrai loi de commande « u »permettant d'atteindre les objectifs de conception pour le système global. Afin d'assurer sa stabilité, il faut que $\dot{V}_n$ soit négative. Donc :

$$\dot{V}_n = -k_1e_1^2 - \cdots - k_ne_n^2 \leq 0 \tag{3.54}$$

Ce qui donne la loi de commande globale pour le système entier donné par :

$$u = \frac{1}{g_0(x_1,x_2,\ldots\ldots\ldots,x_n)}[k_1e_1 + \dot{x}_{nref} - f_n(x_1, x_2, \ldots\ldots\ldots, x_n)] \tag{3.55}$$

3.4.3. Génération de la Commande Stabilisante Un

3.4.3.1. Application de la commande Backstepping au CCM

❖ **Etape 1 : Calcul des courants rotoriques de références**

Dans cette étape, nous définissons l'erreur « e1 » entre la puissance statorique active P_s réelle et la puissance de référence P_{sref} et l'erreur « e2 » entre la puissance réactive Q_s et sa référence Q_{sref}:

Donc :

$$\begin{cases} e_1 = P_{sref} - P_s \\ e_2 = Q_{sref} - Q_s \end{cases} \tag{3.56}$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{P}_{sref} - \dot{P}_s \\ \dot{e}_2 = \dot{Q}_{sref} - \dot{Q}_s \end{cases} \tag{3.57}$$

Avec :

$$\begin{cases} \dot{P}_s = -\frac{v_s.M}{L_s}\dot{I}_{rq} \\ \dot{Q}_s = \frac{v_s^2}{\omega_s.L_s} - \frac{v_s.M}{L_s}\dot{I}_{rd} \\ \dot{I}_{rd} = \frac{V_{rd}}{L_r.\sigma} - \frac{R_r}{L_r.\sigma}.I_{rd} + \omega_r.I_{rq} \\ \dot{I}_{rq} = \frac{V_{rq}}{L_r.\sigma} - \frac{R_r}{L_r.\sigma}.I_{rq} - \omega_r.I_{rd} - \omega_r.\frac{M.V_s}{L_r.L_s.\sigma.\omega_s} \end{cases} \tag{3.58}$$

On remplace (3.58) dans (3.57), nous obtenons l'expression suivante :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{P}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_s}\left(\frac{V_{rq}}{L_r.\sigma} - \frac{R_r}{L_r.\sigma}.I_{rq} - \omega_r.I_{rd} - \omega_r.\frac{M.V_s}{L_r.L_s.\sigma.\omega_s}\right) \\ \dot{e}_2 = \dot{Q}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_s}\left(\frac{V_{rd}}{L_r.\sigma} - \frac{R_r}{L_r.\sigma}.I_{rd} + \omega_r.I_{rq}\right) \end{cases} \quad (3.59)$$

La fonction candidate de ''LYAPUNOV'' associé aux erreurs de la puissance active et réactive statorique, est donnée sous la forme quadratique suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (3.60)$$

Sa dérivée est exprimée par :

$$\dot{V}_1 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 = e_1\left[\dot{P}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_r.\sigma.L_s}\left(V_{rq} - R_r.I_{rq} - L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} - g.\frac{M.V_s}{L_s}\right)\right] + e_2\left[\dot{Q}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_r.\sigma.L_s}\left(V_{rd} - R_r.I_{rd} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq}\right)\right] \quad (3.61)$$

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

$$\dot{V}_1 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 \leq 0 \quad (3.62)$$

Avec : k_1, k_2 sont des constantes positives.

En effectuons l'égalité entre l'équation (3.61) et (3.62), nous obtenons :

$$e_1\left[\dot{P}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_r.\sigma.L_s}\left(V_{rq} - R_r.I_{rq} - L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} - g.\frac{M.V_s}{L_s}\right)\right] + e_2\left[\dot{Q}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_r.\sigma.L_s}\left(V_{rd} - R_r.I_{rd} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq}\right)\right] = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 \quad (3.63)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} e_1\left[\dot{P}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_r.\sigma.L_s}\left(V_{rq} - R_r.I_{rq} - L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} - g.\frac{M.V_s}{L_s}\right)\right] = -k_1e_1^2 \\ e_2\left[\dot{Q}_{sref} + \frac{V_s.M}{L_r.\sigma.L_s}\left(V_{rd} - R_r.I_{rd} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq}\right)\right] = -k_2e_2^2 \end{cases} \quad (3.64)$$

L'expression de la commande virtuelle I_{rq} et I_{rd} est définie par :

$$\begin{cases} I_{rqref} = \left[\frac{L_r.\sigma.L_s}{R_r.V_s.M}\left(\dot{P}_{sref} + k_1e_1 + \frac{V_s.M}{L_r.\sigma.L_s}.\left(V_{rq} - L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} - g.\frac{M.V_s}{L_s}\right)\right)\right] \\ I_{rdref} = \frac{L_r.\sigma.L_s}{R_r.V_s.M}\left[\dot{Q}_{sref} + k_2e_2 + \frac{V_s.M}{L_r.\sigma.L_s}\left(V_{rd} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq}\right)\right] \end{cases} \quad (3.65)$$

Cette dernière sera la référence désirée système qui suit.

- **Etape 2 : Calcul des tensions rotoriques**

Dans cette dernière étape, on va déduire la vraie loi de commande V_{rqn} et V_{rdn} qui permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global.

Les erreurs des courants rotoriques sont définies par :

$$\begin{cases} e_3 = I_{rqref} - I_{rq} \\ e_4 = I_{rdref} - I_{rd} \end{cases} \quad (3.66)$$

Leurs dérivées sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \dot{I}_{rqref} - \dot{I}_{rq} \\ \dot{e}_4 = \dot{I}_{rdref} - \dot{I}_{rd} \end{cases} \quad (3.67)$$

Donc :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \dot{I}_{rqref} - \frac{1}{L_r.\sigma}(V_{rqn} - R_r.I_{rq} - L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} - g.\frac{M.V_s}{L_s} \\ \dot{e}_4 = \dot{I}_{rdref} - \frac{1}{L_r.\sigma}(V_{rdn} - R_r.I_{rd} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq} \end{cases} \quad (3.68)$$

La fonction de LYAPUNOV étendue devient comme suit :

$$V_2 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2}e_3^2 + \frac{1}{2}e_4^2 \quad (3.69)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 \quad (3.70)$$

Ce qui donne :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 = \dot{V}_1 + e_3\left[\dot{I}_{rqref} - \frac{1}{L_r.\sigma}\left(V_{rqn} - R_r.I_{rq} - L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} - g.\frac{M.V_s}{L_s}\right)\right] + e_4\left[\dot{I}_{rdref} - \frac{1}{L_r.\sigma}\left(V_{rdn} - R_r.I_{rd} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq}\right)\right] \quad (3.71)$$

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

$$\dot{V}_2 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 - k_3e_3^2 - k_4e_4^2 = \dot{V}_1 - k_3e_3^2 - k_4e_4^2 \leq 0 \quad (3.72)$$

On faisant l'égalité entre (3.71) et (3.72), nous obtenons :

$$\dot{V}_1 - k_3e_3^2 - k_4e_4^2 = \dot{V}_1 + e_3\left[\dot{I}_{rqref} - \frac{1}{L_r.\sigma}\left(V_{rqn} - R_r.I_{rq} - L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} - g.\frac{M.V_s}{L_s}\right)\right] + e_4\left[\dot{I}_{rdref} - \frac{1}{L_r.\sigma}\left(V_{rdn} - R_r.I_{rd} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq}\right)\right] \quad (3.73)$$

Donc :

$$\begin{cases} e_3\left[\dot{I}_{rqref} - \frac{1}{L_r.\sigma}\left(V_{rqn} - R_r.I_{rq} - L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} - g.\frac{M.V_s}{L_s}\right)\right] = -k_3e_3^2 \\ e_4\left[\dot{I}_{rdref} - \frac{1}{L_r.\sigma}\left(V_{rdn} - R_r.I_{rd} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq}\right)\right] = -k_4e_4^2 \end{cases} \quad (3.74)$$

Ce qui donne l'expression de la commande réelle globale V_{rqn} et V_{rdn} défini par :

$$\begin{cases} V_{rdn} = L_r.\sigma\left[k_4e_4 + \dot{I}_{rdref} + \frac{1}{L_r.\sigma}\left(R_r.I_{rd} - L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq}\right)\right] \\ V_{rqn} = L_r.\sigma[k_3e_3 + \dot{I}_{rqref} + \frac{1}{L_r.\sigma}\left(R_r.I_{rq} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} + g.\frac{M.V_s}{L_s}\right)] \end{cases} \quad (3.75)$$

Avec : k_3, k_4 sont des constantes positives.

3.4.3.2. Application de la commande Backstepping au CCR

❖ **Etape 1 : Calcul des courants du filtre I_{fd} et I_{fq}**

Les erreurs des puissances active et réactive du filtre e_5 et e_6 sont données par :

$$\begin{cases} e_5 = P_{fref} - P_f \\ e_6 = Q_{fref} - Q_f \end{cases} \tag{3.76}$$

Les dérivées des erreurs se présentent comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_5 = \dot{P}_{fref} - \dot{P}_f \\ \dot{e}_6 = \dot{Q}_{qfref} - \dot{Q}_{qf} \end{cases} \tag{3.77}$$

Avec :

$$\begin{cases} P_f = v_s . I_{qf} \\ Q_f = -v_s . I_{df} \\ \dot{I}_{qf} = -\frac{v_{qfn}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} I_{qf} - \omega_s I_{df} + \frac{v_s}{L_f} \\ \dot{I}_{df} = -\frac{v_{dfn}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} I_{df} + \omega_s I_{qf} \end{cases} \tag{3.78}$$

En remplaçant (3.78) dans (3.77), nous obtenons l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{e}_5 = \dot{P}_{fref} - v_s(-\frac{v_{qfn}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} I_{qf} - \omega_s I_{df} + \frac{v_s}{L_f}) \\ \dot{e}_6 = \dot{Q}_{fref} + v_s . (-\frac{v_{dfn}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} I_{df} + \omega_s I_{qf}) \end{cases} \tag{3.79}$$

La fonction candidate de ''LYAPUNOV'' associé aux erreurs des puissances du filtre, est donnée sous la forme quadratique suivante :

$$V_3 = \frac{1}{2} e_5^2 + \frac{1}{2} e_6^2 \tag{3.80}$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_3 = e_5 \dot{e}_5 + e_6 \dot{e}_6 = e_5 \left(\dot{P}_{fref} - v_s(-\frac{v_{qfn}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} I_{qf} - \omega_s I_{df} + \frac{v_s}{L_f}) \right) + e_6 \left(\dot{Q}_{fref} + v_s . (-\frac{v_{dfn}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} I_{df} + \omega_s I_{qf}) \right) \tag{3.81}$$

D'après LYAPUNOV, afin d'assurer la stabilité du système, il faut choisir une fonction $\dot{V}_3$ négative.Pour cela on choisit $\dot{V}_3$ sous la forme suivante:

$$\dot{V}_3 = -k_5 e_5^2 - k_6 e_6^2 \leq 0 \tag{3.82}$$

Avec : k_5, k_6 sont des constantes positives.

En faisant l'égalité entre (3.81) et (3.82), nous obtenons :

$$e_5 \left(\dot{P}_{fref} - v_s \left(-\frac{v_{qfn}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} I_{qf} - \omega_s I_{df} + \frac{v_s}{L_f} \right) \right) + e_6 \left(\dot{Q}_{fref} + v_s . \left(-\frac{v_{dfn}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} I_{df} + \omega_s I_{qf} \right) \right) = -k_5 e_5^2 - k_6 e_6^2 \tag{3.83}$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} e_5\left(\dot{P}_{fref} - v_s(-\frac{v_{qfn}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f}I_{qf} - \omega_s I_{df} + \frac{v_s}{L_f})\right) = -k_5 e_5^2 \\ e_6\left(\dot{Q}_{fref} + v_s.(-\frac{v_{dfn}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f}I_{df} + \omega_s I_{qf})\right) = -k_6 e_6^2 \end{cases} \quad (3.84)$$

L'expression de la commande virtuelle I_{qf} et I_{df} est définie par :

$$\begin{cases} I_{qfref} = -\frac{L_f}{R_f.v_s}\left(\dot{P}_{fref} + v_s\left(\frac{v_{qfn}}{L_f} + \omega_s I_{df} - \frac{v_s}{L_f}\right) + k_5 e_5\right) \\ I_{dfref} = \frac{L_f}{R_f.v_s}.\left(\dot{Q}_{fref} + v_s.\left(-\frac{v_{dfn}}{L_f} + \omega_s I_{qf}\right) + k_6 e_6\right) \end{cases} \quad (3.85)$$

Cette commande sera la référence désirée du système suivant.

❖ **Etape 2 : Calcul des tensions du filtre V_{fdn} et V_{fqn}**

Dans cette étape, on va déduire la vraie loi de commande Vfdn et Vfqn permettant d'atteindre les objectifs de conception pour le système global.

$$\begin{cases} e_7 = I_{dfref} - I_{df} \\ e_8 = I_{qfref} - I_{qf} \end{cases} \quad (3.86)$$

Les dérivées des erreurs sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_7 = \dot{I}_{dfref} - \dot{I}_{df} \\ \dot{e}_8 = \dot{I}_{qfref} - \dot{I}_{qf} \end{cases} \quad (3.87)$$

En remplaçant (3.78) dans (3.87), nous obtenons l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{e}_7 = \dot{I}_{dfref} + \frac{v_{dfn}}{L_f} + \frac{R_f}{L_f}I_{df} - \omega_s I_{qf} \\ \dot{e}_8 = \dot{I}_{qfref} + \frac{v_{qfn}}{L_f} + \frac{R_f}{L_f}I_{qf} + \omega_s I_{df} - \frac{v_s}{L_f} \end{cases} \quad (3.88)$$

Nous choisissons d'abord la fonction candidate de ''LYAPUNOV'' associé aux erreurs des courants du filtre, sous la forme quadratique suivante :

$$V_4 = \frac{1}{2}e_7^2 + \frac{1}{2}e_8^2 \quad (3.89)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_4 = e_7\dot{e}_7 + e_8\dot{e}_8$$
$$= e_7\left(\dot{I}_{dfref} + \frac{v_{dfn}}{L_f} + \frac{R_f}{L_f}I_{df} - \omega_s I_{qf}\right) + e_8\left(\dot{I}_{qfref} + \frac{v_{qfn}}{L_f} + \frac{R_f}{L_f}I_{qf} + \omega_s I_{df} - \frac{v_s}{L_f}\right) \quad (3.90)$$

D'après LYAPUNOV, il faut choisir une fonction $\dot{V}_4$négative, afin d'assurer la stabilité du système. Pour cela ,on choisit $\dot{V}_4$ sous la forme suivante:

$$\dot{V}_4 = -k_7 e_7^2 - k_8 e_8^2 \leq 0 \quad (3.91)$$

Avec : k_7, k_8 sont des constantes positives.

On faisant l'égalité entre (3.90) et (3.91), nous obtenons :

$$e_7\left(\dot{I}_{dfref}+\frac{v_{dfn}}{L_f}+\frac{R_f}{L_f}I_{df}-\omega_s I_{qf}\right)+e_8\left(\dot{I}_{qfref}+\frac{v_{qfn}}{L_f}+\frac{R_f}{L_f}I_{qf}+\omega_s I_{df}-\frac{v_s}{L_f}\right)=-k_7e_7^2-k_8e_8^2 \quad (3.92)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} e_7\left(\dot{I}_{dfref}+\frac{v_{dfn}}{L_f}+\frac{R_f}{L_f}I_{df}-\omega_s I_{qf}\right)=-k_7e_7^2 \\ e_8\left(\dot{I}_{qfref}+\frac{v_{qfn}}{L_f}+\frac{R_f}{L_f}I_{qf}+\omega_s I_{df}-\frac{v_s}{L_f}\right)=-k_8e_8^2 \end{cases} \quad (3.93)$$

L'expression de la commande réelle globale V_{qfn} et V_{dfn} défini par :

$$\begin{cases} v_{dfn}=-L_f(k_7e_7+\dot{I}_{dfref}+\frac{R_f}{L_f}I_{df}+\omega_s I_{qf}) \\ v_{qfn}=-L_f(k_8e_8+\dot{I}_{qfref}+\frac{R_f}{L_f}I_{qf}+\omega_s I_{df}-\frac{v_s}{L_f}) \end{cases} \quad (3.94)$$

3.4.4. Génération de la Commande globale par la commande Mode Glissant-Backstepping

Le contrôleur **Hybride Mode Glissant-Backstepping** présenté dans la figure (3.9) est composé de deux parties : la première **« Ueq »** générée par la commande par mode glissant et la deuxième **« Un »** générée par la commande BACKSTEPPING.

$$u_{MG-BS}=u_{eq-MG}+u_{n-BS} \quad (3.95)$$

Nous allons appliquer la même structure de commande par mode glissant étudiée dans la partie précédente pour générer la commande équivalenteu_{eq-MG}, et dans la deuxième partie u_{n-BS}nous allons utiliser la commande BACKSTEPPING pour avoir la commande stabilisante Un.

3.4.4.1. Application de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping au CCM

En appliquant la Hybride Mode Glissant-Backstepping **Hybride Mode Glissant-Backstepping** au convertisseur CCM l'équation globale de la commande V_{rd} et V_{rq} prend les formes suivantes :

- **La tension Vrd :**

$$V_{rd}=-\frac{L_r.L_s.\sigma}{M.V}.\dot{Q}_{sref}+R_r.I_{rd}-L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq}+L_r.\sigma\left[k_4e_4+\dot{I}_{rdref}+\frac{1}{L_r.\sigma}\left(R_r.I_{rd}-L_r.\sigma.\omega_r.I_{rq}\right)\right] \quad (3.96)$$

- **La tension Vrq :**

$$V_{rq} = -\frac{L_r.L_s.\sigma}{M.V}.\dot{P}_{sref} + R_r.I_{rq} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} + \omega_r.M.\frac{M.V_s}{L_s.\omega_s} + L_r.\sigma[k_3e_3 + \dot{I}_{rqref} + \frac{1}{L_r.\sigma}\left(R_r.I_{rq} + L_r.\sigma.\omega_r.I_{rd} + g.\frac{M.V_s}{L_s}\right)] \quad (3.97)$$

D'après les équations de tensions, nous élaborons le bloc de contrôle par la commande **Hybride Mode Glissant-Backstepping** appliquée au CCM illustré par la figure suivante :

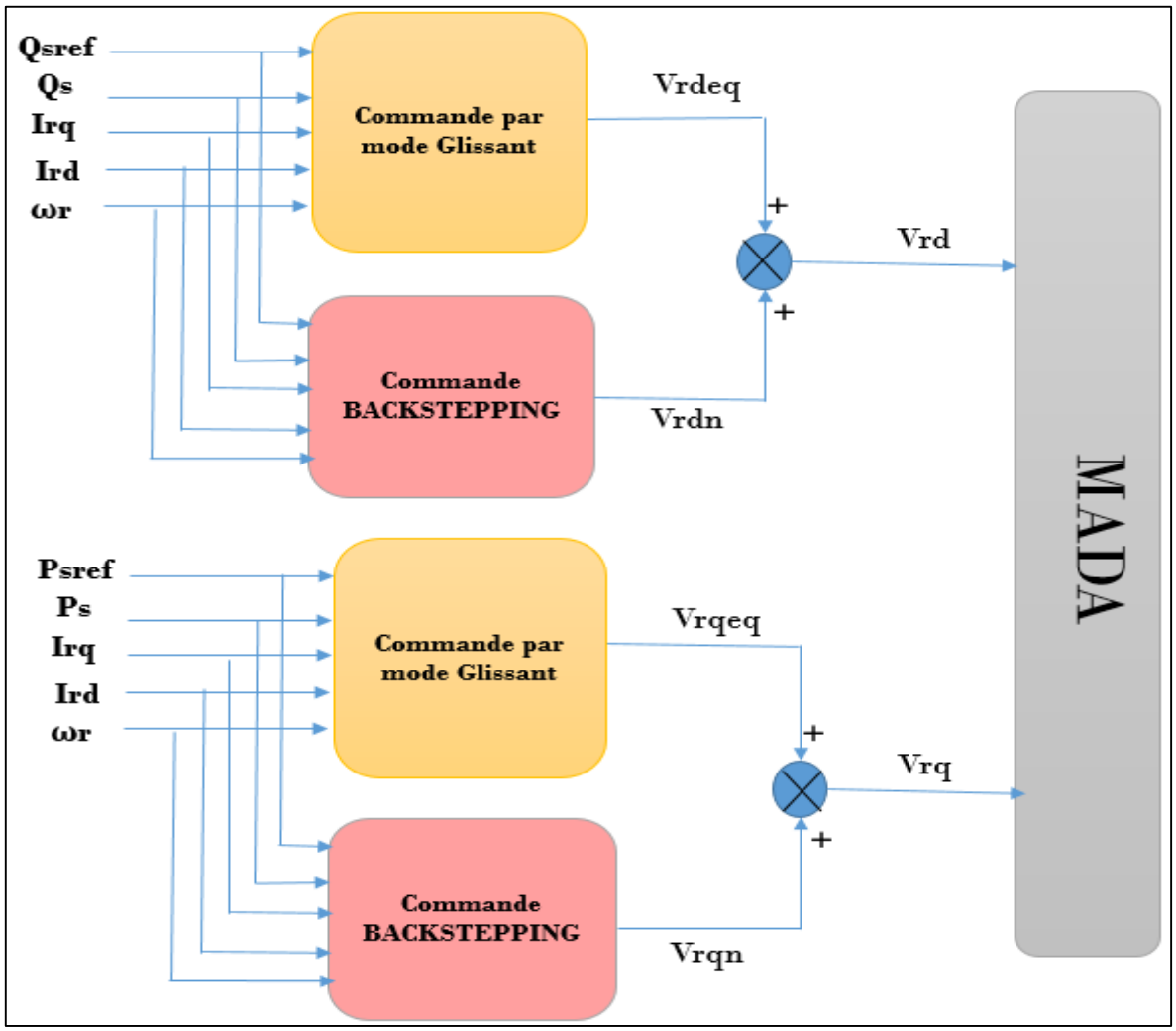


Figure 3. 10 : Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping appliquée au CCM

3.4.4.2. Application de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping au CCR

En appliquant la Hybride Mode Glissant-Backstepping **Hybride Mode Glissant-Backstepping** au convertisseur CCR l'expression de la commande Globale v_{df} et v_{qf} est donnée par :

$$\begin{cases} v_{df} = \frac{L_f}{V_s}\dot{Q}_{sref} - R_fI_{df} + L_fI_{qf}\omega_s - L_f(k_5e_5 + \dot{I}_{dfref} + \frac{R_f}{L_f}I_{df} + \omega_sI_{qf}) \\ v_{qf} = \frac{L_f}{V_s}\dot{P}_{sref} - R_fI_{qf} - L_fI_{df}\omega_s + v_s - L_f(k_6e_6 + \dot{I}_{qfref} + \frac{R_f}{L_f}I_{qf} + \omega_sI_{df} - \frac{v_s}{L_f}) \end{cases} \quad (3.98)$$

Le bloc de contrôle par la commande **Hybride Mode Glissant-Backstepping** appliquée au CCR est donné par la figure suivante :

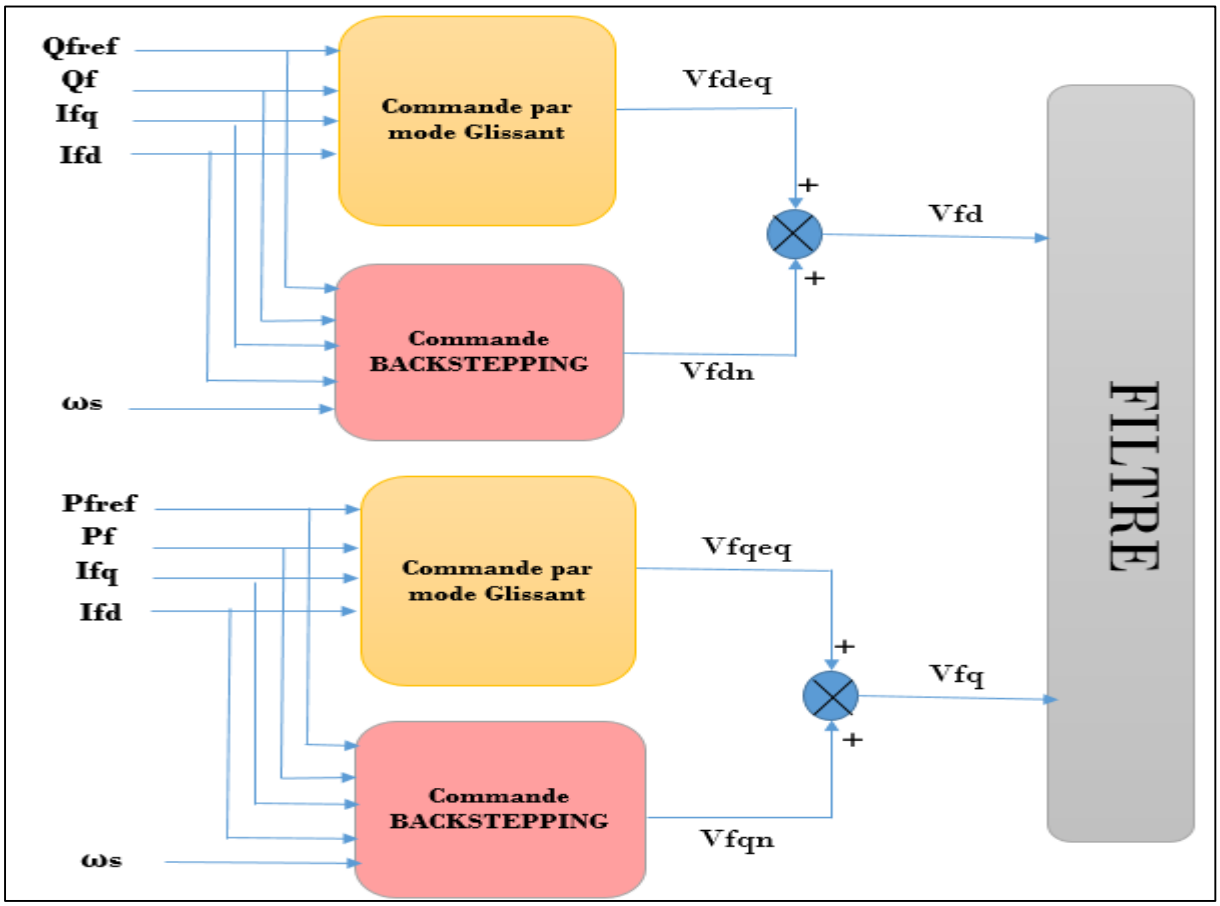


Figure 3. 11: Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping appliquée au CCR

3.4.5. Résultats de la simulation

Afin d'illustrer les performances de la commande par **Hybride Mode Glissant-Backstepping** appliquée à une MADA de 10 kW reliée à un réseau 400V / 50Hz dédiée à un système éolien, nous allons appliquer les mêmes tests effectuer précédemment.

Le premier essai consiste à entrainer la machine par une vitesse de vent échelon et puis appliquer un profil à vitesse variable afin d'évaluer les performances de cette commande.

3.4.5.1. Tests Poursuite

3.4.5.1.1. Réponse à une vitesse échelon

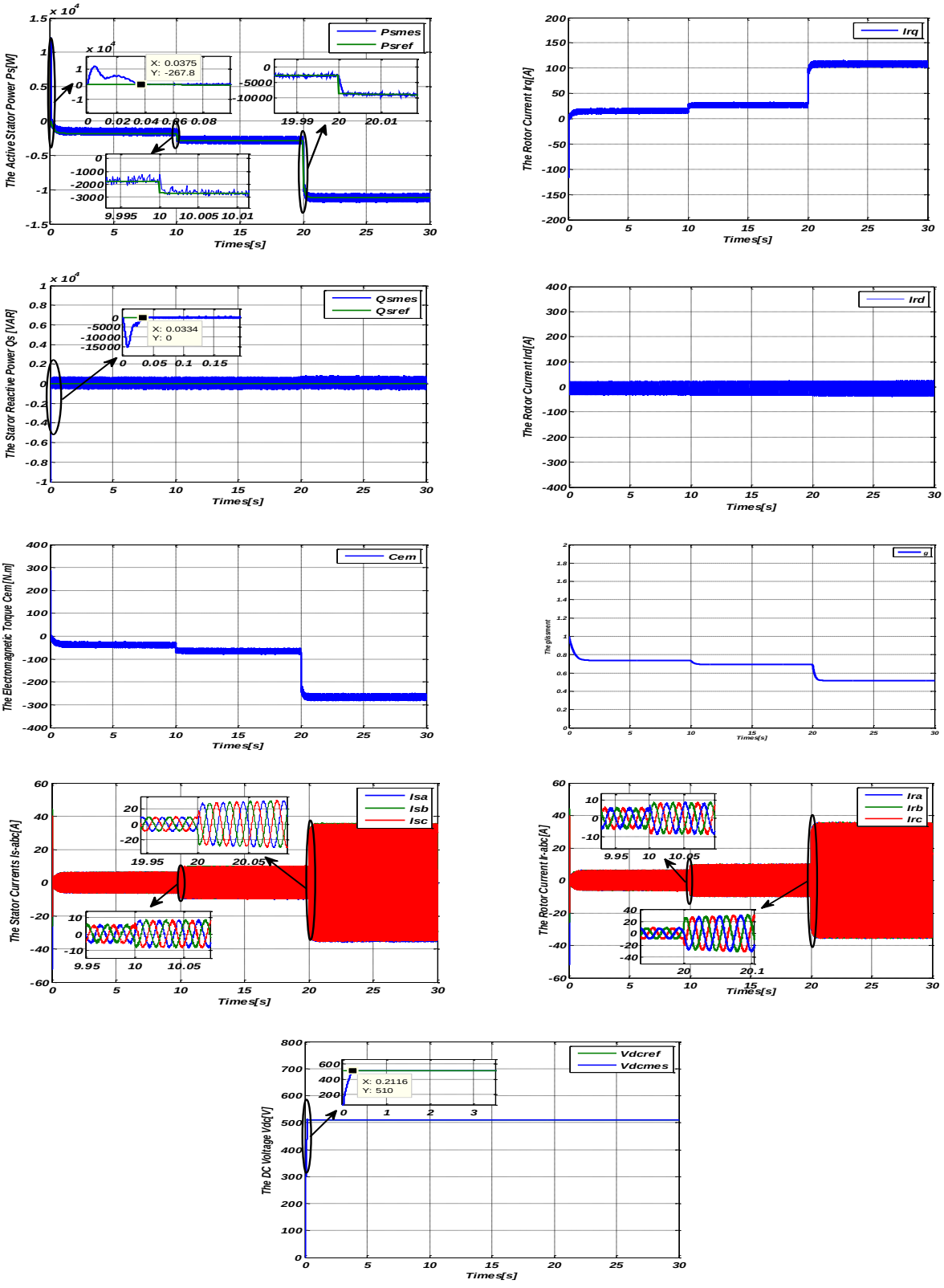


Figure 3. 12 : Résultats de la commande Mode Glissant- Backstepping à vitesse de vent échelon

3.4.5.1.2. Réponse à une vitesse variable

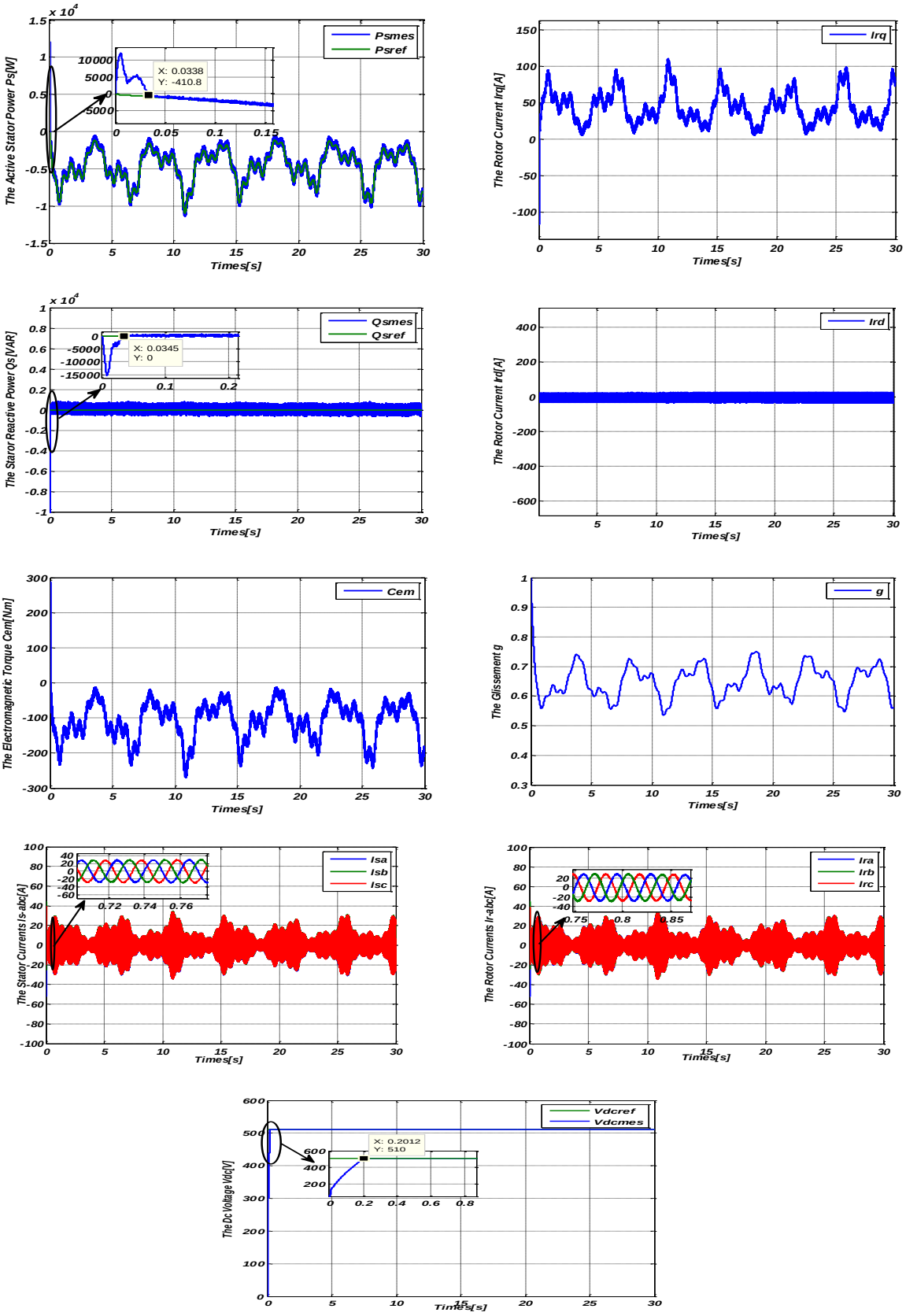


Figure 3. 13 : Résultats de la commande Mode Glissant- Backstepping - à vitesse variable

D'après ces résultats, nous pouvons conclure que les puissances générer par la MADA suivent parfaitement leurs références avec un meilleur découplage, un faible temps de réponse inférieur à celui du régulateur PI et du régulateur mode glissant.

Nous pouvons également remarquer que le couple électromagnétique dépend de la puissance active, ceci est traduit par sa forme identique à celle de la puissance active.

Le courant rotorique Irq dépend de la puissance Active Ps et le courant rotorique Irq dépend de la puissance Réactive Qs.

Le signe positif du glissement g indique alors que la machine fonctionne en mode hypo-synchrone.

Par ailleurs, les résultats obtenus montrent que les courants statoriques Is-abc sont sinusoïdaux, avec une meilleure qualité par rapport à ceux obtenus par la commande par Mode Glissant. Ce qui signifie qu'une énergie de bonne qualité est fournie au réseau.

La tension du bus continu suit parfaitement sa valeur de référence 510V avec une erreur presque nulle et un temps de réponse inférieur à celui de la commande par mode glissant.

Le tableau suivant récapitule le temps de réponse du contrôleur **HYBRIDE MODE GLISSANT-BACKSTEPPING** pour les puissances active et réactive ainsi que la tension du bus-DC:

MG-BS Controleur	TEMPS DE RÉPONSE
Puissance Active Ps	0.0338
Puissance Réactive Qs	0.0345
Tension de Bus Dc	0.2012

Tableau 3. 2 : synthèse du temps de réponse contrôleur Hybride Mode Glissant -BACKSTEPPING

On peut aussi voir que les résultats obtenus de la commande Mode Glissant- Backstepping sont moins ondulés par rapport aux résultats de la commande par mode glissant ce qui implique la robustesse de la commande proposée.

3.4.5.2. Tests de robustesse

Pour tester la robustesse de la commande **Mode Glissant- Backstepping** de la MADA, les mêmes tests ont été effectués : Rr et Rs augmentent de 50% de leurs valeurs nominales. Les résultats obtenus sont représentés à travers les Figures (3.14) et (3.15):

3.4.5.2.1. Réponse à une vitesse de vent échelon

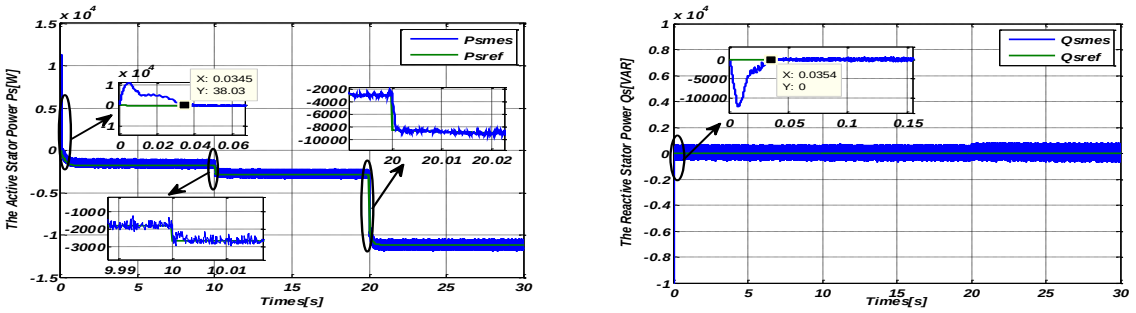


Figure 3. 14 : Test de Robustesse avec variation des résistances Rr et Rs pour vitesse de vent échelon

3.4.5.2.2. Réponse à une Vitesse de vent Variable

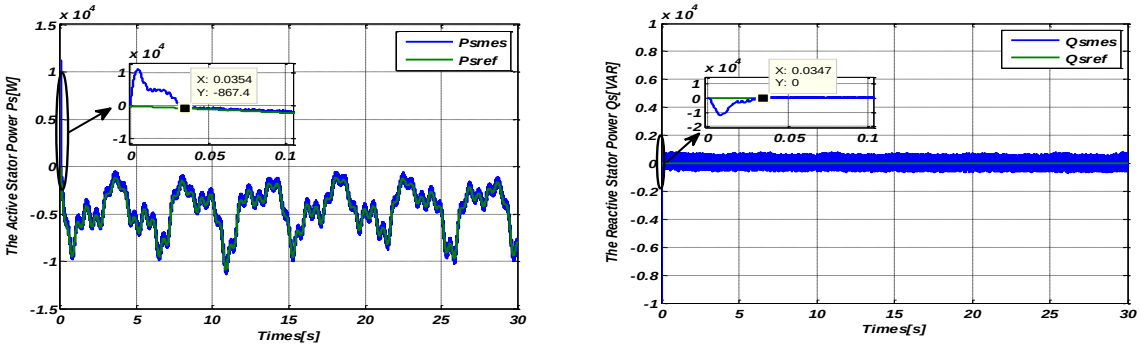


Figure 3. 15 : Test de Robustesse avec variation des résistances Rr et Rs pour vitesse de vent variable

Les résultats de simulation montrent une grande robustesse de la commande **Hybride Mode Glissant-Backstepping** vis-à-vis des variations paramétriques de la MADA.Ceci est justifié par le bon suivi des consignes de puissance, avec presque un même temps de réponse au démarrage .Elle maintient toujours le découplage entre la puissance active et réactive.

3.4.5.2.3. Comparaison de l'effet CHATTERING

Dans cette partie nous allons tester l'effet de CHATTERING entre la commande par mode glissant et la commande **Hybride Mode Glissant-Backstepping** proposée.

Pour ce faire, une analyse spectrale des courants statorique Is-abc et rotoriques Ir-abc sera présentée. Cette mesure a été effectuée pour 3 cycles de fonctionnement.

La figure suivante présente le spectre harmonique des courants Is-abc et Ir-abc fournis par la MADA en appliquant une vitesse du vent variable:

- **Analyse spectrale par la Commande Mode Glissant**

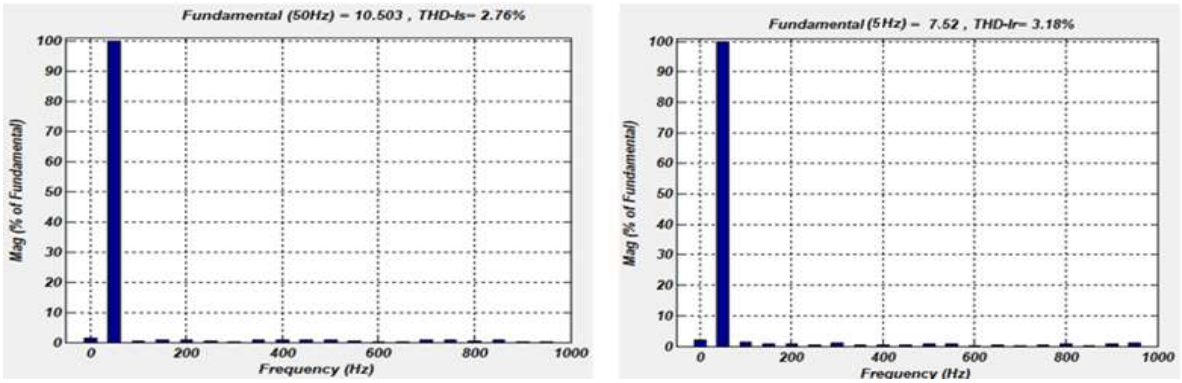


Figure 3. 16 : Analyse spectral du courant de phase Isa et Ira par la commande Mode Glissant

❖ Analyse spectrale par la Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping

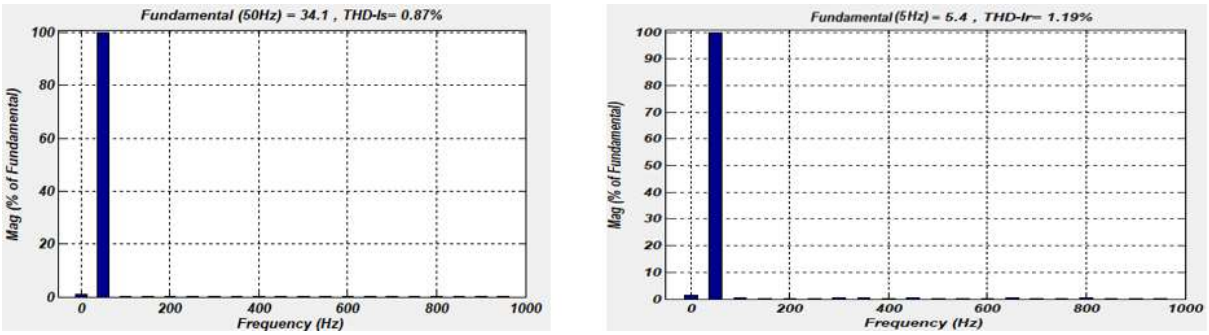


Figure 3. 17 : Analyse spectral du courant de phase Isa et Ira par la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping

D'apres la figure (3.16) ,nous pouvons remarquer que le taux de distorsion harmonique THD pour le courant rotorique d'une phase Ira est égal à 3.18% et 2.76% pour le courant statorique Isa.Ces valeurs respectent les normes [THD-I< 5%],ce qui implique une meilleure injection dans le réseau électrique.

Les résultats de la figure (3.17) montrent l'efficacité de la Hybride Mode Glissant-Backstepping proposé vis –à-vis de la réduction du phénoméne de CHATTERING ,ceci est justifié par la diminution du taux

de distorsion harmonique THD qui égale à 1.19% pour le courant rotorique et 0.87% pour le courant statorique Isa .

Ces résultats nous permettent de conclure que le contrôleur **Hybride Mode Glissant-Backstepping** est le plus efficace vis-à-vis de la réduction du phénomène de CHATTERING, et le plus robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle stratégie de commande non linéaire d'une machine à Asynchrone à double alimentation appliquée au système éolienne de 10kW a été présentée.

Le réglage de la puissance active et réactive par mode glissant, a présenté des améliorations par rapport aux régulateurs PI. Car, ils offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, avec une meilleure poursuite.

Ces performances peuvent être altérées à cause des oscillations fortes de l'organe de commande dûes au phénomène du CHATTERING. Pour réduire ce phénomène, nous avons fait appel à une nouvelle technique de commande appelée commande par **Mode Glissant - Backstepping** permettant d'améliorer les performances du système.

Plusieurs simulations et résultats comparatifs ont été présentés à la fin de ce chapitre Afin de valider l'approche proposée. Les résultats obtenus montrent la haute performance et la robustesse du contrôleur sur la présence de la variation des paramètres. Le contrôle de la puissance active et réactive donne une dynamique rapide de réponse sans dépassement avec une erreur statique presque nulle et le problème de CHATTERING est diminué grâce à cette technique de commande par rapport à la commande par mode glissant.

Chapitre 4: Implémentation de la commande Hybride sur la Carte DSPACE-1104

4.1. Introduction 95
4.2. Description du dispositif expérimental 95
4.2.1. Présentation de la partie puissance du banc d'essai 96
4.2.1.1. Machine MCC à servocommande 96
4.2.1.2. Machine Asynchrone à double alimentation MADA 96
4.2.1.3. Encodeur incrémental 97
4.2.1.4. Convertisseur de puissance 98
4.2.2. Présentation de la partie commande avec l'interface Puissance/Commande 99
4.2.2.1. Partie d'interface Puissance/Commande 99
4.2.3.1. La carte DSPACE-1104 100
4.3. Schéma synoptique du banc d'essai 105
4.4. Implémentation de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping 106
4.5. Résultats de simulation 108
4.6. Conclusion 113

4.1. Introduction

Pendant le développement théorique des commandes, on fait souvent appel à des hypothèses simplificatrices. Voilà pourquoi, les résultats de la simulation ne peuvent pas refléter tous les phénomènes physiques, car il est difficile de les modéliser. Pour une Etude rigoureuse et approfondie, la validation de ces résultats par une implémentation de la commande est une étape qui doit être prise en compte.

Dans ce chapitre, nous allons implémenter la commande proposée « **Hybride Mode Glissant-Backstepping** » présentée dans le chapitre 3 en temps réel. Ensuite nous allons discuter les différents résultats expérimentaux obtenus. Enfin, nous allons comparer les résultats pratiques avec ceux théoriques. Ces réalisations seront intégrées dans notre banc d'essai expérimental lors de sa mise en œuvre.

4.2. Description du dispositif expérimental

Le banc d'essai expérimental est réalisé au sein du laboratoire Génie Electrique et Maintenance LGEM de l'Ecole Supérieure de Technologie d'Oujda sous l'encadrement du professeur Badre Bossoufi.Le dispositif expérimental présenté dans la Figure (4.1) et (4.4) est constitué principalement des éléments suivants :

1. Un ordinateur contenant le logiciel WindSim permettant de générer un profil de vent
2. Une MCC à servocommande de 1,5Kw.
3. Une MADA de 1,5 Kw.
4. Un encodeur incrémental SE2662-5T.
5. Un convertisseur de puissance SEMIKRON.
6. Une source de tension DC.
7. Une carte d'interface Puissance/Commande.
8. Une carte de commande DSPACE DS 1104.
9. Un ordinateur avec l'interface « Control-desk » de la carte DSPACE.
10. Une charge Résistif (n'est pas montrée sur la photo)

L'objectif attribué à notre contribution expérimentale est d'examiner puis vérifier le bon fonctionnement de la commande proposée que nous allions appliquer à notre système éolien.

Notre banc d'essai va être divisé en deux parties, qui seront être détaillés dans les parties qui suivent:

- La partie puissance
- La partie commande avec l'interface Puissance/Commande

4.2.1. Présentation de la partie puissance du banc d'essai

La partie puissance composée d'une machine MCC à servocommande, une génératrice asynchrone à double alimentation MADA, un convertisseur de puissance et une charge résistif présentés dans la figure ci-dessous :



Figure 4. 1 : Partie puissance du banc d'essai

4.2.1.1. Machine MCC à servocommande

Le vent et la géométrie des pales permettent d'entraîner l'alternateur sur des éoliennes réelles.

Une MCC à servocommande : constituée de l'unité de commande numérique, d'un frein et du logiciel « WindSim »permettant de générer le profil de vent, et de simuler les mêmes conditions que sur les vraies éoliennes.

Les machines à servocommande et le logiciel WindSim permettent d'émuler fidèlement, jusqu'aux plus petits détails, la force du vent et la structure mécanique de l'éolienne.

4.2.1.2. Machine Asynchrone à double alimentation MADA

La Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) utilisée dans notre travail possède les caractéristiques présentées dans le tableau suivant :

Paramètre	Valeur
Tension Statorique Nominale	220-380 V
Courant Nominal	3.64- 6.31 A
Puissance Nominale	Pn= 1.5 Kw
Fréquence Nominale	Fn=50 Hz
Couple Nominal	Cn=30 N.m
Facteur de puissance	0.89
Nombre de pair de pôles	P=2
Vitesse nominale	1440 tr/min
Résistance statorique	Rs=0.435 Ω
Résistance rotorique	Rr=0.816 Ω
Coefficient d'inductance statorique	Ls=0.071 H
Coefficient d'inductance rotorique	Lr=0.070 H
Coefficient d'inductance mutuelle	M=0.069 H
Coefficient de frottement	f= $6.73.10^{-3}$Kg.m^2
Moment d'inertie	J= 0.3125 N.s/rad

Tableau 4.1 Caractéristique de la Machine Asynchrone à double alimentation

4.2.1.3. Encodeur incrémental

Dans notre banc d'essai, nous avons utilisé un encodeur incrémental de type SE2662-5T présentant les caractéristiques suivantes :

- 1024 impulsions
- Niveau TTL
- Vitesse : 6000 tr/min
- Moment d'inertie : 35 g/cm²



Figure 4. 2 : Encodeur incrémental SE2662-5T

4.2.1.4. Convertisseur de puissance

Le convertisseur de puissance utilisé dans notre banc d'essai est de type SKS 80F B6CI+E1CIF+B6U 55V de SEMIKRON. Ce modèle est composé d'un redresseur triphasé non contrôlé, d'une batterie de condensateurs et d'un jeu de 7 commutateurs IGBT pour alimenter les phases rotoriques de la MADA.

Les différentes caractéristiques techniques du convertisseur SKS 80F B6CI+E1CIF+B6U 55V fournies par le constructeur sont présentées dans le tableau suivant :

SKS 80F B6CI+E1CIF+B6U 55 V12



IGBT Module Stack

SEMiX 151GD12E4S

Three-phase inverter
SKS 80F B6CI+E1CIF+B6U 55 V12
Preliminary Data

Features
- Highly compact
- Easy maintenance
- Easy mounting and dismounting
- Very high Life-Time Expetancy

Typical Applications*
- Standard Industrial
- AC motor control
- UPS

No. 08642980

Footnotes
Electrical parameters to be derated for T_{amb} > 40°C

Characteristics

Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
Electrical Data						
I_{rms}	T_{amb} = 40 °C	no overload			80	A
	f_{sw} = 5 kHz	150% overload, 60s every 10min			61	A
	V_{dc} = 500 V V_{dc} = 750 V cos = 0.85	200% overload, 10s every 10min			50	A
V_{CES}					1200	V
f_{sw}	Max. switching frequency				20	kHz
V_{AC}	Output AC Voltage (load side)				500	V
V_{DC}	DC voltage applied to the capacitor bank				900	V
V_{isol}					2500	V
P_{tot}	Tamb=40°C				726	W
T_j	T_{vj} for continous operation		-40		150	°C
Capacitor Data						
C_{DC}				6		mF
C						
LTE						kHrs
	expected lifetime calculated, w/o forced air cooling					kHrs
Mechanical Data						
M_t						Nm
M_{ter}						Nm
M						Nm
Weight	approx. total weight			20.5		kg
Environmental Data						
T_{stg}			-20		40	°C
T_a			-20		55	°C
Altitude				1000		m
IP				IP20		
Pollution	EN 50178			2		
Fan Data						
Fan						
V_{FAN}	Fan voltage			24		V
f_{FAN}						Hz
I_{FAN}	Fan current			0.51		A
P_{FAN}						W
Thermal trip						°C
Current sensor						
Other compo-nents						
Options						
Tests						

Figure 4. 3 : Caractéristiques du convertisseur de puissance

4.2.2. Présentation de la partie commande avec l'interface Puissance/Commande

La partie commande est composée d'une carte d'interface puissance/commande, d'une carte de commande DSPACE-DS1104 et d'un ordinateur contenant le logiciel Control Desk 4.2 (Figure 4.4)

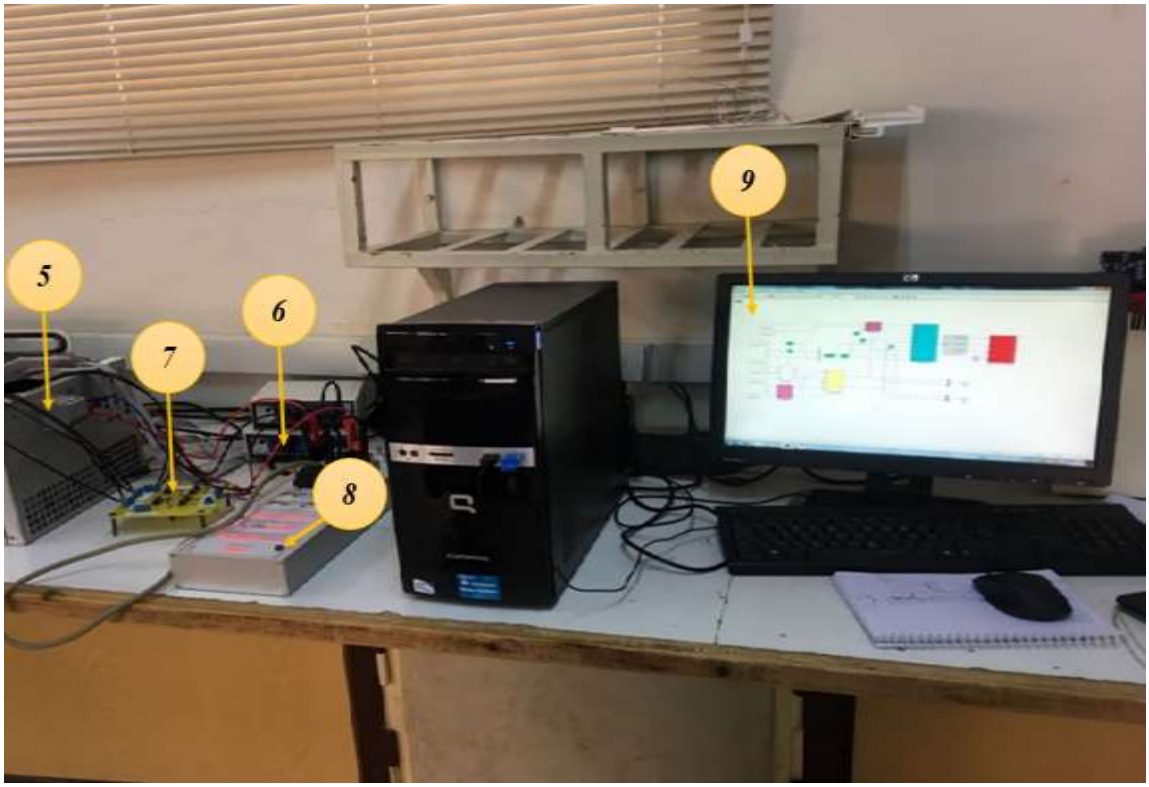


Figure 4. 4 : Partie Commande avec l'interface Puissance/Commande du banc d'essai

4.2.2.1. Partie d'interface Puissance/Commande

Les signaux de la commande des grilles des IGBT du convertisseur utilisé sur notre banc d'essai, doivent être implémentés à 15V, alors que les sorties de la phase de génération des signaux PWM de la carte DSPACE-DS1104 sont à 5V.Voilà pourquoi il était nécessaire de réaliser, une carte d'adaptation permettant de transformer les signaux de commande de la gamme [0,5V] vers une gamme [0,15V].

Cette carte a été réalisée au sein du laboratoire LGEM. Elle est basée sur des optocoupleurs TC4069UB. Cette dernière permet d'assurer la diminution au niveau des parasites entre les IGBT et la carte DSPACE, et protéger des modules IGBT de l'onduleur contre les dégâts en cas de mauvaise exploitation de ces derniers.

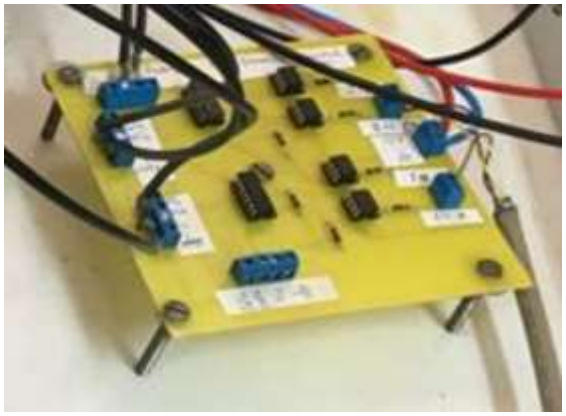


Figure 4. 5 : Carte d'interface

4.2.3.1. La carte DSPACE-1104

4.2.3.1.1. Présentation de la carte DSPACE 1104

Pour mettre en œuvre des commandes en temps réel, nous avons utilisé la carte de commande DSPACE-DS1104 afin de générer les signaux de commande de l'onduleur, ainsi que l'acquisition des signaux (tensions, courants, vitesse).

Une des meilleures caractéristiques de la DSPACE est la facilité de concevoir des applications en temps réel. Cette dernière dispose d'une interface logicielle pour la carte contrôleur basée sur MATLAB/Simulink.

La carte DSPACE fait du PC un système de développement puissant pour un prototypage rapide des lois de commandes grâce à la RTI, on peut créer des blocs simulink qui permettent de configurer graphiquement une interface des encodeurs incrémentaux, une interface de génération des signaux de commandes MLI, des entrées A/N et des sorties N/A.

Une fois le modèle Simulink est exécutée, le logiciel DSPACE convertit les blocs Simulink en un code machine exécutable sur un système à base de DSP. Ce qui réduit le temps de développement et de prototypage pour le contrôle des systèmes.

Le prototypage passe par trois étapes :

- Construction du système de commande en utilisant les blocs de Simulink
- Simulation du système pour voir les résultats dans différents scénarios.
- Exécution du modèle en temps réel à travers la carte DS1104.

4.2.3.1.2. Caractéristiques de la carte DSPACE 1104

Les caractéristiques de la carte DSPACE-1104 sont regroupées dans le tableau suivant :

Désignation	Caractéristiques
Processeur	✓ MPC8240 processeur avec le noyau PPC603e et périphériques sur puce ✓ 64-bit virgule flottante du processeur ✓ 250 MHz CPU ✓ 2 x 16 Ko de cache sur puce ✓ Pont sur-puce PCI (33 MHz)
Mémoire	✓ Mémoire globale: 32 Mo de SDRAM ✓ Mémoire Flash: 8 Mo
Minuteur	✓ 1 minuterie taux d'échantillonnage (décrémentant): 32- bit décompteur, recharge par le logiciel, une résolution de 40 ns ✓ temporisateurs à usage général: 32-bit décompteur, recharger en matériel, résolution de 80 ns ✓ 1 base de compteur de temps.
DSP Esclave	✓ DSP Texas Instruments TMS320F240 ✓ 20 MHz de fréquence d'horloge ✓ 1× 3-sortie PWM ✓ 4 x 1-phase sorties PWM ✓ 4 entrées de capture ✓ SPI (Serial Peripheral Interface). ✓ Max. 14-bit digital I / O ✓ TTL entrée / sortie pour tous les niveaux ✓ E / S numériques broches ✓ ± 13 mA de courant de sortie maximum
Interface Série	✓ 1 port série UART ✓ mode émetteur-récepteur sélectionnable: ✓ RS232/RS422/RS485 ✓ Max. baud rate RS232: 115,2 k Baud ✓ Max. RS422/RS485 baud rate: 1 M Baud
Refroidissement	✓ Le refroidissement actif par ventilateur
Alimentation	✓ +5 V ± 5%, 2,5 A ✓ +10 V ± 5%, 0,3 A ✓ -10 V ± 5%, 0,2 A
Consommation	✓ 18.5 W

Tableau 4.2 : Caractéristiques de la carte DSPACE-1104

4.2.3.1.3. Architecture de la carte DSPACE 1104

L'illustration suivante (Figure 4.6) donne un aperçu de l'architecture et les unités fonctionnelles de la DS1104.

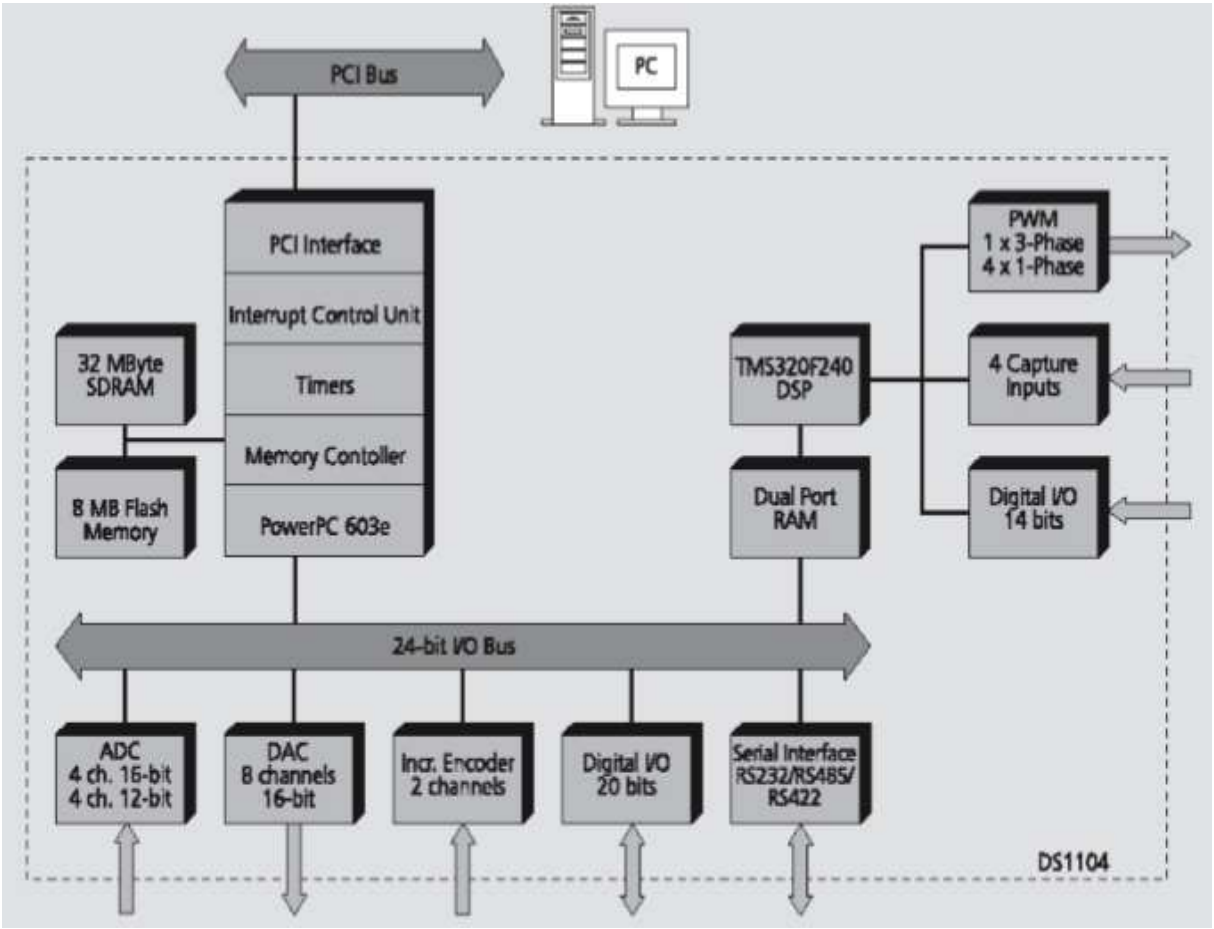


Figure 4. 6: Architecture de la carte DSPACE-1104

La carte mère DS1104 dispose des éléments suivants :

1. 8 convertisseurs analogiques numériques (CAN), 4 en 16 bits, 4 en12 bits : utilisés pour la récupération de données analogiques à partir d'un système puis leur conversion au numérique et leur affichage sur PC (ADC).
2. 8 convertisseurs numériques analogiques (CNA) de 16 bits pouvant délivrer une tension ±10V, utilisés pour la conversion de données numérique introduites à partir du PC en données analogiques, puis leur injection à un système externe (DAC).
3. Entré/sortie numérique utilisée lorsque nous avons affaire à un langage de programmation.
4. Entré/sortie du DSP esclave chargé de générer les signaux MLI pour la commande de l'onduleur.
5. Les ports séries (RS 232, RS 422 et RS 485) : utilisés pour avoir une communication série entre la dSPACE 1104 et les différents appareils électroniques (automate, appareil de mesure, etc.). Ils assurent également les deux cartes dSPACE.

6. 2 codeurs incrémentaux pour la récupération des données à partir de capteurs (Encodeur optique).

7. 20 entrées/sorties numériques (IO_0 : IO_{19}), 3 Timers (32 bits) pouvant fonctionner de manière indépendante.

4.2.3.1.4. Programmation de la carte DSPACE 1104

Dans le but d'implémenter une commande en temps réel en utilisant la carte « DSPACE DS1104» et le logiciel Matlab/Simulink, on a besoin de :

- La carte de contrôle dSPACE DS1104 (Figure 4.7)
- La licence sous forme de clé USB (Dongle) (Figure 4.8)
- La licence software (fichier Licence.dsp)
- Le fichier Keys.dsp
- Le panneau de connexion CP1104 (Figure 4.9)

Une fois la carte DS1104 installée, une bibliothèque spéciale « DS1104 Real Time Library » qui regroupe les différentes fonctions utiles pour gérer la carte DSPACE s'ajoute à la bibliothèque de MATLAB/SIMULINK. Donc, pour une implémentation d'une commande, il suffit de réaliser un schéma sur l'interface SIMULINK.

A l'aide de la commande « Build », dans « Simulation Paramètres », nous chargeons le code directement dans la dSPACE.

L'interface Control Desk (Figure 4.10) permet de visualiser et de modifier en temps réel les différentes variables du schéma Simulink. Les ports d'E/S de DS1104 sont accessibles depuis l'intérieur du navigateur de la bibliothèque Simulink.

Lorsque le modèle Simulink est conçu en temps réel, il génère un fichier (*. Sdf) qui donne accès à des variables du modèle Simulink dans le logiciel pupitre de commande.

Les signaux mesurés par les capteurs (tension, courant) sont transférés par convertisseur analogique-numérique (ADC) de dSPACE DS1104.

Le programme contenant la loi de commande proposé est développé sous Matlab - Simulink est compilé puis transféré via le logiciel "ControlDesk" vers la carte DSPACE.

Le schéma de la carte DS1104 montre que les signaux de sortie peuvent être envoyés, soit par le convertisseur (DAC) ou bien via le port PWM.

Lorsqu'on place un bloc ADC dans le programme Simulink, il faut que toutes les entrées analogiques à l'entrée du DSPACE soient multipliées par un gain de 10 afin d'avoir des signaux compris en -1V et +1V.Pour les blocs DAC il faut les diviser par gain de 10.



Figure 4. 7 : Carte DSPACE 1104



Figure 4. 8 : Dongle



Figure 4. 9 : Panneau de connexion CP1104

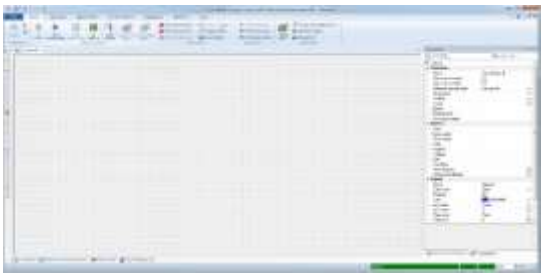


Figure 4. 10 : Interface Control Desk 4.2

4.3. Schéma synoptique du banc d'essai

Le banc d'essai utilisé dans ce travail est schématisé dans la figure (4.11) Il s'agit d'une machine asynchrone à double alimentation MADA couplée à une machine MCC à servocommande. La MADA sert à convertir la puissance mécanique en puissance électrique. Le Stator de la MADA est connecté à une charge résistif, tant dis que le rotor est connecté à la charge via un convertisseur de puissance. Cette structure avec un redresseur à diodes non commandées limite le fonctionnement de la MADA en mode hypo synchrone ou la vitesse de rotation ne doit pas dépasser la vitesse de synchronisme

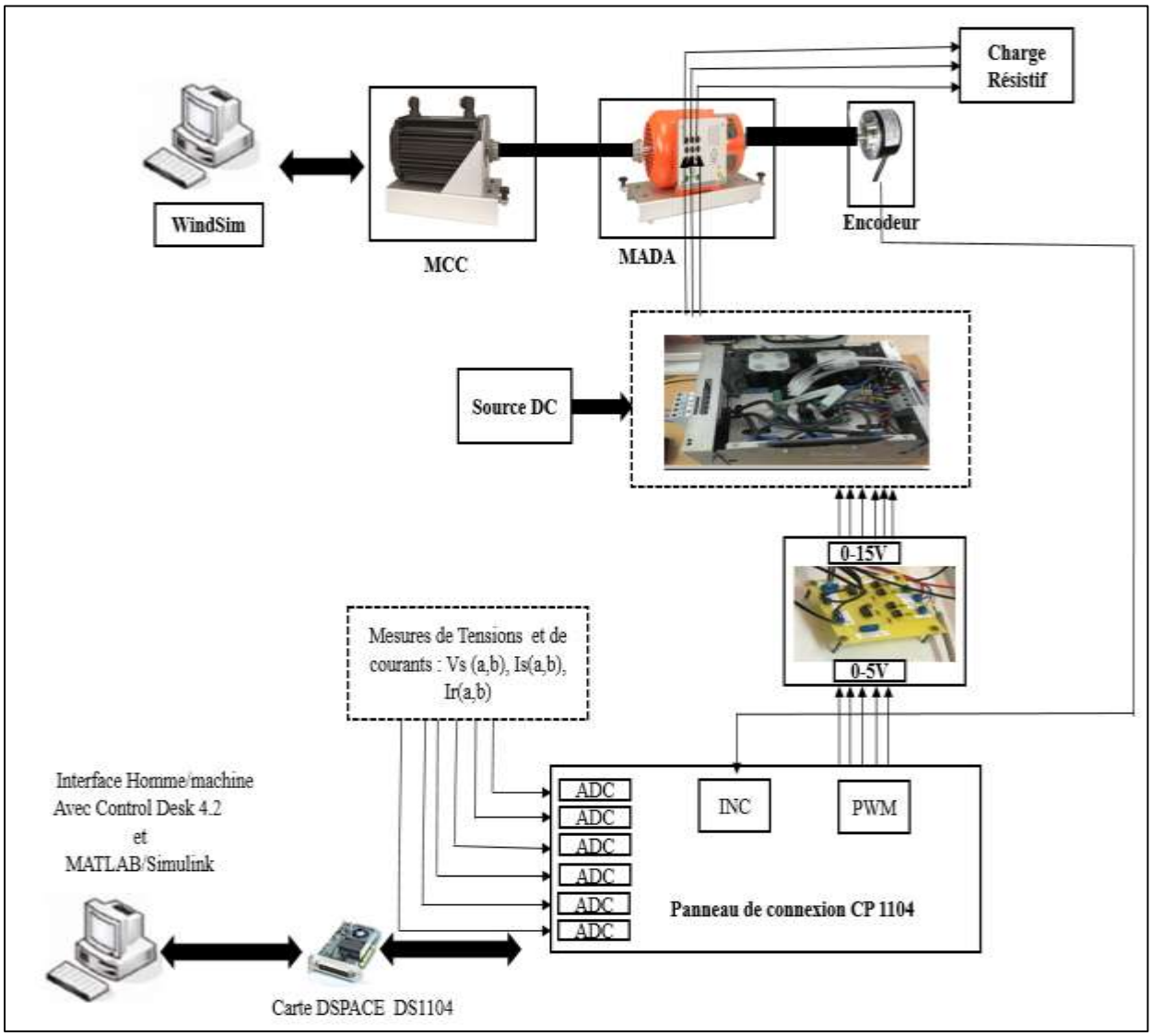


Figure 4. 11 : Schéma synoptique du banc d'essai

4.4. Implémentation de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping

Nous allons présenter dans cette section, la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping proposée, que nous avons implémentée numériquement sous l'environnement de MATLAB-Simulink ainsi que la carte temps réelle dSPACE1104.

La fréquence d'échantillonnage est de 20KHz.La figure ci-dessous présente la modèle fonctionnel de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping sous l'environnement MATLAB/Simulink :

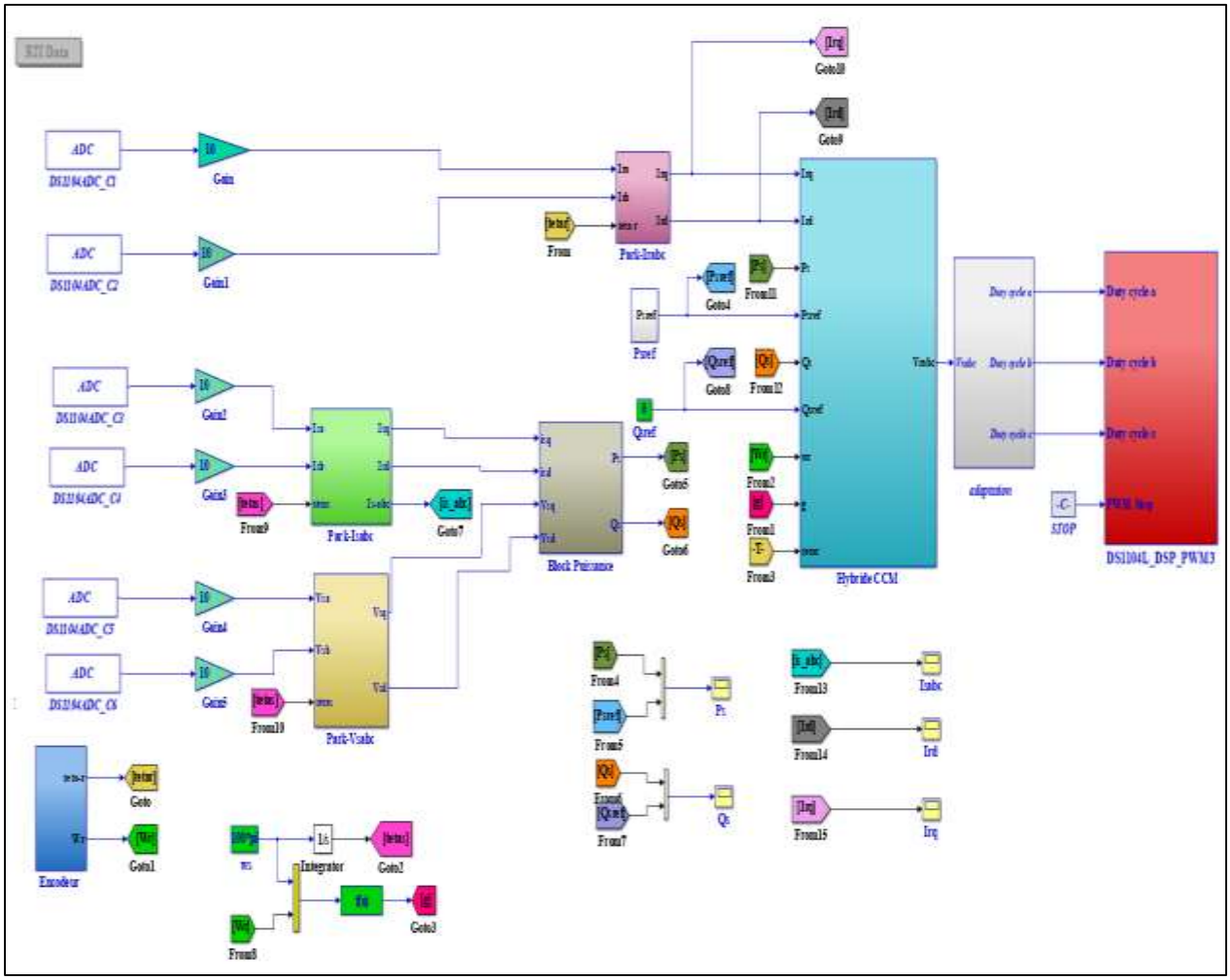


Figure 4. 12 ; Modèle fonctionnel de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping

Le modèle fonctionnel de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping est composé des blocs suivants :

- Les blocs {ADC} désignant les entrées analogiques à l'entrée du DSPACE sont multipliées par un gain de 10, afin d'avoir des signaux compris en -1V et +1V.
- Le bloc de transformation de coordonnées triphasé- biphasé contient la transformation de Park (abc-dq).
- Le bloc {Hybride CCM} présente le bloc de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping détaillée dans le chapitre 3.
- Le bloc {adaptation} : Permet d'adapter les tensions Vr au rapport cyclique (qui varie entre 0 et 1) comme le montre la figure ci-dessous :

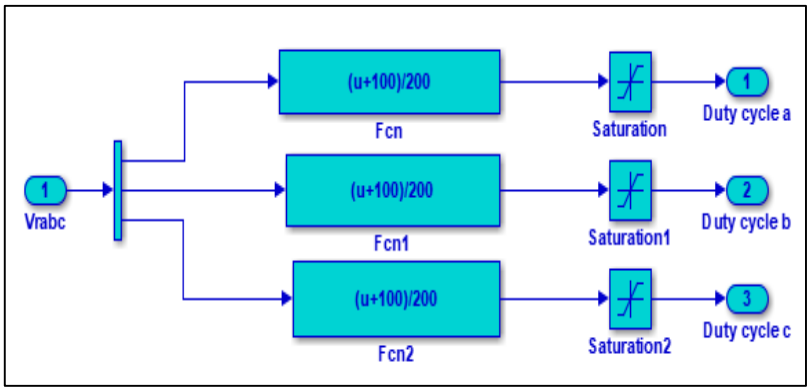


Figure 4. 13 : Bloc adaptation

- Le bloc de la Modulation de Largeur d'Impulsion connu sous le nom de {DS1104L_PMW3} est réalisé en utilisant le Toolbox RTI. Ce dernier génère trois signaux de commande Sa, Sb,Sc avec des sorties originales et inversées. En utilisant ce bloc, une interruption MLI à partir du DSP esclave au processeur principal est disponible. L'interruption peut être déclenchée presque au cours de toute la période (alignement d'interruption).
- Le bloc {Duty cycle (a, b, c)}: destinés aux signaux de la source.
- Le PWM Stop : destiné à la constante «STOP» suspend la sortie des signaux MLI générés par le bloc.
- Le bloc {puissance} pour le calcul des puissances active et réactive statoriques {Ps, Qs}.
- Le bloc {Park Is-abc} contient la transformation de Park pour les courants Is-abc ainsi que le bloc permettant de calculer la troisième composante du courant Isc.
- Le bloc {Encodeur} : le Toolbox RTI de l'environnement MATLAB/SIMULINK dispose d'un bloc DS1104ENC_POS_C1, il s'agit d'un compteur qui incrémente une variable en fonction du nombre d'impulsions et qui calcule la différence de cette

variable à chaque pas d'échantillonnage .La figure suivante présente le schéma bloc de l'encodeur sous SIMULINK :

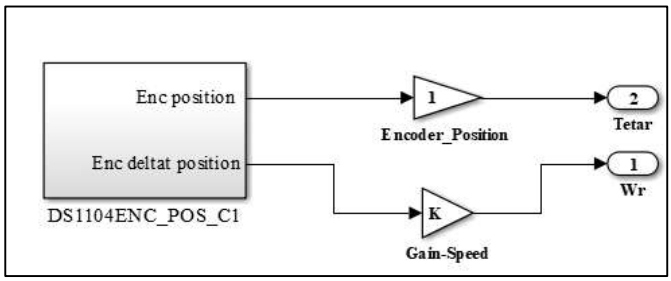


Figure 4. 14 : Schéma bloc pour la mesure de la vitesse Wr et tetar

Avec :

$K = \frac{60}{1024} * \frac{1}{T_e}\ tr/min$ et T_e : La période d'échantillonnage.

4.5. Résultats de simulation

Pour vérifier expérimentalement la performance et la robustesse de notre commande proposée « **Hybride Mode Glissant-Backstepping** » appliquée à un système éolien basé sur la MADA, nous avons appliqué un profil de vent variable plus proche de l'évolution réelle du vent.

En utilisant le logiciel « WindSim », nous avons choisi le profil du vent illustré dans la figure (4.15) :

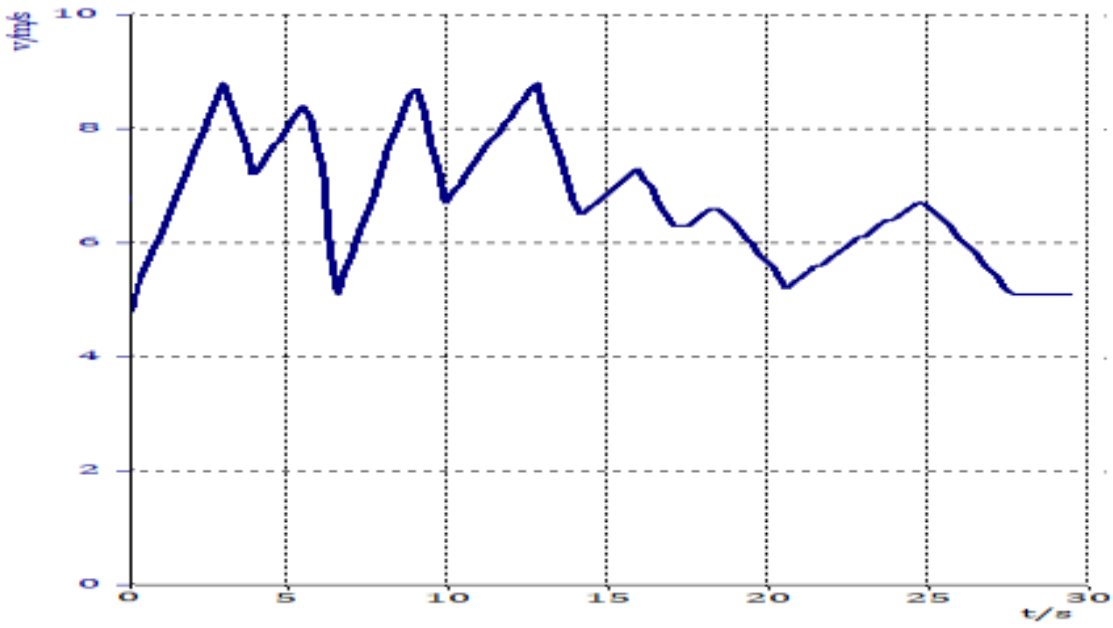


Figure 4. 15 : Profil du vent sous « WindSim »

Pendant l'essai expérimental, nous avons fixés la tension du bus continu à 700V. Les coefficients **K3** et **K4** sont tous égales à 500 (obtenus à partir de plusieurs essais).

Dans cette implémentation, nous avons pris le temps d'échantillonnage Te=10 ms et la fréquence liée à la carte DSPACE f_{dspace}= 10 kHz.

Les figures ci-dessous présentent les résultats expérimentaux obtenus lors de l'implémentation de la Hybride Mode Glissant-Backstepping .

Les figures (4.16, 4.17 et 4.18) illustrent les signaux de commande générés à partir de la carte DSPACE-1104 à la sortie du bloc de la modulation de largeur d'impulsion MLI.

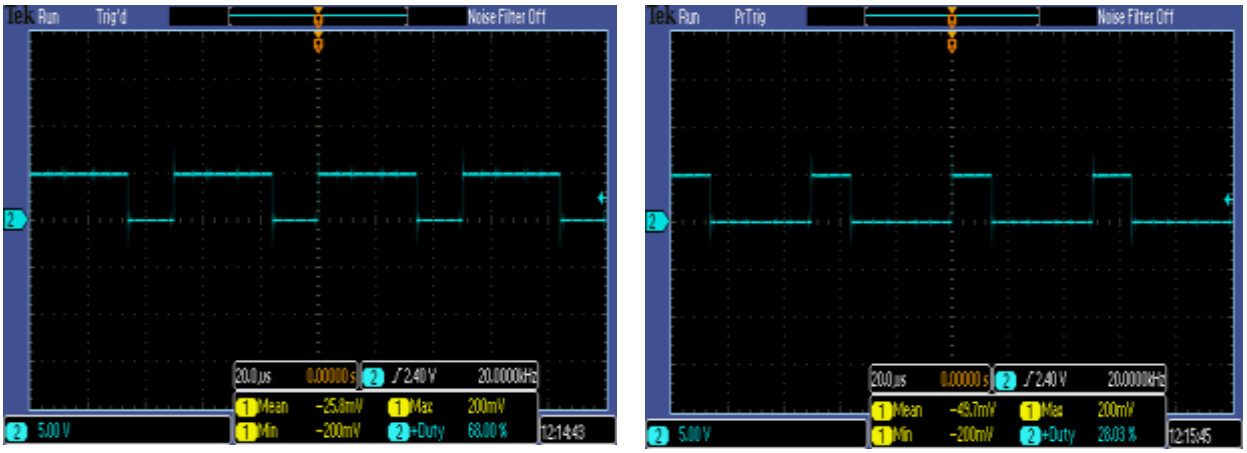


Figure 4. 16 : le signal Sa et son complément

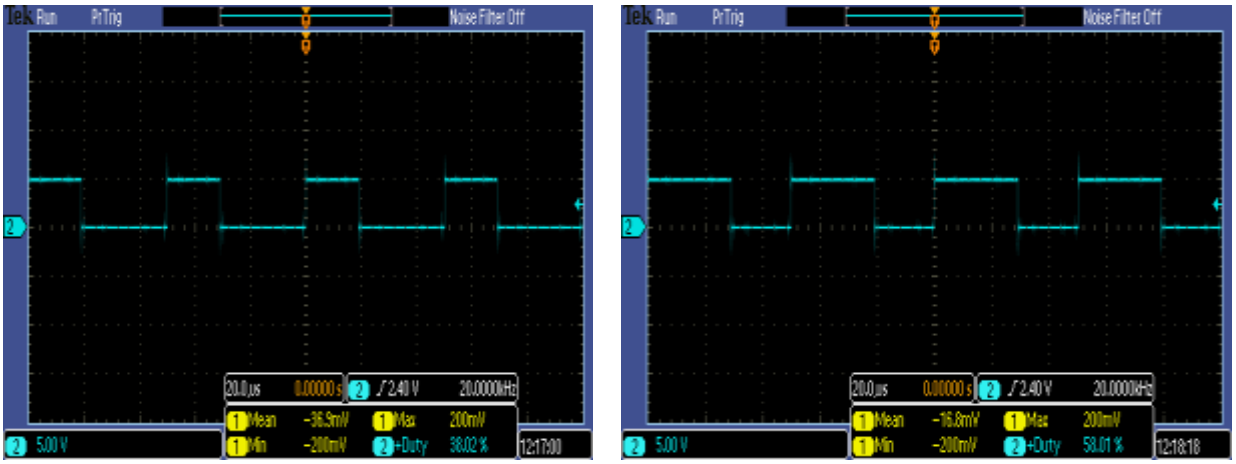


Figure 4. 17 : le signal Sb et son complément

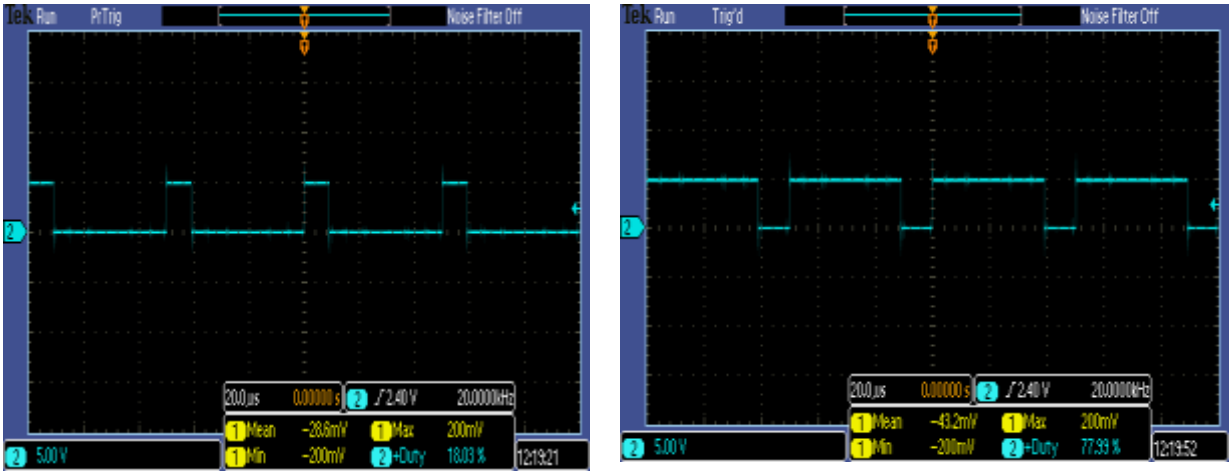


Figure 4. 18: le signal Sb et son complément

Les résultats de la commande MLI, nous ont permis de valider le modèle de notre commande proposée.

Le courant statorique Is-abc sous l'interface Control Desk est présenté dans la figure suivante :

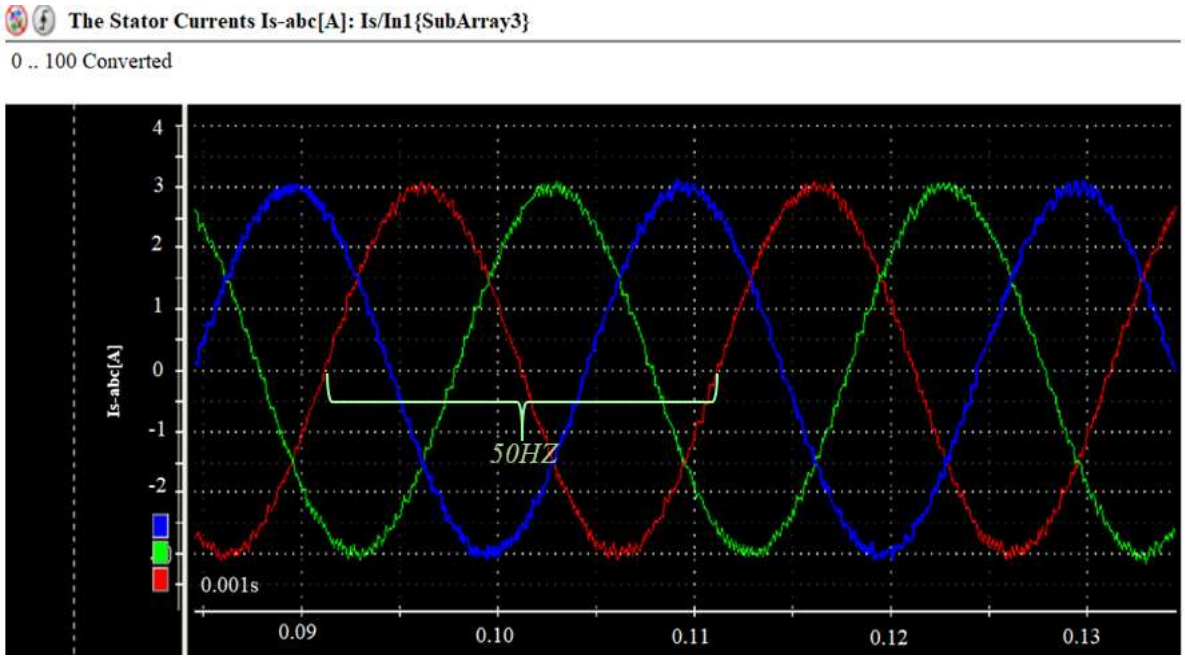


Figure 4. 19 : Le courant statorique Is-abc [A]

La figure suivante présente le courant rotorique directe sous l'interface Control-Desk :

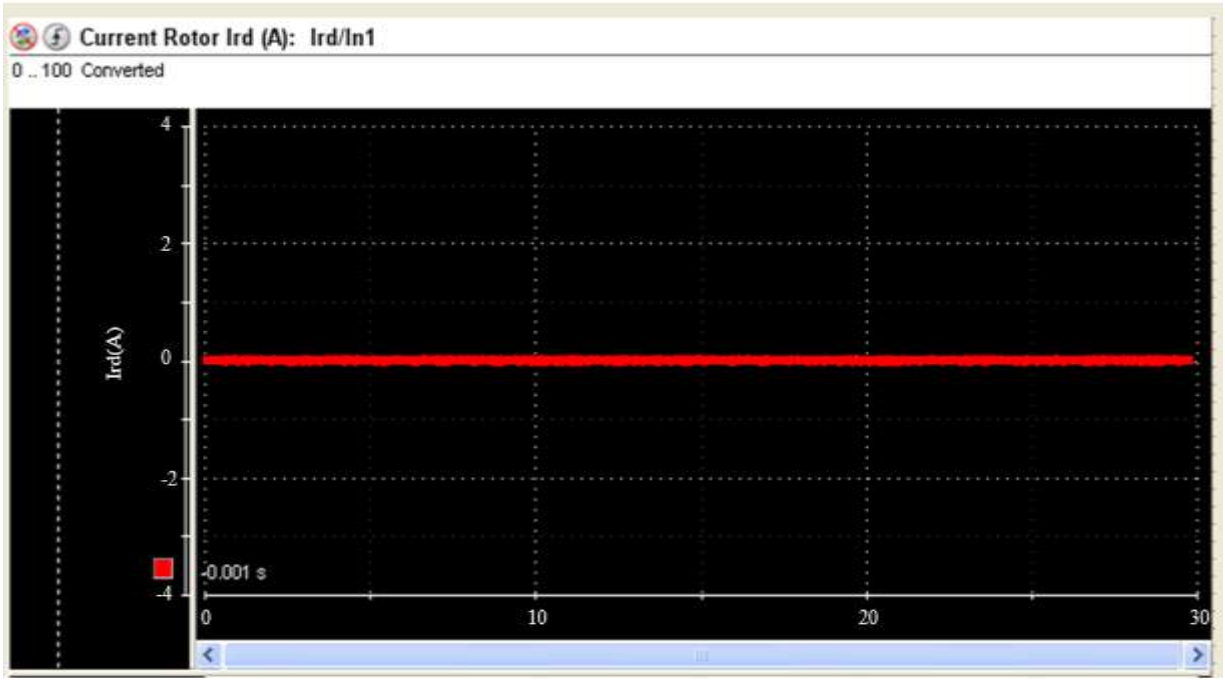


Figure 4. 20 : Le courant rotorique Ird [A]

Le courant rotorique quadratique Irq sous l'interface Control-Desk est donné par la figure ci-dessous :

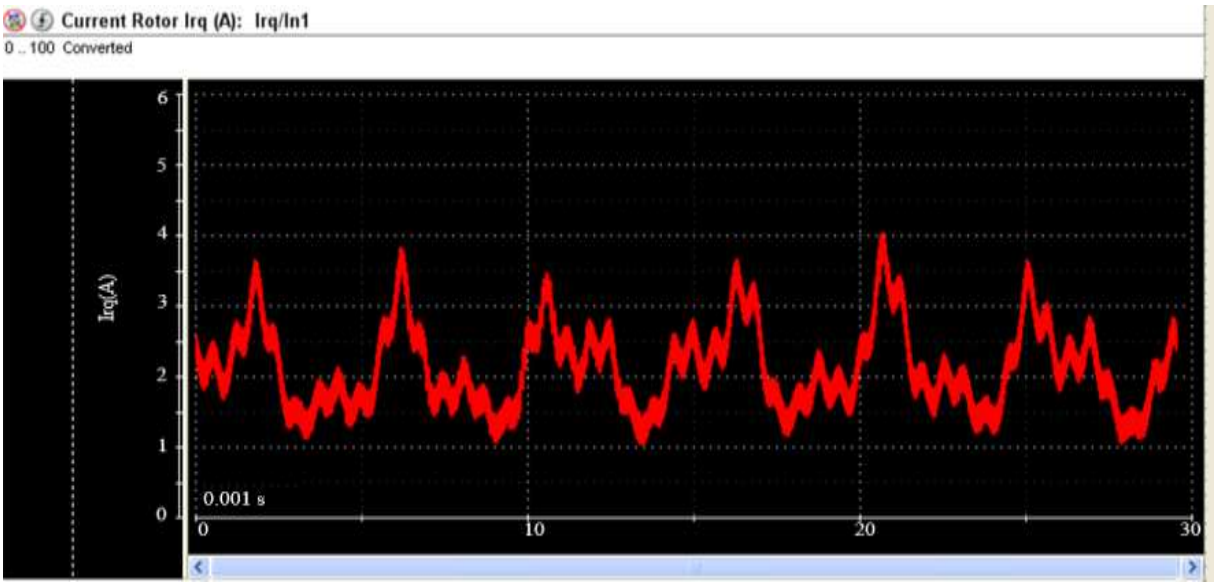


Figure 4. 21 : Le courant statorique Irq [A]

Afin de valider notre commande et la comparer avec les résultats théoriques, nous avons pris la puissance statorique de référence similaire à celle donnée dans la partie théorique, et zéro comme référence pour la puissance réactive dans le but d'avoir un facteur de puissance unitaire.

La puissance active et sa référence présentées sous l'interface Control Desk sont illustrées à travers la figure suivante :

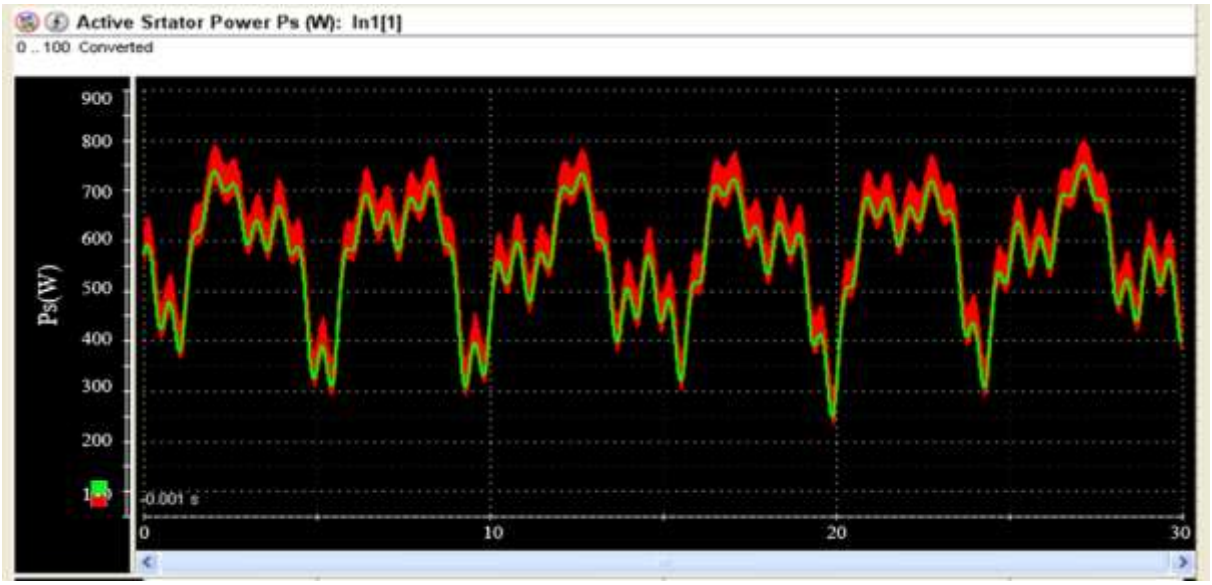


Figure 4. 22 : Puissance Active Ps [W]

La puissance réactive sous l'interface Control Desk est présentée dans la figure (4.23) :

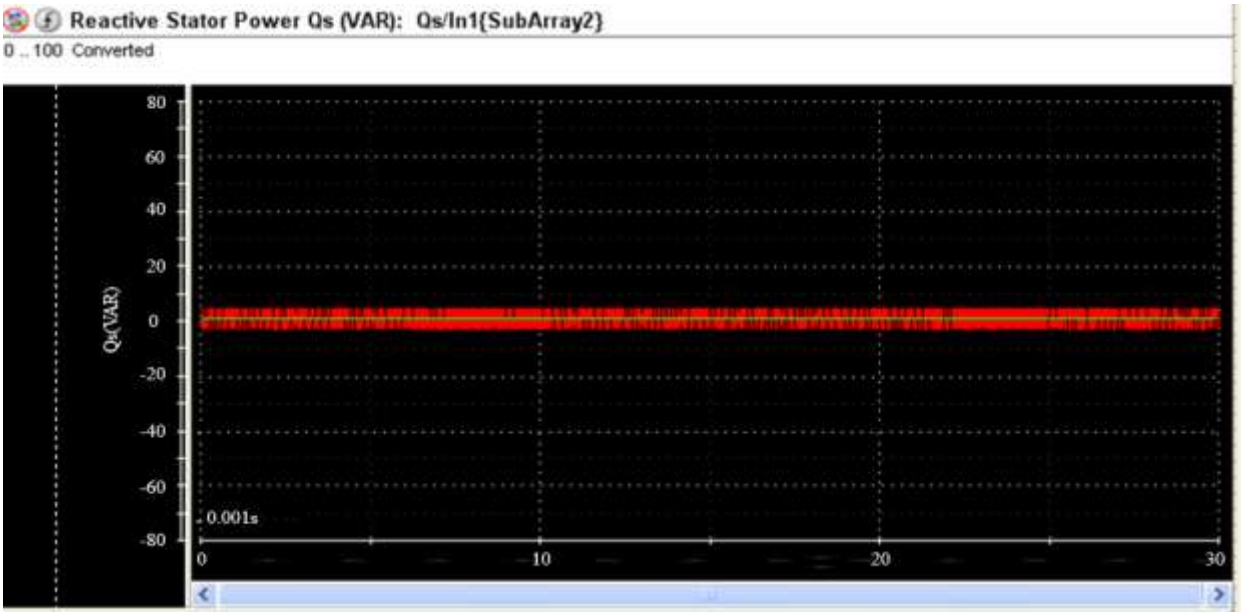


Figure 4. 23 : Puissance réactive Qs [VAR]

Les résultats expérimentaux sont très proches des résultats de simulation sur l'environnement Matlab/Simulink, ce qui montre la réussite de l'implantation de la Hybride Mode Glissant-Backstepping .

L'analyse et l'interprétation de ces résultats montrent la robustesse de notre commande proposée pour les systèmes éoliens à base de la MADA.La commande Mode-Glissant Backstepping présente comme avantages :

- Une forte robustesse.
- Une meilleure qualité des courants statoriques.
- Une indépendance des paramètres de l'algorithme de commande par rapport à la période d'échantillonnage.

Et comme inconvénients :

- L'implémentation complexe relative à la structure de la commande Mode-Glissant Backstepping.

4.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude pratique d'une chaine de conversion de l'énergie éolienne basée sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation(MADA) dont le stator est directement connecté à une charge résistif, tandis que le rotor est relie à la charge via un convertisseur de tension.

Ce travail a été consacré à la modélisation, l'implémentation et le développement d'une nouvelle technique de commande dite la commande « Hybride Mode Glissant-Backstepping » pour un système éolien à vitesse variable du vent. Les résultats d'implémentation et d'expérimentation confirment l'analyse théorique du système de contrôle.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont pour objectif d'appliquer des techniques de commande robustes pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive générées par la machine asynchrone à double alimentation (MADA) intégrée dans un système d'énergie éolienne de 10kW.

Afin d'atteindre ces objectifs, nous avons commencé par une généralité sur les systèmes d'énergies éoliennes ainsi que les différentes techniques de commande actuelles. Puis, nous avons abordé, dans le deuxième chapitre, la modélisation de la chaîne de conversion éolienne basée sur une machine asynchrone à double alimentation. Enfin nous avons appliqué la commande linéaire par orientation de flux statorique, en utilisant des régulateurs « PI ». Les résultats de simulation, nous ont conduits à dire que la MADA commandée par orientation du flux statorique constitue un point faible qui réside dans sa faible robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

Afin d'améliorer la robustesse de la commande par orientation de flux, nous avons proposé, dans la première partie du troisième chapitre, la commande à structure variable par mode glissant pour le réglage des puissances active et réactive générées par la MADA. Le point fort de cette technique de régulation est sa simplicité de la mise en œuvre et sa robustesse par rapport aux perturbations internes et externes de la machine. Cependant, le principal inconvénient de cette commande réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinue produisant le phénomène « CHATTERING» qui peut attaquer le système.

Afin de garder la robustesse de la commande par mode glissant et d'éliminer le phénomène de CHATTERING, sans dégrader les performances du système, une hybridation entre la commande par mode glissant et la commande backstepping a été proposée dans la deuxième partie de ce chapitre. Cette hybridation a donné naissance à un nouveau régulateur

appelé « Hybride Mode Glissant-Backstepping ». Plusieurs simulations et résultats comparatifs ont été présentés à la fin du chapitre pour valider l'approche proposée. Les résultats obtenus ont montré des performances très satisfaisantes et significatives d'une bonne régulation. Les comportements en termes de poursuite, de régulation et de robustesse sont nettement meilleurs à ceux observés pour les autres stratégies étudiées.

Afin d'évaluer les performances de notre commande proposée, nous avons présenté dans le quatrième chapitre, l'implémentation de la commande Hybride Mode Glissant-Backstepping dans une carte DSAPCE-DS1104, à l'aide de l'environnement « MATLAB/SIMULINK ». Les résultats obtenus sont équivalents à ceux de la simulation.

Perspectives

Les perspectives envisagées comme suite de ce travail à propos de cette thématique peuvent être résumées comme suit :

- ✓ L'installation d'une éolienne réelle au lieu d'utiliser une MCC à servocommande.
- ✓ L'utilisation des onduleurs multi-niveaux
- ✓ L'utilisation de l'intelligence artificielle comme les réseaux de neurones pour une commande robuste du GADA vis-à-vis des variations paramétriques.

Bibliographie

Bibliographie

[Avia, 1999]: Avia, F., Cruz. I. The development of the wind energy market in spain. In European Wind Conference Proceedings, Nice, pp. 477-480 ; 1999.

[Abdelli, 2007] : Abdelli. A– « Optimisation multicritère d'une chine éolienne passive », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 2007.

[Adjoudj, 2011]:Adjoudj .M «Commande d'une machine asynchrone à double alimentation» Thèse de Doctorat en Electrotechnique, université Djilali liabes, sidi bel-abbès, Algérie, 2011.

[Allam, 2017]: Allam . M « Contribution à la commande robuste du système d'énergie renouvelable», Thèse de Doctorat, Université djillali liabes de sidi-bel-abbes, Algérie ,2017.

[Anosov, 1959]: Anosov, D. V. (1959). On stability of equilibrium points of relay systems. Automatica i telemechanica (Automation and Remote Control), 2, 135-149.

[Arias Pujol, 2001]: Arias Pujol, A. (2001). Improvements in direct torque control of induction motors. Universitat Politècnica de Catalunya.

[Aubrée, 2014] :Aubrée, R. (2014). Stratégies de Commande sans Capteur et de Gestion de l'énergie Pour les aérogénérateurs de Petite Puissance (Doctoral dissertation, Nantes).

[Bandyopadhyay, 2009]: Bandyopadhyay, B., Deepak, F., & Kim, K. S. (2009). Sliding mode control using novel sliding surfaces (Vol. 392). Springer.

[Baroudi, 2007] : Baroudi, J. A., Dinavahi, V., & Knight, A. M. (2007). A review of power converter topologies for wind generators. Renewable energy, 32(14), 2369-2385.

[Bossoufi-3, 2014]: Bossoufi, B., Karim, M., Lagrioui, A., Taoussi, M., & Derouich, A. (2014). Modeling and backstepping control of DFIG generators for wide-range variable-speed wind turbines. Journal of Journal of Electrical Systems JES, 10(3), 317-330.

[Bourillon, 1999]: Bourillon. C. : Wind energy - clean power for generations. Renewable Energy, Vol. 16,pp. 948-953, 1999.

[Beaudet, 2014]:Beaudet, L. (2014). Etude expérimentale et numérique du décrochage dynamique sur une éolienne à axe vertical de forte solidité (Doctoral dissertation, Université de Poitiers).

[Bekakra-1, 2014]: Bekakra, Y., & Attous, D. B. (2014). DFIG sliding mode control fed by back-to-back PWM converter with DC-link voltage control for variable speed wind turbine. Frontiers in Energy, 8(3), 345-354.

[Bekakra, 2014]: Bekakra, Y. (2014). Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation. Thèse de Doctorat, Université Mohamed Kheider–Biskra.

[Benjamin, 2006]: Benjamin Ayach . Benjamin, Bradu. Alexandre ,Moraux Commande d'une MAS par méthode DTC cours - 2006.

[Benmansour, 2009]: Benmansour, K. (2009). Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride (Doctoral dissertation, Cergy-Pontoise).

[Blaschke, 1972]:Blaschke, F. (1972). The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines. Siemens review, 34(3), 217-220.

[Bouderbala, 2019]:Bouderbala, M., Bossoufi, B., Lagrioui, A., Taoussi, M., Aroussi, H. A., & Ihedrane, Y. (2019). Direct and indirect vector control of a doubly fed induction generator based in a wind energy conversion system. International Journal of Electrical and Computer Engineering, 9(3), 1531.

[Bouderbala, 2018]:Bouderbala, M., Bossoufi, B., Lagrioui, A., Taoussi, M., Aroussi, H. A., & Ihedrane, Y. (2018, November). Power Control of Wind Generator Using PI Regulator. In nternational Meeting on Advanced Technologies in Energy and Electrical Engineering

[Bossoufi-1, 2017] : Bossoufi, B., Ionita, S., Constantinescu, L., Arroussi, H. A., Ghamrasni, M. E., & Ihedrane, Y. (2017). Managing voltage drops: a variable speed wind turbine connected to the grid. International Journal of Automation and Control, 11(1), 15-34

[Bossoufi-2, 2015]: Bossoufi, B., Karim, M., Lagrioui, A., Taoussi, M., & Derouich, A. (2015). Observer backstepping control of DFIG-Generators for wind turbines variable-speed: FPGA-based implementation. Renewable Energy, 81, 903-917.

[Bossoufi-3, 2018]:Bossoufi, B., Taoussi, M., Ihedrane, Y., Bouderbala, M., Aroussi, H. A., & El Ghamrasni, M. Power Controllers for Wind Turbines Systems Based fn DFIG-Generators-A.

[Bossoufi-4, 2011]: Bossoufi, B., Karim, M., Ionita, S., Lagrioui, A., & Mahmoudi, H. (2011). INDIRECT SLIDING MODE CONTROL OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE: FPGA-BASED IMPLEMENTATION WITH MATLAB & SIMULINK SIMULATION. Journal of Theoretical & Applied Information Technology, 29(1).

[Bossoufi-5, 2014]:Bossoufi, B., Karim, M., Lagrioui, A., & Taoussi, M. (2014). FPGA-Based Implementation nonlinear backstepping control of a PMSM Drive. IJPEDS International Journal of Power Electronics and Drive System, 4(1), 12-23.

[Bühler, 1986]: Bühler, H. (1986). Réglage par mode de glissement. PPUR presses polytechniques.

[Burton, 2001]: Burton, T., Sharpe, D., & Jenkins, N. (2001). Handbook of wind energy. John Wiley & Sons.

[Camblong, 2003]: Camblong, H. (2003). Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable (Doctoral dissertation, Paris, ENSAM).

[Camille, 2010]: Camille,D.(2010) .L'éolien offshore en Europe: état des lieux, politiques, impacts.(Mémoire de séminaire) . Université de Lyon .

[Challenge,2018]:https://www.challenge.ma/energie-eolienne-en-afrique-le-maroc-toujours-derriere-lafrique-du-sud-92103/

[Chang, 2002]: Chang, L. (2002). Systèmes de conversion de l'énergie éolienne. IEEE Canadian review, 1-5.

[Choukchou-Braham, 2011] : Choukchou-Braham, A. (2011). contribution à la stabilisation des systemes mécaniques sous actionnés (Doctoral dissertation, PhD thesis, Université Aboubekr Belkaid Tlemcen).

[Colet, 2006] : Colet, E. F., Colet, E. F., & Fridman, L. M. (2006). Advances in variable structure and sliding mode control (Vol. 334). C. Edwards, & L. Fridman (Eds.). Berlin: Springer.

[Conilh, 2007]:Conilh, C. (2007). Commande d'une machine asynchrone dédiée à la traction des chariots de manutention électriques (Doctoral dissertation).

[Dallas, 2011]: Dallas (2011) : https://www.histoire-pour-tous.fr/inventions/2583-invention-du-moulin-a-vent.html.

[Davigny, 2007]: Davigny, A. (2007). Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie. Thèse de Doctorat. Ecole Doctorale Sciences Pour L'ingénieur, Université des Sciences et Technologie de Lille.

[Djeriri, 2015]: DJERIRI, Y., & MEROUFEL, A. (2015). Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un systéme éolien par les techniques de l'intelligence artificielle (Doctoral dissertation)

[Echavarria, 2007] :Echavarria, E., Tomiyama, T., Van Bussel, G. J. W., & Hahn, B. (2007). How Has Reliability Of Technology Developed Through Time. In Proceedings of International European Wind Energy Conference, Milan, May 2007.

[El Aimani, 2004]: El Aimani, S. (2004). Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension (Doctoral dissertation, Ecole Centrale de Lille).

[El Azzaoui, 2016]: El Azzaoui, M., Mahmoudi, H., & Ed-dahmani, C. (2016, May). Backstepping control of a Doubly Fed Induction Generator integrated to wind power system. In 2016 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT) (pp. 306-311). IEEE

[El Azzaoui-1, 2016]: El Azzaoui, M., Mahmoudi, H., Bossoufi, B., & El Ghamrasni, M. (2016, June). Comparative study of the sliding mode and backstepping control in power control of a doubly fed induction generator. In 2016 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE) (pp. 1-5). IEEE.

[Elbacha, 2011] : Elbacha Abdelhadi et Boulghasoul,Zakaria (2011),Electrotechnique Approfondie et Commande des moteurs à induction: Cours / Université Cadi Ayyad, Ecole Nationale des Sciences Appliquées. - Marrakech

[El Hammouchi , 2018] : El Hammouchi, F., El Menzhi, L., Saad, A., Ihedrane, Y., & Bossoufi, B. (2018, October). Wind Turbine Doubly-Fed Asynchronous Machine Diagnosis Defects-Part two. In 2018 IEEE 5th International Congress on Information Science and Technology (CiSt) (pp. 449-454). IEEE.

[Emelyanov,1967]:Emelyanov, S. V. (1967). Variable structure control systems. Moscow, Nouka.

[Emel'yanov, 1963]: Emel'yanov, S. V. (1963). On pecularities of variables structure control systems with discontinuous switching functions. In Doklady ANSSR (Vol. 153, pp. 776-778).

[Energy ,2002] : World Energy Outlook 2002. IEA Publications

[Info-Eolien, 2010]: http://www.info-eolien.com/historique.html

[Ley,2009]:LeyMartin,DrouinaudAxelle,Benoist,Léonie(2009):http://tpeeolienne2009.blogspot.com/

[Feurer, 1978] : Feurer, A., & Morse, A. S. (1978). Adaptive control of single-input, single-output linear systems. IEEE Transactions on Automatic Control, 23(4), 557-569.

[Fillippov, 1960] :Filippov, A. F. (1960). Differential equations with discontinuous right-hand side. Matematicheskii sbornik, 93(1), 99-128.

[Foucauld, 2010]:http://tpeeoliennefoucauld20092010.wifeo.com/1-les-eoliennes-au-cours-du temps.php

[Grauers, 1996]: Grauers, A. (1996). Efficiency of three wind energy generator systems. IEEE Transactions on Energy Conversion, 11(3), 650-657.

[Gwec, 2017] : https://gwec.net/

[Hamdi, 2013] :Hamdi, N. (2013). Amélioration des performances des aérogénérateurs : Thèse de Doctorat, Université Constantine I.

[Hashimoto, 1988]: Hashimoto, H., Yamamoto, H., Yanagisawa, S., & Harashima, F. (1988). Brushless servo motor control using variable structure approach. IEEE Transactions on industry applications, 24(1), 160-170.

[Hasse, 1969] : Hasse, K. (1969). On the dynamics of speed control of a static ac drive with a squirrel-cage induction machine. PhD, 'TH Darmstadt.

[Idjdarene, 2010]: Idjdarene, K. (2010). Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes (Doctoral dissertation, Lille 1).

[Ihedrane-1, 2017] : Yasmine, I., Chakib, B., & Badre, B. (2017). Power control of DFIG-generators for wind turbines variable-speed. International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), 8(1), 444-453.

[Ihedrane-2, 2018] : Yasmine, I., Chakib, B., & Badre, B. (2018). Improved Performance of DFIG-generators for Wind Turbines Variable-speed. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 9(4), 1875-1890.

[Ihedrane-3, 2019]: Ihedrane, Y., El Bekkali, C., Bossoufi, B., & Bouderbala, M. (2019). Control of Power of a DFIG Generator with MPPT Technique for Wind Turbines Variable Speed. In Modeling, Identification and Control Methods in Renewable Energy Systems (pp. 105-129). Springer, Singapore.

[Ihedrane-4, 2017]: Ihedrane, Y., El Bekkali, C., Bossoufi, B., (2017, December). Power Control of Wind Turbine System based on DFIG-Generator, using Sliding Mode Technique. In 2017 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC) (pp. 1-6). IEEE.

[Ihedrane-5, 2019]: Ihedrane, Y., El Bekkali, C., El Ghamrasni, M., Mensou, S., & Bossoufi, B. (june 2019). Improved wind system using non-linear power control. Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, 14(3), 1148-1158.

[Ihedrane-6, 2017]: Ihedrane, Y., El Bekkali, C., & Bossoufi, B. (2017, March). Direct and indirect field oriented control of DFIG-generators for wind turbines variable-speed. In 2017 14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD) (pp. 27-32). IEEE.

[Jakubczyk, 1980] :Jakubczyk, B., & Respondek, W. (1980). On linearization of control systems. Bull. Acad. Pol. Sci. Ser. Sci. Math, 28(9-10), 517-522.

[Jerbi, 2009] : Jerbi, L., Krichen, L., & Ouali, A. (2009). A fuzzy logic supervisor for active and reactive power control of a variable speed wind energy conversion system associated to a flywheel storage system. Electric power systems research, 79(6), 919-925.

[Kabouche, 2012]:Kabouche A ,(2012) .Architecture et efficacité énergétique des panneaux solaires: cas d'étude: simulation sous trnsys16.1d'un appartement d'une tour multifonctionnelle à Constantine,Mémoire de Magister , Université Mentouri. .

[Kendouci, 2012] : Kendouci. K.(2012). Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents : Thèse de doctorat ,Université d'Oran.

[Kokotović, 1991] : Kokotović, P. V., Kanellakopoulos, I., & Morse, A. S. (1991). Adaptive feedback linearization of nonlinear systems. In Foundations of adaptive control (pp. 309-346). Springer, Berlin, Heidelberg

[Lhomme, 2001]: Lhomme J-C. Les énergies renouvelables : histoire, état des lieux et perspectives : Ed. Delachaux et Niestlé, 2001

[Loucif, 2016]: Loucif M. (2016). Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système

aérogénérateur (Doctoral dissertation, Ph. D. thesis, Université Aboubakr Belkaid–Tlemcen–Faculté de Technologie)

[Llor, 2004]: Llor, A., Allard, B., Lin-Shi, X., & Retif, J. M. (2004, June). Comparison of DTC implementations for synchronous machines. In 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551) (Vol. 5, pp. 3581-3587). IEEE.

[Mahmoudi, 2015]: Mahmoudi, H., El Ghamrasni, M., Lagrioui, A., & Bossoufi, B. (2015). backstepping adaptive control of dfiggenerators for wind turbines variable-speed.Journal of Theoretical & Applied Information Technology, 81(2).

[Mehazzem, 2010]: Mehazzem F. (2010).Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique : Thèse de doctorat ,université Paris-Est, ESIEE. - Paris.

[Meroufel, 2009]: Meroufel A.(2009). Contrôle de la machine asynchrone : polycopie, cours / Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès.

[Mirecki, 2005]: Mirecki A. (2005) . Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance : Thèse de doctorat .Institut National Polytechnique de Toulouse. Toulouse, France.

[Muljadi, 1998]: Muljadi, E., Pierce, K., & Migliore, P. (1998, June). Control strategy for variable-speed, stall-regulated wind turbines. In Proceedings of the 1998 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No. 98CH36207) (Vol. 3, pp. 1710-1714). IEEE.

[Nabti, 2010]: Nabti K .(2010) .Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone : Thèse de doctorat . Université Mentouri - Constantine : 2010

[Ngô, 2009]: Ngô, C. (2009). Demain, l'énergie. Moteur de l'humanité. Dunod, Paris.

[Park, 1929] : Park, R. H. (1929). Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 48(3), 716-727.

[Pena, 1996]:Pena, R., Clare, J. C., & Asher, G. M. (1996). 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, 143(5), 380-387.

[Poitiers, 2003]: Poitiers F. (2003). Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : Machine asynchrone à cage autonome Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau : Thèse dedoctorat . Université de Nantes,. - Nantes, France :

[Polinder, 2006]: Polinder, H., Van der Pijl, F. F., De Vilder, G. J., & Tavner, P. J. (2006). Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines. IEEE Transactions on energy conversion, 21(3), 725-733.

[Sadough,2008]:SadoughHoda.(2008).http://www.teheran.ir/spip.php?article181#gsc .tab=0

[Salas, 2002]: Salas, R. A. (2002). Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG)

[Slotine, 1991] : Slotine, J. J. E., & Li, W. (1991). Applied nonlinear control (Vol. 199, No. 1). Englewood Cliffs, NJ: Prentice hall.

[Slotine, 1984]: Slotine, J. J. E. (1984). Sliding controller design for non-linear systems. International Journal of control, 40(2), 421-434.

[Tamaarat, 2015]: Tamaarat A.(2015).Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA : Doctorat en sciences en Electrotechnique .Université Mohamed Khider –BiskraFaculté des Sciences et de la Technologie. - Algérie .

[Tounzi, 2000]: Tounzi, A. (2000). Utilisation de l'énergie éolienne dans la production de l'électricité. Revue, 24-38.

[Tsinias, 1989] : Tsinias, J. (1989). Sufficient Lyapunov-like conditions for stabilization. Mathematics of control, Signals and Systems, 2(4), 343-357.

[Utkin, 1993] : Utkin, V. I. (1993). Sliding mode control design principles and applications to electric drives. IEEE transactions on industrial electronics, 40(1), 23-36.

[Utkin, 1977]: Utkin, V. (1977). Variable structure systems with sliding modes. IEEE Transactions on Automatic control, 22(2), 212-222.

[Utkin, 1978] : Utkin, V. I. (1978). Sliding modes and their applications in variable structure systems. Mir, Moscow.

[Yoshimura, 2008]:Yoshimura, T. (2008). Adaptive sliding mode control for a class of non-linear discrete-time systems with mismatched time-varying uncertainty. International Journal of Modelling, Identification and Control, 4(3), 250-259

Annexes

Annexe A : Paramètres des éléments

Les paramètres de la MADA, et la turbine sont regroupés dans les tableaux suivants :

Désignation des paramètres et symboles	Valeur numérique
Tension statorique nominale	230/400 V
Courant nominale	20/30 A
Puissance nominale	P_n = 10 kW
Fréquence nominale	f_n = 50 Hz
Facteur de puissance	0.89
Nombre de paires du pôle	p = 2
Vitesse nominale	1420 tr/min
Résistance statorique	R_s = 0.455 Ω
Résistance rotorique	R_r = 0.19 Ω
Coefficient d'inductance statorique	L_s = 0.07 H
Coefficient d'inductance rotorique	L_r = 0,0213 H
Coefficient d'inductance mutuelle	M = 0,034 H
Coefficient de frottement	f = 0.0016 kg.m^2
Moment d'inertie	J =0.2 N.s/rad

Tableau A. 1 : Paramètres de la MADA

Nom	Valeur numérique
Puissance nominale	P_n = 10 kW
Densité de l'aire	ρ = 1,225
Nombre de pale	3
Rayon de pale	R =3 m
Gaine de multiplicateur	G=5.4
Rendement de la conversion	η =1
Moment d'inertie	J = 0.2 kg.m^2
Coefficient de frottement visqueux	f = 0,0016 N.s/rad
Vitesse du vent de démarrage, Vd	4 m/s
Vitesse du vent nominale, Vn	11m/s
Vitesse du vent maximale, Vm	25m/s

Tableau A. 2 : Paramètres de la turbine

Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes

Type : Fixed-step Ode4**(**RungeKuttaOrdre4)	
Fixed-Step Size (fundamental sample time)	1e -3
Tasking mode for periodic sample time	Auto

Tableau A. 3 : Conditions de simulation

Annexe B : Transformation de PARK

La transformation de Park, 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, mesurant la position angulaire entre les deux référentiels est nommé angle de Park [Loucif, 2016].

La figure (B.1) illustre le principe de la transformation de Park

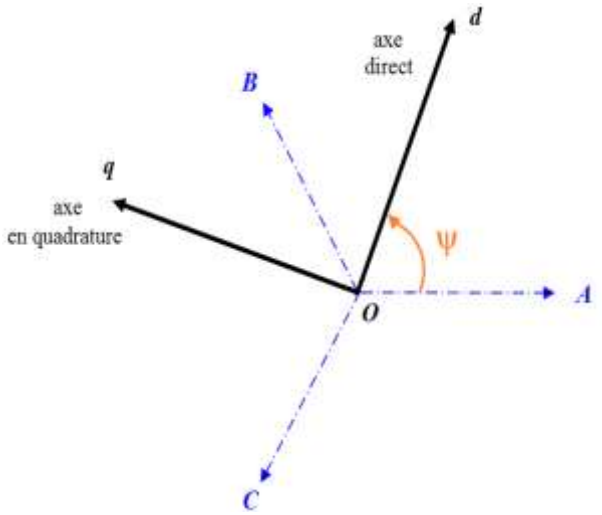


Figure B. 1 : Passage d'un système triphasé à un système diphasé

La transformation de Park initiale est définie par :

$$[X_{d,q,o}] = [P(\Psi)].[X_{A,B,C}]$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3}.\begin{bmatrix} Cos(\Psi) & \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\Psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\Psi) & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$$

La transformation inverse est alors définie de la manière suivante :

$$[X_{A,B,C}] = [P(\Psi)]^{-1}.[X_{d,q,o}]$$

Annexe B : Transformation de PARK

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Cos(\Psi) & -\sin(\Psi) & 1 \\ \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\Psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix}$$

Avec : $[P(\Psi)]$ et $[P(\Psi)]^{-1}$ représentent respectivement 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 [Loucif, 2016]. 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 :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} . \begin{bmatrix} Cos(\Psi) & \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\Psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\Psi) & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$$

Et la transformation inverse par :

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} . \begin{bmatrix} Cos(\Psi) & -\sin(\Psi) & 1 \\ \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\Psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix}$$

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 [Loucif, 2016].

$$[P(\Psi)][P(\Psi)]^T = [1]$$

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).

Annexe C : Synthèse des correcteurs PI

La commande par orientation de flux indirecte avec boucle de régulation de puissance présentée dans le chapitre 2 utilise deux correcteurs PI en cascade.Le correcteur PI de la boucle interne effectue la régulation des courants, alors que le correcteur de la boucle externe corrige l'erreur entre la puissance de référence et la puissance mesurée.

La synthèse des correcteurs est divisée en deux parties : régulation du courant et régulation de puissance.

1. Régulation du courant

La boucle du courant est donnée par la figure (C.1) :

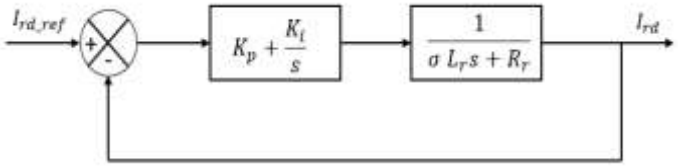


Figure C. 1 : Boucle de régulation du courant

La fonction de transfert en boucle ouverte est exprimée comme suit :

$$\mathrm{FTBO} = (\mathrm{K_p} + \frac{\mathrm{K_i}}{\mathrm{s}})(\frac{1}{\sigma \mathrm{L_r s} + \mathrm{R_r}}) \quad (C.1)$$

$$= (\frac{1 + \mathrm{sK_p/K_i}}{\mathrm{s/K_i}})(\frac{1/\mathrm{R_r}}{1 + \mathrm{s}\sigma \mathrm{L_r/R_r}}) \quad (C.2)$$

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

$$\frac{\mathrm{K_p}}{\mathrm{K_i}} = \frac{\sigma \mathrm{L_r}}{\mathrm{R_r}} \quad (C.3)$$

A partir de l'équation (C.3), la fonction de transfert en boucle ouverte FTBO devienne comme suit :

$$\mathrm{FTBO} = \frac{\mathrm{K_i}}{\mathrm{sR_r}} \quad (C.4)$$

La boucle fermée FTBF est donnée par :

$$\mathrm{FTBF} = \frac{1}{1 + \tau \mathrm{s}} \quad (C.5)$$

Avec : τ le temps de réponse du système fixé à 5ms.

Les gains des correcteurs des courants exprimés en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse sont donnés par l'équation suivante :

$$K_p = \frac{\sigma L_r}{\tau} \quad K_i = \frac{R_r}{\tau} \quad (C.6)$$

Annexe C : Synthèse des correcteurs PI

2. Régulation de la puissance

La boucle de régulation de la puissance est donnée par la figure (C.1) :

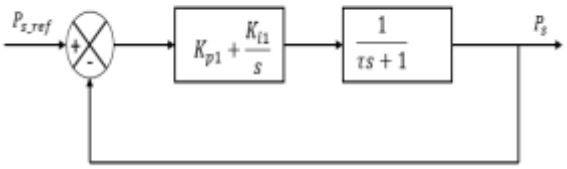


Figure C. 2 : Boucle de régulation de la puissance

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit comme suit :

$$\mathrm{FTBO} = (\mathrm{K_{p1}} + \frac{\mathrm{K_{i1}}}{\mathrm{s}})(\frac{1}{\tau \mathrm{s}+1}) \quad \text{(C.7)}$$

$$= (\frac{1+ \mathrm{sK_{p1}/K_{i1}}}{\mathrm{s/K_{i1}}})(\frac{1}{\tau \mathrm{s}+1}) \quad \text{(C.8)}$$

En adoptant l'égalité suivante :

$$\frac{\mathrm{K_{p1}}}{\mathrm{K_{i1}}} = \tau \quad \text{(C.9)}$$

Donc la fonction de transfert en boucle ouverte devienne comme suit :

$$\mathrm{FTBO} = \frac{\mathrm{K_{i1}}}{s} \quad \text{(C.10)}$$

Ce qui donne la fonction de transfert FTBF suivante :

$$\mathrm{FTBF} = \frac{\mathrm{K_{i1}}}{s+\mathrm{K_{i1}}} = \frac{1}{\tau_p s+1} \quad \text{(C.11)}$$

Avec :

$$\tau_p = \frac{1}{\mathrm{K_{i1}}}$$

τ_p : représente le temps de réponse de la boucle de puissance fixé à l'ordre de 5ms

Finalement les gains des correcteurs de puissance s'écrivent :

$$K_{p1} = \frac{R_r}{\tau_p K_{i1}} \quad \text{et} \quad K_{i1} = \frac{1}{K_{p1}} \quad \text{(C.12)}$$