



Thèse de Doctorat

Présentée par

Mr. RACHED Bouchaib

Pour obtenir le diplôme de Doctorat
En Physique et Sciences de l'Ingénieur

Spécialité :

Automatique, Électrotechnique et Électronique

Sous le thème

**CONCEPTION ET IMPLÉMENTATION DSP IN THE LOOP
DES ALGORITHMES DE COMMANDE AVANCÉE D'UN
SYSTÈME ÉNERGÉTIQUE ÉOLIEN À BASE D'UNE GADA
CONNECTÉ AU RÉSEAU**

Soutenue publiquement le 13/01/2022, devant le jury composé par :

Pr. Ahmed ERRKIK	FST Settata	Président
Pr. Mohamed KHAFALLAH	ENSEM Casablanca	Rapporteur
Pr. M'hamed GUISSER	CRMEF Casablanca-Settata	Rapporteur
Pr. Abdellfattah BA-RAZZOUK	FST Settata	Rapporteur
Pr. Abdellatif EL ASSOUDI	ENSEM Casablanca	Examineur
Pr. Mustapha ELHAROSSI	FST Settata	Co-Directeur de thèse
Pr. EL Hassane ABDELMOUNIM	FST Settata	Directeur de thèse

Remerciement

Cette thèse a été effectuée au Laboratoire «Mathématiques, Informatique et Sciences de l'Ingénieur (M.I.S.I) » de la Faculté des Sciences et Techniques de Settat (FSTS), au sein de l'équipe Analyse des Systèmes et Traitement de l'Information A.S.T.I », sous la direction de Monsieur Elhassane ABDELMOUNIM, directeur de thèse, et Monsieur Mustapha ELHAROUSSI, co-directeur de thèse, que je remercie très profondément pour leur encadrement, leurs conseils, leur implication à tous les niveaux du développement de ce travail et surtout pour leurs qualités humaines. Je tiens à leurs exprimer ma profonde reconnaissance pour leur disponibilité, leurs échanges scientifiques et leurs conseils précieux.

Je remercie Monsieur Ahmed ERRKIK, Professeur à la FST de Settat, qui m'a fait l'honneur de présider la commission d'examen de ma thèse. Qu'il trouve ici le témoignage de mon estime et ma profonde reconnaissance pour ses grandes qualités scientifiques.

Ensuite, je tiens à remercier les rapporteurs, Monsieur Mohamed KHAFALLAH, Professeur à l'ENSEM de Casablanca, Monsieur M'hamed GUISSER, Professeur au CRMEF Casablanca-Settat et Monsieur Abdellfattah BA-RAZZOUK, Professeur à la FST de Settat, pour leurs remarques et leurs suggestions expertes qui ont permis d'améliorer considérablement la qualité de ce manuscrit.

Je remercie également l'examineur, Monsieur Abdellatif EL ASSOUDI , Professeur à l'ENSEM de Casablanca de l'intérêt qu'il a porté à mes travaux et d'avoir bien voulu accepter la charge d'examineur.

Ces remerciements ne seraient pas complets sans mettre en évidence et exprimer ma gratitude à mes collègues doctorants de l'équipe « Analyse des Systèmes et Traitement de l'Information ».

J'exprime également mes remerciements à toutes les personnes qui m'ont aidé et tous ceux qui ont pris de leur temps pour relire et corriger certaines parties de ce manuscrit.

Enfin un remerciement particulier à ma femme, mes parents et toute ma famille pour leur soutien tout au long de ma thèse.

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif d'apporter une contribution aux méthodes de commande et d'observation d'un Système de Conversion de l'Énergie Éolienne (SCEE) à base d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA) pour optimiser son fonctionnement en tenant compte du comportement de l'éolienne dans son ensemble et en mettant l'accent sur l'implémentation de ces lois de commande dans un DSP en cosimulation en temps réel.

À travers ce rapport, nous allons proposer une plateforme pour l'étude, la conception et la validation des différentes lois de commande robustes élaborées dans cette thèse. Les concepts théoriques de chaque type de commande seront présentés et leurs algorithmes correspondants seront vérifiés sur cette plateforme puis implémentés et validés dans le calculateur numérique (DSP) en utilisant une plateforme de cosimulation (Simulink/DSP).

Tout d'abord, nous montrerons comment la commande à structure variable (mode glissant), la commande par backstepping, la commande par la logique floue et la commande par combinaison de ces différentes approches peuvent être appliquées pour le contrôle de la puissance active et réactive produites par la GADA dans un SCEE afin d'assurer le suivi des points de fonctionnement à puissance maximale (MPPT) et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique fournie au réseau.

Par la suite, pour apporter quelques optimisations aux commandes avancées développées, diminuer l'encombrement et le coût et augmenter la fiabilité du système éolien raccordé au réseau électrique, nous allons concevoir des observateurs à base du filtre de Kalman étendu, l'observateur grand gain classique, l'observateur adaptatif MRAS et l'observateur par mode glissant. Pour résoudre le problème résultant de certains observateurs qui est l'effet déstabilisant du phénomène de pic, nous proposerons un nouveau type d'observateurs à grand gain ; à savoir l'observateur à grand gain dynamique flou. Cette contribution nous permettra de résoudre le compromis entre la rapidité de convergence et la robustesse vis-à-vis des bruits de mesure.

Les algorithmes de contrôle que nous allons élaborer seront mis en œuvre et validés sur notre plateforme de cosimulation, Hardware In the Loop (HIL), basée sur le matériel EZDSP TMS320F28335 et l'environnement Matlab/Simulink où le modèle du SCEE basé sur la GADA dans Simulink interagit avec les lois de contrôle implémentées sur le DSP.

Mots-clefs : SCEE ; GADA ; MPPT ; DSP ; HIL ; backstepping ; mode glissant ; logique floue ; filtre de Kalman étendu ; MRAS ; observateur grand gain ; observateur à grand gain dynamique flou.

Abstract

The objective of the work presented in this thesis is to contribute to the control and observation methods for a Wind Energy Conversion System (WECS) based on a Doubly Fed Induction Generator (DFIG) to optimize its operation by taking into account the behaviour of the wind turbine as a whole, with a focus on the implementation of these control laws in a real-time DSP.

Through this report, we will propose a platform for the study, design and validation of the different robust control laws developed in this thesis. The theoretical concepts of each type of control will be presented and their corresponding algorithms will be verified on this platform and then implemented and validated in the digital calculator (DSP) using a co-simulation platform (Simulink/DSP).

Firstly, we will show how variable structure control (sliding mode), backstepping control, fuzzy logic control and combination control of these different approaches can be applied to the control of active and reactive power produced by the DFIG in a wind energy conversion system using control strategies for maximum power point tracking (MPPT) as well as the possibility of improving the power quality supplied to the grid.

Subsequently, to bring some optimizations to the developed advanced controls, to decrease the size and the cost and to increase the reliability of the wind power system connected to the power grid, we will design observers based on the extended Kalman filter, the classical high gain observer, the adaptive MRAS observer and the sliding mode observer. To solve the problem resulting from some observers which is the destabilizing effect of the peak phenomenon, we will propose a new type of high-gain observers ; namely the fuzzy dynamic high gain observer. This contribution will allow us to solve the trade-off between speed of convergence and robustness to measurement noise.

The control algorithms will be implemented and validated on our co-simulation platform, Hardware In the Loop (HIL), based on the EZDSP TMS320F28335 hardware and the Matlab/Simulink environment where the DFIG-based WECS model in Simulink interacts with the control laws implemented on the DSP.

Keywords: WECS; DFIG; MPPT; DSP; HIL; Backstepping; Sliding mode; Fuzzy logic; Extended Kalman filter; MRAS; High gain observer; Fuzzy dynamic high gain observer.

Sommaire

Remerciement	I
Résumé	II
Abstract.....	III
Sommaire	IV
Liste des figures	VIII
Liste des tableaux	XI
Liste des symboles et abréviations	XII
Liste des annexes	XV
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
CHAPITRE 1 : GÉNÉRALITÉS SUR LES SYSTÈMES DE PRODUCTION D'ÉNERGIE ÉOLIENNE.....	6
1. Introduction.....	7
2. Généralités sur l'énergie éolienne	7
2.1. Historique de l'énergie éolienne.....	7
2.2. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne.....	9
2.2.1. Avantages	9
2.2.2. Inconvénients	10
2.3. Classification des éoliennes.....	10
2.3.1. Selon la puissance générée	10
2.3.2. Selon l'orientation de l'axe	10
2.4. Caractéristiques technologiques des éoliennes à axe horizontal.....	13
3. Stratégies de fonctionnement d'une éolienne.....	15
3.1. Interaction entre le vent et la turbine	15
3.2. Surveillance et limitation de puissances	17
3.2.1. Le dispositif à pas fixe « Stall control »	17
3.2.2. Le dispositif à pas variable « Pitch Control ».....	18
3.2.3. Les régions d'exploitation d'un système éolien	19
4. État de l'art sur la conversion électromécanique.....	20
4.1. Les éoliennes à vitesse fixe	20
4.2. Les éoliennes à vitesse variable	22
4.2.1. Génératrice synchrone couplée au réseau	22
4.2.2. Machine asynchrone connectée au réseau	23
4.2.3. Génératrice asynchrone à double alimentation GADA.....	24
4.2.3.1. Structure du SCEE basé sur la GADA.....	24
4.2.3.2. Description du Fonctionnement de la MADA.....	25
4.2.3.3. Avantages et inconvénients.....	27
5. Configurations de l'association MADA/Convertisseur de puissance.....	28
5.1. Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée	28
5.2. Structure de Kramer.....	28
5.3. Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur	29
5.4. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI	30
6. État de l'art sur les stratégies de commande des Systèmes de conversion d'énergie éolienne.....	30
6.1. Contrôle de l'angle de calage « pitch control »	31
6.2. Poursuite du point maximal de puissance (MPPT)	32

6.3. Contrôle de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA.....	33
7. Conclusion	34
CHAPITRE 2 : MODÉLISATION DE LA CHAÎNE DE CONVERSION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE A BASE DE LA GADA ET LES STRATÉGIES MPPT.....	36
1. Introduction.....	37
2. Modélisation du SCEE.....	38
2.1. Modèle aérodynamique.....	38
2.2. Modélisation de la partie mécanique	40
2.3. Modélisation de la génératrice asynchrone à double alimentation.....	42
2.3.1. Modèle de la GADA dans le repère triphasé.....	43
2.3.2. La transformation triphasée — biphasée de la GADA.....	44
2.3.3. Commande vectorielle de la GADA	48
2.3.3.1. Commande vectorielle à flux statorique orienté	48
2.3.3.2. Commande vectorielle à flux rotorique orienté	51
2.4. Modélisation de l'interface d'électronique de puissance.....	52
2.4.1. Convertisseur côté machine (CCM).....	53
2.4.2. Modélisation du bus continu.....	55
2.4.3. Convertisseur côté réseau (CCR) et filtre RL	56
2.4.4. Modulation de largeur d'impulsions (M.L.I)	57
2.5. Validation du modèle du SCEE à base de la GADA.....	59
3. Structures des commandes MPPT des éoliennes	60
3.1. MPPT avec la connaissance de la courbe caractéristique de la turbine éolienne.....	61
3.1.1. MPPT par la méthode de rapport optimal spécifique des vitesses λ (TSR).....	61
3.1.2. La commande en puissance PSF (Power Signal Feedback)	62
3.1.3. La commande en couple.....	62
3.2. MPPT sans la connaissance de la courbe caractéristique de la turbine éolienne.....	63
3.2.1. MPPT par la méthode de perturbation et observation (P&O)	63
3.2.2. MPPT par la méthode "Hill Climbing Searching" (HCS).....	64
4. Conclusion	66
CHAPITRE 3 : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE ET CONTROLERS LINEARES DU SCEE CONNECTÉ AU RÉSEAU ÉLECTRIQUE	67
1. Introduction.....	68
2. Notions fondamentales de la logique floue	68
3. Commande du SCEE à base de la GADA	70
3.1. Poursuite du point maximum de puissance MPPT.....	71
3.1.1. Synthèse des correcteurs PI.....	71
3.1.2. Synthèse des correcteurs RST	73
3.1.3. Synthèse des correcteurs par la Logique floue (LF)	74
3.2. Angle de calage (Pitch angle).....	75
3.2.1. Contrôle de l'angle de calage basé sur le contrôleur PI.....	75
3.2.2. Contrôle de l'angle de calage basé sur un contrôleur par la logique floue	76
3.3. Convertisseur côté machine (CCM).....	76
3.3.1. Synthèse des correcteurs PI.....	77
3.3.2. Synthèse des correcteurs RST	79
3.3.3. Synthèse des correcteurs par la Logique floue (LF)	79

3.4. Convertisseur côté réseau (CCR).....	81
3.4.1. Synthèse des correcteurs PI.....	82
3.4.2. Synthèse des correcteurs RST.....	83
3.4.3. Synthèse des correcteurs par la Logique floue (LF).....	84
3.5. Contrôle du Bus continu.....	84
3.5.2. Synthèse des correcteurs PI.....	84
3.5.2. Synthèse des correcteurs par la Logique floue (LF).....	86
4. Résultats de validation.....	87
5. Conclusion.....	94
CHAPITRE 4 : SYNTHÈSE ET IMPLÉMENTATION SUR DSP DES LOIS DE COMMANDE NON-LINÉAIRES POUR LE CONTRÔLE DU SCEE	96
1. Introduction.....	97
2. Commande par mode glissant d'ordre supérieur.....	98
2.1. Poursuite du point de puissance maximale (MPPT) du système éolien proposé.....	99
2.2. Contrôle du convertisseur côté machine (CCM).....	100
2.3. Contrôle du convertisseur coté réseau CCR.....	101
3. Commande par Backstepping.....	102
3.1. Poursuite du point de puissance maximale (MPPT) du système éolien proposé.....	103
3.2. Contrôle du convertisseur côté rotor.....	103
3.3. Contrôle du convertisseur coté réseau.....	105
3.4. Contrôle de la tension du bus DC.....	107
4. Commande hybride basée sur le backstepping-mode glissant.....	108
4.1. Poursuite du point de puissance maximale (MPPT) du système éolien proposé.....	108
4.2. Contrôle du convertisseur côté rotor.....	108
4.3. Contrôle du convertisseur coté réseau.....	109
5. Implémentation de l'algorithme de commande sur DSP.....	110
5.1. Présentation.....	110
5.2. Structure d'un contrôle en temps réel par eZdsp F28335 supporté par Simulink.....	111
5.2.1. Code composer studio « CCS ».....	112
5.2.2. La Carte eZdsp TMS F28335.....	113
5.3. Hardware-in-the-Loop (HIL).....	114
6. Résultats d'implémentation.....	116
6.1. Commande par modes glissants d'ordre supérieur (CMGOS).....	117
6.2. Commande par la méthode backstepping.....	120
6.3. Commande backstepping associée au réglage par mode glissant.....	123
7. Conclusion.....	125
CHAPITRE 5 : SYNTHÈSE ET IMPLÉMENTATION SUR DSP DES LOIS DE COMMANDE AVANCÉE À BASE d'OBSERVATEURS DU SCEE	127
1. Introduction.....	128
2. L'observabilité et les observateurs des systèmes non linéaires.....	129
2.1. État de l'art.....	129
2.2. Observabilité.....	130
3. Observateurs pour le système de conversion d'énergie éolienne à base de la GADA.....	132
3.1. Étude de l'observabilité du système.....	132
3.2. Observation de la vitesse du rotor et du couple mécanique.....	135

3.2.1. Observateur grand gain pour le couple mécanique.....	135
3.2.2. Observateur de KALMAN étendu pour le couple mécanique.....	138
3.2.3. Observateur par mode glissant d'ordre supérieur pour le couple mécanique	138
3.2.4. Estimation de la vitesse rotorique par une nouvelle structure du Modèle adaptatif de référence (MRAS : Model Reference Adaptive System).....	139
4. Synthèse d'un observateur à grand gain dynamique flou.....	141
4.1. Synthèse d'un observateur à grand gain dynamique	141
4.2. Synthèse d'un observateur à grand gain dynamique flou (DFHGO).....	145
4.3. Estimation du flux rotorique de la GADA	149
4.4. Identification en ligne de la constante de temps rotorique.....	151
4.5. Observation de perte de puissance dans le convertisseur et le filtre RLC.....	153
5. Implémentation des algorithmes de commande sur DSP.....	154
6. Conclusion	161
CONCLUSION GENERALES & PERSPECTIVES	163
Publications de l'auteur	164
Bibliographie	170
ANNEXES.....	178

Liste des figures

Figure 0.1. Part estimée de l'énergie renouvelable dans la production électrique mondiale, fin 2018.....	2
Figure 0.2. Capacité totale de production d'énergie éolienne dans le monde entre 2008 et 2018.....	3
Figure 1.1. Schéma fonctionnel du système de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique.....	7
Figure 1.2. Principe du rotor de Darrieus.....	11
Figure 1.3. Principe du rotor de Savonius.....	12
Figure 1.4. Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes.....	13
Figure 1.5. Principaux constituants des éoliennes à axe horizontal.....	14
Figure 1.6. Schéma interne d'un aérogénérateur à axe horizontal.....	14
Figure 1.7. Bilan des forces sur une pale.....	16
Figure 1.8. Effet de la force de portance sur une pale d'éolienne.....	16
Figure 1.9. Flux d'air sur un profil de pale " stall ".....	18
Figure 1.10. Variation de l'angle de calage d'une pale.....	18
Figure 1.11. Différentes phases de fonctionnement d'une turbine.....	19
Figure 1.12. Connexion directe d'une machine asynchrone à cage sur réseau.....	20
Figure 1.13. Caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone.....	21
Figure 1.14. Connexion directe d'une machine synchrone au réseau.....	22
Figure 1.15. Machine asynchrone connectée au réseau électrique.....	24
Figure 1.16. Topologie de raccordement au réseau utilisant une MADA.....	24
Figure 1.17. Écoulement de puissance dans une structure MADA.....	26
Figure 1.18. Écoulement de puissance dans une structure GADA.....	26
Figure 1.19. MADA avec contrôle de glissement par l'énergie dissipée.....	28
Figure 1.20. Structure de Kramer.....	28
Figure 1.21. Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....	29
Figure 1.22. Principe de fonctionnement du cycloconvertisseur.....	30
Figure 1.23. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	30
Figure 2.1. Système de conversion d'énergie éolienne à base d'une GADA.....	37
Figure 2.2. Tube de courant autour d'une éolienne.....	38
Figure 2.3. Limites du coefficient de puissance pour différentes technologies d'éoliennes.....	39
Figure 2.4. Coefficient de puissance C_p en fonction de la vitesse réduite λ pour différentes valeurs de β	40
Figure 2.5. Couplage mécanique (turbine, multiplicateur, génératrice).....	41
Figure 2.6. Schéma bloc d'une turbine éolienne.....	42
Figure 2.7. Disposition des axes statoriques et rotoriques dans l'espace électrique.....	43
Figure 2.8. Passage d'un système triphasé à un système biphasé (transformation de Park).....	45
Figure 2.9. Repères de référence : Statorique $S \alpha _ S\beta$, rotorique $R \alpha _ R\beta$ et tournant d-q.....	45
Figure 2.10. Principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté.....	49
Figure 2.11. Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	51
Figure 2.12. Domaine d'application des composants de puissance.....	52
Figure 2.13. Structure de l'interface d'électronique de puissance du SCEE basé sur la GADA.....	53
Figure 2.14. Convertisseur côté machine (CCM).....	54
Figure 2.15. Schéma du bus continu.....	55
Figure 2.16. Modèle du bus continu.....	56
Figure 2.17. Schéma simplifié de la connexion du CCR au réseau.....	56
Figure 2.18. Principe de la commande MLI.....	58
Figure 2.19. Exemple de génération de signal modulé par la MLI.....	58
Figure 2.20. Modèle du système de conversion de l'énergie éolienne (SCEE) sous l'environnement Matlab/Simulink.....	60
Figure 2.21. Évolution de la vitesse du rotor basé sur un régulateur PI.....	60
Figure 2.22. Évolutions des puissances active et réactive au stator basé sur un régulateur PI.....	60
Figure 2.23. Schéma bloc de la commande TSR.....	61
Figure 2.24. Schéma bloc de la commande PSF.....	62
Figure 2.25. Schéma bloc de la commande en couple optimal.....	62
Figure 2.26. Algorithme de la méthode de perturbation et d'observation (P&O).....	63
Figure 2.27. Schéma de la méthode Hill Climbing Searching.....	64
Figure 2.28. Recherche du MPP par la méthode Hill Climbing Searching en présence d'un vent constant.....	65
Figure 2.29. Recherche du MPP par la méthode Hill Climbing Searching en présence d'un vent à vitesse variable.....	65
Figure 3.1. Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.....	69
Figure 3.2. Fonction d'appartenance des variables d'entrée sortie.....	70
Figure 3.3. Schéma synoptique des blocs de contrôle du SCEE basé sur la GADA.....	71
Figure 3.4. Schéma bloc du contrôleur PI appliqué au MPPT.....	72
Figure 3.5. Schéma simplifié du MPPT basé sur le contrôleur PI.....	72
Figure 3.6. Diagramme du MPPT basé sur le contrôleur RST.....	74
Figure 3.7. Stratégie MPPT combinant P&O et RLF.....	74
Figure 3.8. Fonction d'appartenance des variables d'entrée/Sortie.....	75
Figure 3.9. Contrôle de l'angle de tangage à l'aide d'un contrôleur PI.....	76

Figure 3.10. Commande de l'angle de calage à l'aide du RLF.....	76
Figure 3.11. Modèle du bloc de contrôle du CCM de la GADA.....	77
Figure 3.12. Conception de la commande PI pour le CCM.....	77
Figure 3.13. Structure typique du contrôleur PI.....	78
Figure 3.14. Structure du contrôle par logique floue proposé pour le CCM.....	80
Figure 3.15. Schéma de conception du contrôleur par logique floue.....	80
Figure 3.16. Fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle flou.....	81
Figure 3.17. Schéma de principe de la commande du convertisseur CCR avec filtre RL.....	82
Figure 3.18. Bloc du contrôle PI proposé appliqué au CCR du SCEE basé sur la GADA.....	83
Figure 3.19. Schéma bloc d'un système régulé par un RST.....	83
Figure 3.20. Bloc du contrôle RST proposé appliqué au CCR du SCEE basé sur la GADA.....	83
Figure 3.21. Bloc du contrôle par la logique floue proposé appliqué au CCR du SCEE basé sur la GADA.....	84
Figure 3.22. Schéma de la boucle de régulation de la tension du bus continu Vdc.....	85
Figure 3.23. Schéma simplifié de la boucle de régulation de la tension du bus continu.....	85
Figure 3.24. Fonction d'appartenance des variables erreur et de sa variation Δe	86
Figure 3.25. Fonction d'appartenance de la variable de sortie.....	86
Figure 3.26. Profil de la vitesse du vent.....	87
Figure 3.27. Allures des puissances active et réactive au stator de la GADA.....	88
Figure 3.28. Évolution du courant quadratique du stator.....	88
Figure 3.29. Évolution du courant direct du stator.....	89
Figure 3.30. Figure 3.48. Allures des courants du stator.....	89
Figure 3.31. Allures des courants du rotor.....	90
Figure 3.32. Évolution du couple électromagnétique.....	90
Figure 3.33. Évolution de la tension du bus continu V_{DC} dans le cas d'un régulateur par logique floue (RLF).....	90
Figure 3.34. Évolution de la vitesse du vent.....	91
Figure 3.35. Évolution du coefficient de puissance C_p dans le cas d'un régulateur PI.....	91
Figure 3.36. Évolution du coefficient de puissance C_p dans le cas d'un régulateur par logique floue (RLF).....	91
Figure 3.37. Évolution de la vitesse du rotor basé sur un régulateur RST.....	91
Figure 3.38. Évolution de la vitesse du rotor basé sur un RLF.....	92
Figure 3.39. Évolutions des puissances active et réactive au stator basé sur un régulateur RST.....	92
Figure 3.40. Évolutions des puissances active et réactive au stator basé sur un RLF.....	92
Figure 3.41. Évolution de la tension du bus continu V_{DC} dans le cas d'un régulateur PI.....	93
Figure 3.42. Évolutions des puissances pour une variation de 50% de R_r et L_r dans le cas d'un contrôleur PI.....	93
Figure 3.43. Évolutions des puissances pour une variation de 50% de R_r et L_r dans le cas d'un régulateur RST...	93
Figure 3.44. Évolutions des puissances pour une variation de 50% de R_r et L_r dans le cas d'un RLF.....	94
Figure 3.45. Allures des courants circulant au rotor dans le cas d'un RLF.....	94
Figure 3.46. Allures des courants statoriques générés dans le cas d'un RLF.....	94
Figure 4.1. Stratégie de commande adoptée pour le système de conversion éolien.....	98
Figure 4.2. Stratégie de la commande proposée appliquée au MPPT.....	100
Figure 4.3. Contrôle du CCM par mode glissant.....	101
Figure 4.4. Contrôle du CCR par mode glissant.....	102
Figure 4.5. Contrôle du CCM par Backstepping.....	105
Figure 4.6. Commande du CCR par Backstepping.....	106
Figure 4.7. Schéma de contrôle de la tension du bus CC.....	107
Figure 4.8. Diagramme de contrôle simplifié de la tension du bus DC.....	107
Figure 4.9. Schéma de principe de la commande du SCEE basé sur la MADA par la combinaison de la méthode backstepping et le mode glissant.....	110
Figure 4.10. Étapes de développement d'une application pour DSPs.....	112
Figure 4.11. Constitution matérielle de la carte eZdspF28335.....	113
Figure 4.12. DSP à virgule flottante TMS320F28335.....	114
Figure 4.13. Modèle à mettre en œuvre sur le DSP et le HIL des contrôles proposés.....	114
Figure 4.14. Modèle du SCEE sous MATLAB / SIMULINK.....	115
Figure 4.15. Co-simulation (HIL code) des lois de contrôles.....	115
Figure 4.16. Communication DSP TMS320F28335 and MATLAB / SIMULINK.....	115
Figure 4.17. Interaction entre DSP and MATLAB / SIMULINK.....	116
Figure 4.18. Réponse en vitesse (tr/min) (contrôleur PI-DSP).....	118
Figure 4.19. Réponse en vitesse (tr/min) (CMGOS-DSP).....	118
Figure 4.20. Évolution de la puissance (contrôleurs PI-DSP).....	118
Figure 4.21. Évolution de la puissance (CMGOS-DSP).....	119
Figure 4.22. Évolution du courant statorique (contrôleurs PI-DSP).....	119
Figure 4.23. Évolution du courant statorique (CMGOS-DSP).....	119
Figure 4.24. Évolution de la tension du bus DC (DSP).....	119
Figure 4.25. Évolution de la puissance active lors des variations de R_r et L_r (contrôleurs PI-DSP).....	120
Figure 4.26. Évolution de la puissance active lors des variations de R_r et L_r (CMGOS-DSP).....	120
Figure 4.27. Réponse en vitesse (backstepping-DSP-Simulink).....	121
Figure 4.28. Évolution de la puissance active du stator (backstepping-DSP-Simulink).....	122
Figure 4.29. Évolution de la puissance réactive du stator (backstepping-DSP-Simulink).....	122

Figure 4.30. Évolution du courant du rotor (backstepping-DSP-Simulink).....	122
Figure 4.31. Évolution du courant du Stator (backstepping-DSP-Simulink).....	123
Figure 4.32. Évolution des puissances du stator pour une variation de 50% des valeurs de R_r et L_r (backstepping-DSP-Simulink).....	123
Figure 4.33. Réponse en vitesse (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink).....	124
Figure 4.34. Évolution de la puissance active du stator (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink).....	124
Figure 4.35. Évolution de la puissance réactive du stator (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink)....	124
Figure 4.36. Évolution du courant rotorique (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink).....	125
Figure 4.37. Évolution du courant statorique (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink).....	125
Figure 4.38. Évolution de la puissance du stator pour une variation de 50% des valeurs de R_r , R_s , L_r et L_s (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink).....	125
Figure 4.39. Analyse harmonique des courants simples créés au stator et au rotor	125
Figure 5.1. Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.....	130
Figure 5.2. Principe d'estimation d'un observateur d'état.....	131
Figure 5.3. Nouvelle structure de l'estimateur MRAS-Mutuel.....	141
Figure 5.4. Superviseur flou proposé pour le calcul d'observateur FDHGO.....	146
Figure 5.5. Fonctions d'appartenance des entrées du superviseur.....	147
Figure 5.6. Fonctions d'appartenance pour le paramètre de synthèse normalisé.....	148
Figure 5.7. Structure de l'observateur à grand gain dynamique flou proposé.....	148
Figure 5.8. Structure de l'observateur à DFHGO pour l'estimation de la résistance du rotor.....	152
Figure 5.9. Profil du vent utilisé pour tester les performances des observateurs MRAS, EKF et SMO.....	154
Figure 5.10. Évolution de la vitesse rotorique réelle et estimée par les observateurs MRAS, EKF et SMO.....	154
Figure 5.11. Évolution du couple électromagnétique réel et estimée par les observateurs MRAS, EKF et SMO.....	155
Figure 5.12. Évolution de la vitesse du vent.....	155
Figure 5.13. Évolution de la vitesse réelle et estimée de la GADA.....	156
Figure 5.14. Évolution du couple électromagnétique réel et estimé.....	156
Figure 5.15. Évolution de l'erreur d'observation de la vitesse par FDHGO.....	156
Figure 5.16. Évolution du gain de l'observateur à grand gain dynamique flou.....	157
Figure 5.17. Allure du coefficient de puissance obtenu par MPPT.....	157
Figure 5.18. Évolution de l'angle de calage des pales pendant le suivi de point maximal de puissance.....	158
Figure 5.19. Évolution du courant rotorique sous une variation aléatoire de la vitesse du vent et de la puissance réactive demandée.....	158
Figure 5.20. Évolution du courant statorique sous une variation aléatoire de la vitesse du vent et de la puissance réactive demandée.....	158
Figure 5.21. Évolution de la puissance active et réactive échangée entre l'éolienne et le réseau.....	158
Figure 5.22. Évolution de la résistance rotorique estimée.....	159
Figure 5.23. Évolution du couple électromagnétique réel et estimé sous une variation de R_r et de L_r de $\pm 50\%$	159
Figure 5.24. Évolution du couple électromagnétique réel et estimé sous une variation de L_m de 10%	160
Figure 5.25. Évolution du flux rotorique réel et estimé sous une variation aléatoire de la vitesse du vent.....	160
Figure 5.26. Évolution de la tension du bus continu réelle et estimé.....	161
Figure 5.27. Évolution de la composante directe du courant du filtre.....	161
Figure 5.28. Évolution de la composante quadratique du courant du filtre.....	161
Figure A.1. Représentation de grandeurs sinusoïdales dans le repère de PARK.....	181
Figure B.1. Stabilité au sens large et stabilité asymptotique.....	184
Figure D.1. Principe du Mode glissant.....	191
Figure D.2. Grandeur de commande équivalente u_{eq} en mode glissant.....	193
Figure D.3. Illustration du régime de convergence et du régime glissant.....	193
Figure D.4. Convergence de l'algorithme Super-Twisting.....	196
Figure E.1. Schéma de principe d'un contrôleur flou.....	198
Figure E.2. Formes usuelles des fonctions d'appartenance.....	199
Figure E.3. Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	199
Figure E.4. Fonction d'appartenance de la variable taille à l'ensemble flou petit, Moyen et Grand.....	200
Figure E.5. Fonction d'appartenance résultante de la variable taille.....	200
Figure F.1. Interface de Code Composer Studio CCSV5.....	206
Figure F.2. Librairie SIMULINK des DSP de la famille C2000 de Texas Instruments.....	207
Figure F.3. Boîte MATLAB d'intégration de l'outil de développement.....	208
Figure G.1. Analyse harmonique de la tension simple du CCR	210

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Classification des éoliennes selon leur capacité de production.....	10
Tableau 1.2. Comparaison des éoliennes à axe horizontal et à axe vertical.....	13
Tableau 1.3. Avantages et inconvénients du SCEE basé sur la Génératrice synchrone.....	23
Tableau 1.4. Avantages et inconvénients du SCEE basé sur MAS connectée au réseau électrique.....	24
Tableau 1.5. Avantages et inconvénients du SCEE basé sur la GADA.....	27
Tableau 1.6. Comparaison des techniques de régulation de l'angle de calage.....	31
Tableau 2.1. Paramètres de simulation pour le SCEE basé sur la GADA connectée au réseau.....	59
Tableau 3.1. Règles floues du calcul des variations utilisées.....	75
Tableau 3.2. Matrice d'inférences floues pour le RLF proposé.....	81
Tableau 3.3. Matrice d'inférences floues pour le régulateur de la tension du bus continu.....	87
Tableau 4.1. Caractéristiques des calculateurs numériques.....	11
Tableau 4.2. Paramètres de validation des lois de contrôles non linéaires proposés pour le SCEE basé sur la GADA.....	117
Tableau 4.3. Comparaison des performances du backstepping implémenté dans DSP par rapport au contrôleur PI.....	121
Tableau 4.4. Comparaison des résultats obtenus avec ceux issus des réalisations expérimentales.....	126
Tableau 5.1. Tableau de décision relative à la sortie q_i ($i=1,2$).....	147
Tableau 5.2. Comparaison de l'erreur d'estimation des observateurs MRAS, EKF et SMO.....	155
Tableau 5.3. Comparaison de la robustesse des observateurs DFHGO et HGO en cas de variations des paramètres de DFIG.....	160

Liste des symboles et abréviations

\hat{T}_m	Valeur estimée du couple mécanique sur le rotor de la génératrice ;	[N.m]
$\hat{\Omega}_m$	Valeur estimée de la vitesse mécanique du rotor ;	[rad/s]
I_{rd}, I_{rq} ou i_{rd}, i_{rq}	Composantes directe et en quadrature des courants rotoriques dans le repère de Park ;	[A]
I_{sd}, I_{sq} ou i_{sd}, i_{sq}	Composantes directe et en quadrature des courants statoriques dans le repère de Park ;	[A]
T_{em}^{ref} ou T_{em}^*	Référence du couple électromagnétique ;	[N.m]
V_{rd}, V_{rq} ou v_{rd}, v_{rq}	Composantes directe et en quadrature des tensions rotoriques dans le repère de Park ;	
V_{sd}, V_{sq} ou v_{sd}, v_{sq}	Composantes directe et en quadrature des tensions statoriques dans le repère de Park ;	[V]
\hat{X} ou \hat{x}	Vecteur des variables d'état estimées du système ;	
\tilde{X} ou \tilde{x}	Vecteur d'état des erreurs d'observation ;	
u_1 ou u_2	Lois de commande pour un régulateur en mode glissant ;	
w_1 ou w_2	Lois de commande pour un régulateur en mode glissant ;	
Φ_{rd}, Φ_{rq} ou ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	Composantes directe et en quadrature du flux statorique dans le repère de Park ;	[Wb]
Φ_{sd}, Φ_{sq} ou ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	Composantes directe et en quadrature du flux statorique dans le repère de Park ;	[Wb]
θ_r	Position du rotor ;	[rd]
$\lambda_M(\cdot)$	La plus grande valeur propre de (\cdot) ;	
$\lambda_m(\cdot)$	La plus petite valeur propre de (\cdot) ;	
ω_m	Pulsation électrique du rotor ;	[rd/s]
ω_r (ω_s)	Pulsation des courants induits au rotor (pulsation synchrone) ;	[rd/s]
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques ;	
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques ;	
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques ;	
B	Rigidité totale ramenée sur l'arbre du rotor de la génératrice ;	[N.m/rad]
B_g	Coefficient de torsion sur l'arbre rapide ;	[N.m/rad]
B_l	Coefficient de torsion sur l'arbre lent ;	[N.m/rad]
CCM	Convertisseur Coté Machine ;	
CCR	Convertisseur Coté Réseau ;	
CCS	Code Composer Studio ;	
$CMGOS$	Commande par mode glissant d'ordre supérieur ;	
C_p	Coefficient de puissance ;	
$C_p(\lambda, \beta)$	Coefficient de puissance ;	

<i>CS</i>	Convertisseur Statique ;	
<i>DSP</i>	Digital Signal Procesor ;	
<i>EKF</i>	Extended Kalmen Filter ;	
<i>FDHGO</i>	Fuzzy Dynamic High Gain Observer ;	
<i>FTBF</i>	Fonction de transfert F en boucle fermée ;	
<i>g</i>	Glissement ;	
<i>GADA</i>	Génératrice Asynchrone à Double Alimentation ;	
<i>HIL</i>	Hardware In the Loop ;	
<i>J</i>	Inertie totale ramenée sur l'arbre du rotor de la génératrice ;	[kg.m ²]
<i>J_g</i>	Inertie des masses du côté du rotor de la génératrice GADA ;	[kg.m ²]
<i>J_t</i>	Inertie des masses du côté du rotor de la turbine ;	[kg.m ²]
<i>K</i>	Coefficient de frottement total ramené sur le rotor de la génératrice ;	[N.m/rad/s]
<i>K_g</i>	Coefficient de frottements externes sur l'arbre rapide ;	[N.m/rad/s]
<i>K_{opt}</i>	Coefficient optimal ;	[W]
<i>K_t</i>	Coefficient de frottements externes sur l'arbre lent ;	[N.m/rad/s]
<i>L_s (L_r)</i>	Inductance cyclique statorique (rotorique) $L_s=l_s-M_s$; $L_r=l_r-M_r$;	[H]
<i>l_s , l_r</i>	Inductance propre d'une phase statorique/rotorique ;	[H]
<i>M</i>	Masse d'air ;	[kg]
<i>M</i>	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et du rotor ;	[H]
<i>MLI (PWM)</i>	Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation) ;	
<i>MRAS</i>	Model Reference Adaptive System ;	
<i>M_s , M_r</i>	Inductance mutuelle entre enroulements statorique (rotorique) ;	[H]
<i>p</i>	Nombre de paires de pôles ;	
<i>P (Q)</i>	Puissance active (réactive) ;	[W ; VAR]
<i>P&O</i>	perturbation et observation.	
<i>P_{aero}</i>	Puissance aérodynamique ;	[W]
<i>P_{aero_th}</i>	Puissance aérodynamique théorique ;	[W]
<i>PPM</i>	Point de Puissance Maximale ;	
<i>R</i>	Réductance équivalente du circuit magnétique sous un pôle ;	[N/Wb]
<i>RLF</i>	Régulateur par la Logique Floue ;	
<i>R_{pâle}</i>	Longueur des pâles ;	[m]
<i>R_s (R_r)</i>	Résistance d'un enroulement statorique (rotorique) ;	[Ω]
<i>S</i>	Surface balayée par les pâles ;	[m ²]

S	Fonction ou surface de glissement ;	
$SCEE$	Système de Conversion de l'Énergie Éolienne ;	
SMO	Sliding Mode Observer ;	
T_a	Couple aérodynamique ;	[N.m]
T_a	Couple aérodynamique de la turbine ;	[N.m]
T_{em}	Couple électromagnétique de la génératrice GADA ;	[N.m]
T_{hs}	Couple de l'arbre rapide ;	[N.m]
T_{ls}	Couple de l'arbre lent ;	[N.m]
T_m	Couple mécanique sur l'arbre du rotor de la génératrice ;	[N.m]
T_{opt}	Couple mécanique optimal ;	[W]
TSR	Rapport spécifique des vitesses ;	
$V(I)$	Tension (courant) ;	[V ; A]
V_{Vent}	Vitesse du vent ;	[m/s]
X ou x	Vecteur des variables d'état du système ;	
θ, ρ, T, M	Des paramètres de synthèse de l'observateur FDHGO ;	
λ	Rapport spécifique des vitesses;	[kg.m ²]
ρ	Densité de l'air ;	[kg/m ³]
σ	Coefficient de fuites, $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$;	
φ, ϕ	Flux ;	[Weber]
Ω_m	Vitesse de l'arbre rapide ;	[rad/s]
Ω_l	Vitesse de l'arbre lent ;	[rad/s]
θ	Angle entre l'axe rotorique a et l'axe statorique A ;	[rd]
θ_r	Angle entre l'axe rotorique a, et l'axe de Park direct d ;	[rd]
θ_s	Angle entre l'axe statorique A, et l'axe de Park direct d ;	[rd]
ω_a	vitesse angulaire électrique du système d'axes d'observation (d, q) ;	[rd/s]

Liste des annexes

Annexe « A » : Transformation de PARK	179
Annexe « B » : Stabilité au sens de Lyapunov	183
Annexe « C » : Algorithme de base de synthèse d'un contrôleur Backstepping	186
Annexe « D » : Théorie de la commande par mode glissant	189
Annexe « E » : Théorie de la commande par logique floue	198
Annexe « F » : Intégration du logiciel Code Composer Studio (CCS) dans Matlab	207
Annexe « G » : Conception du filtre d'injection de puissance dans le réseau électrique	210
Annexe « H » : Discrétisation du système et choix de la fréquence d'échantillonnage	212



INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

L'électricité est devenue de plus en plus indispensable pour l'humanité. Aujourd'hui, la demande d'énergie électrique ne cesse d'augmenter, car la forte industrialisation des dernières décennies et l'augmentation du nombre d'appareils électriques domestiques ont entraîné un besoin considérable en matière d'énergie électrique. Pour satisfaire cette demande, il est nécessaire de trouver des solutions adaptées et de les diversifier. Actuellement, il y a principalement deux manières possibles d'agir. La première consiste à réduire la consommation des récepteurs d'énergie et à augmenter la productivité des centrales électriques en améliorant leur efficacité. La seconde est de trouver et développer de nouvelles sources d'énergie.

Dans l'immédiat, nous disposons de ressources inépuisables d'énergie renouvelable, que nous pouvons exploiter de plus en plus facilement et de manière propre. Ces dernières s'inscrivent entièrement aux traités internationaux établissant des engagements contraignants pour la réduction des émissions de gaz à effet de serre dans les pays industrialisés.

À la fin de 2018, la capacité mondiale de la production d'énergie renouvelable s'élevait à 2351 GW. L'hydroélectricité représentait la plus grande part du total mondial, avec une capacité installée de 1172 GW. L'énergie éolienne et solaire représentaient la majeure partie du reste, avec des capacités de 564 GW et 486 GW respectivement. Les autres énergies renouvelables comprenaient 115 GW de bioénergie, 13 GW d'énergie géothermique et 500 MW d'énergie marine [1].

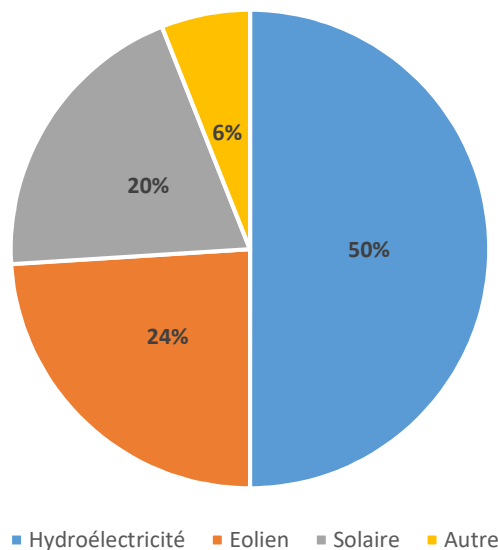


Figure 0.1. Part estimée de l'énergie renouvelable dans la production électrique mondiale, fin 2018

L'expansion des capacités renouvelables continue d'être alimentée principalement par de nouvelles installations d'énergie solaire et éolienne. Celles-ci représentent 84 % de toutes les nouvelles capacités installées en 2018, ce qui fait finalement passer la part globale de l'hydroélectricité à un peu moins de 50 %.

Considérée comme l'une des sources d'énergie renouvelable les plus efficaces et les plus prometteuses, l'énergie éolienne est une source qui a suscité un grand intérêt en raison de sa nature librement

disponible, propre et renouvelable. Elle connaît depuis plusieurs années un fort développement international. La capacité de production mondiale d'une telle énergie était ainsi en hausse au cours de la période allant de 2008 à 2018. En 2018, la capacité de production mondiale s'élevait à environ 564.000 MW. L'énergie éolienne représentait donc plus d'un cinquième de la capacité de production à partir de toutes les énergies renouvelables dans le monde en 2018 [1].

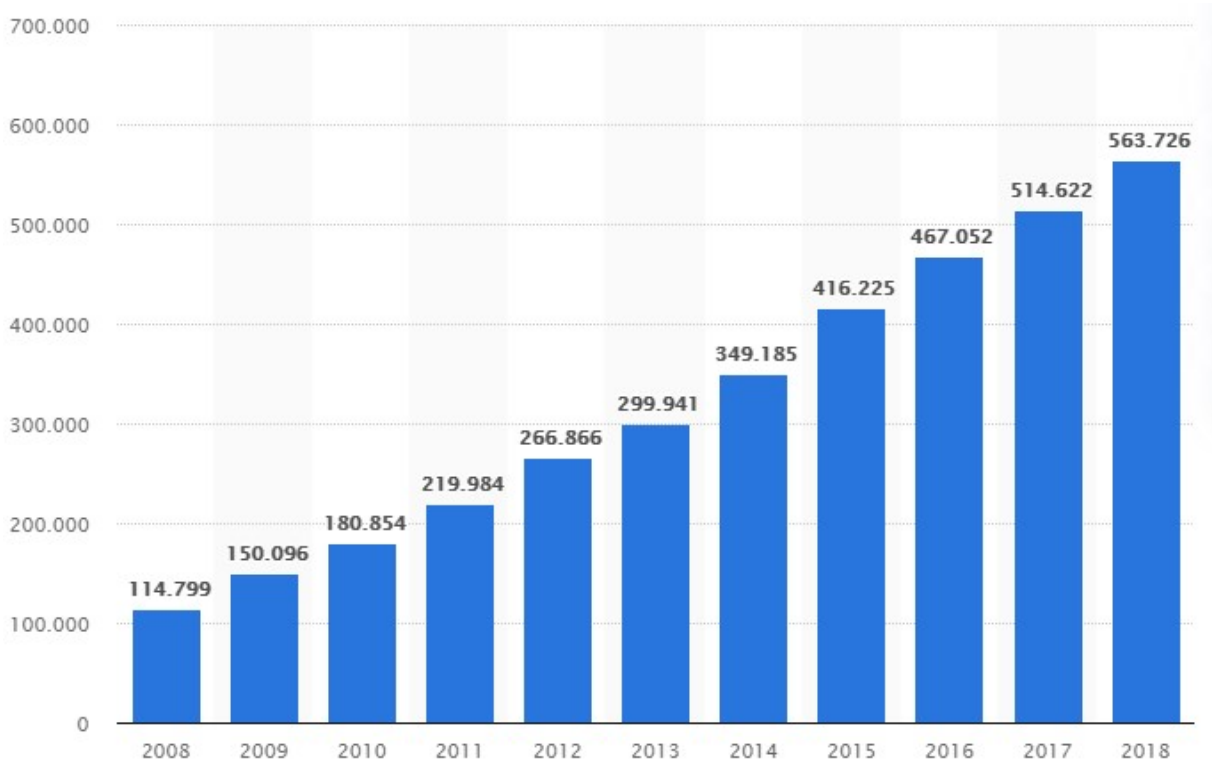


Figure 0.2. Capacité totale de production d'énergie éolienne dans le monde entre 2008 et 2018

Pour le Maroc, il dispose d'un grand potentiel éolien. Le Royaume s'engage dans un vaste programme éolien, pour accompagner le développement des énergies renouvelables et de l'efficacité énergétique dans le pays. Ce projet a permis au pays de porter sa capacité en puissance électrique installée, d'origine éolienne, de 280 MW en 2010 à 1215 MW à la fin de 2019 [2].

Au cours de la dernière décennie, le marché des éoliennes à vitesse variable a évolué vers des puissances supérieures à 1 MW, notamment pour tirer le plus grand parti du gisement éolien sur le site d'installation. Ces systèmes utilisent souvent la machine asynchrone à double alimentation (MADA) comme génératrice étant donné ses avantages. En effet, elle permet à l'éolienne de fonctionner à vitesse variable, ce qui donne la possibilité de produire la puissance maximale possible sur une large gamme de variation de la vitesse du vent. De plus, les convertisseurs statiques utilisés pour contrôler cette machine peuvent être dimensionnés pour ne faire transiter qu'une fraction de la puissance totale (qui représente la puissance de glissement).

En raison de l'intérêt croissant accordé à la MADA pour la production d'énergie éolienne, de nombreux travaux de recherche sur le contrôle de ce système ont été menés. Malheureusement, lorsque la modélisation du système est difficile, la conception du système de commande peut être très complexe. Cette difficulté provient des fortes non-linéarités du système, des variations paramétriques ou des

imprécisions des variables internes. Ces contraintes ont conduit ces dernières années au développement de nouvelles lois de commande en profitant des techniques de l'automatique avancée et en se basant sur le progrès technologique dans les domaines de l'électronique et de l'informatique industrielle.

Dans ce contexte, notre thèse porte principalement sur l'étude et la conception des algorithmes de commande d'un système de conversion d'énergie éolienne (SCEE) à base d'une MADA, en mettant l'accent sur l'implémentation des lois de commande, pour optimiser le fonctionnement du système étudié, dans un DSP en cosimulation en temps réel.

Le point d'arrivée de notre étude est d'aller vers la "conception d'une commande numérique robuste d'une machine asynchrone à double alimentation utilisée dans le système de production d'énergie éolienne". À travers ce mémoire, nous allons dresser un tableau de toutes les étapes à franchir pour parvenir à ce résultat.

L'étude concerne le choix de la configuration de notre plate forme de co-simulation, la simulation du système dans l'environnement Matlab/Simulink, la conception des lois de commande robustes, la validation et l'implémentation des algorithmes de commande dans le calculateur numérique (DSP) en co-simulation (HIL).

Organisation de la thèse :

Cette thèse est organisée en cinq chapitres, comme suit :

Le premier chapitre va permettre de définir et de justifier les motivations de ce travail de thèse, en présentant plus en détail le contexte de l'énergie éolienne après avoir évoqué un bref historique de cette énergie prometteuse. Après avoir présenté les différentes structures et topologies des éoliennes, nous présenterons un répertoire des principales techniques et topologies utilisées dans les éoliennes pour la production d'énergie électrique. À la fin de ce chapitre, nous allons citer les avantages d'un système éolien à base de la génératrice asynchrone à double alimentation.

Le deuxième chapitre traitera la modélisation d'une chaîne de conversion de l'énergie éolienne basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation. Nous allons présenter en premier lieu la modélisation d'une éolienne. Ensuite, le modèle de la MADA sera établi en plusieurs repères. Puis, les convertisseurs de puissance seront modélisés ainsi que leurs éléments associés. C'est aussi dans ce chapitre que plusieurs stratégies de contrôle du système éolien reposant sur le principe de l'extraction du maximum de puissance de l'éolienne et de son injection dans le réseau électrique à savoir, MPPT (Maximum Power Point Tracking), seront présentées.

Pour tenir compte de l'aspect non linéaire du SCEE, nous allons proposer dans le troisième chapitre une stratégie de contrôle basée sur la technique de la logique floue. Pour cela, les concepts fondamentaux de la logique floue et les principes de base de la commande par logique floue seront expliqués et seront combinés avec la commande vectorielle afin de contrôler le système en question. Des comparaisons avec la commande par des contrôleurs RST et PID seront faites pour vérifier les performances de la stratégie de contrôle proposée.

Dans le quatrième chapitre, nous allons montrer comment la commande à structure variable (mode glissant), la commande par backstepping et la commande par combinaison de ces deux approches

peuvent être appliquées au contrôle de la puissance active et réactive produite par la GADA dans un système de conversion d'énergie éolienne, ainsi que la possibilité de l'amélioration de la qualité d'énergie électrique fournie au réseau. Les algorithmes de contrôle proposés dans ce chapitre seront mis en œuvre sur du matériel EZDSP TMS320F28335 ; puis le code sera validé sur DSP par la technique de cosimulation, Hardware In the Loop (HIL), où le modèle du SCEE basé sur la GADA conçu sur le logiciel SIMULINK interagit avec les lois de contrôle implémentées sur le DSP. Afin de montrer les performances de ces contrôleurs, une série de tests sera effectuée, à savoir le suivi des points de consigne, la variation de la vitesse de la GADA et les variations paramétriques. Pour confirmer les performances des contrôles non linéaires proposés, ces lois de contrôle seront comparées à celles du contrôleur proportionnel intégral (PI) conventionnel dans les mêmes conditions.

Dans le cinquième chapitre, nous allons apporter quelques optimisations aux commandes avancées développées dans les chapitres précédents en utilisant des observateurs d'état. Tout d'abord, nous allons entamer la notion d'observation et des observateurs en étudiant l'observabilité de notre système étudié. Puis les observateurs à base de filtre de Kalman étendu, l'observateur grand gain classique, l'observateur mode glissant et l'observateur adaptatif MRAS seront employés pour observer quelques grandeurs du système éolien raccordé au réseau électrique afin de diminuer l'encombrement, diminuer le coût et augmenter la fiabilité du système. Nous allons développer dans ce chapitre un observateur non linéaire robuste basé sur un observateur flou dynamique à grand gain. Ce dernier permet de résoudre l'effet déstabilisant du phénomène de pic. Ces observateurs seront associés avec des commandes non linéaires robustes pour contrôler le SCEE. À travers les résultats de la mise en œuvre du DSP en co-simulation par la technique HIL, nous allons montrer que cette combinaison améliorée augmente les performances souhaitées.

Dans la dernière partie, une conclusion résume l'ensemble des travaux présentés et des perspectives pour des futurs travaux seront suggérées. Une liste bibliographique est placée à la fin du rapport.



CHAPITRE 1 : GÉNÉRALITÉS SUR LES SYSTÈMES DE PRODUCTION D'ÉNERGIE ÉOLIENNE

1. Introduction

L'énergie éolienne a été longtemps oubliée, bien qu'elle ait été exploitée depuis l'Antiquité avec l'utilisation de moulins à vent. Cependant, depuis environ un demi-siècle, elle connaît un essor sans précédent, notamment après le choc pétrolier de 1973 qui a alerté les pays producteurs des combustibles fossiles. En effet, depuis le début du vingtième siècle, le contexte fluctuant des combustibles fossiles, la flambée de la demande mondiale d'électricité et la prise de conscience environnementale ont accentué le besoin d'une énergie propre et durable, dans laquelle l'énergie éolienne occupe une place prépondérante. L'intérêt actuel pour l'énergie éolienne découle de la nécessité de développer des systèmes d'énergie éolienne qui pourront répondre aux besoins de l'avenir.

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (Figure 1.1)[3][4].

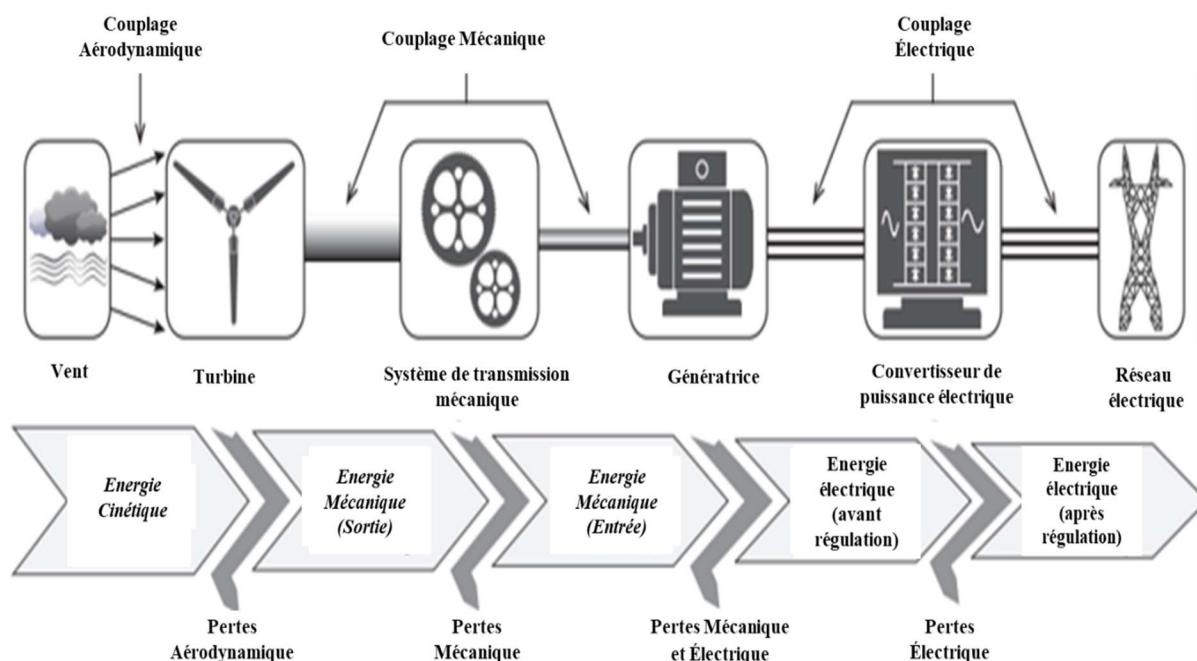


Figure 1.1. Schéma fonctionnel du système de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique

Dans ce chapitre, la constitution générale d'un système d'énergie éolienne, les turbines, puis un état de l'art sur les différentes structures d'éoliennes et leur principe de fonctionnement dans la conversion de l'énergie éolienne sont décrites. Ensuite, une description des générateurs électriques les plus couramment utilisés est présentée. Différentes structures utilisant le générateur asynchrone à double alimentation sont décrites et comparées, puis un aperçu de la littérature technique concernant les stratégies de commande et d'optimisation est présenté.

2. Généralités sur l'énergie éolienne

2.1. Historique de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est l'une des premières formes d'énergie exploitées par l'homme ; elle a été employée pour la traction des navires et plus tard pour les moulins à grains. La première utilisation connue de

l'énergie éolienne a été de plus de 2000 ans avant J.C par les Babyloniens pour irriguer la Mésopotamie en utilisant la puissance du vent. Au Moyen Âge, les moulins à vent ont été amenés en Europe pour moulinier le blé et également pour assécher les terres inondées des Pays-Bas[5].

Dans le domaine de la production d'énergie électrique, l'utilisation des éoliennes est récente et a franchi plusieurs étapes, que nous résumerons en quelques dates importantes jusqu'à ce jour[6][7][8][9][10][11]. En hiver 1887-88, Charles F. Brush, l'un des fondateurs de l'industrie électrique américaine, a construit la première éolienne à fonctionnement automatique pour la production d'électricité. Cette éolienne à ossature de bois de 12 kW avait un rotor qui mesure 17 m de diamètre et 144 pales construites par bois de cèdre.

Le Danois Poul La Cour, le fondateur des éoliennes modernes destinées à la production d'électricité, a découvert que les éoliennes à rotation rapide, avec un nombre limité de pales, sont plus efficaces que celles à rotation lente pour produire de l'électricité. Il a publié le premier magazine au monde sur l'électricité éolienne. En 1918, à la suite de ces découvertes, 120 éoliennes ont été installées dans différentes entreprises d'électricité, chacune ayant une capacité allant de 20 à 35 kW. À cette époque, les éoliennes avaient une capacité totale installée de 3 MW au Danemark, ce qui représente environ 3 % des besoins en électricité du pays.

Dans les années 1920, les éoliennes étaient fabriquées avec des pales similaires à celles des hélices d'avion. Elles étaient plus faciles à construire en raison de leur taille beaucoup plus petite et pouvaient produire environ 3 kilowatts d'électricité. Ces éoliennes avaient également l'avantage de se monter facilement les unes à côté des autres pour produire collectivement beaucoup plus d'électricité. Beaucoup de ces systèmes ont été construits dans les zones agricoles du Midwest américain et des grandes plaines, et ils sont à l'origine de ce que nous appelons aujourd'hui un parc éolien.

Au fil des progrès de la mécanique et de l'aérodynamique, la productivité de ces éoliennes ne cesse de s'améliorer. Pourtant, des vents contraires ont soufflé sur son développement vers les années 1940. Le faible coût de l'électricité et du combustible fossile ainsi que la fission de l'uranium ont entraîné la suspension de, presque, tous les projets de développement de l'énergie éolienne.

Mais les progrès n'attendent pas. Dans les années 1950, l'ingénieur Johannes Juul a mis en place la première éolienne produisant du courant alternatif grâce à un générateur asynchrone d'une puissance de 200 KW. Cette éolienne tripale, équipée de freins aérodynamiques de secours activés par la force centrifuge en cas de survitesse, a fonctionné pendant onze ans.

Au cours des années 1960, des inventeurs comme Ulrich Hutter en Allemagne ont construit une machine de 100 kW. Cette machine a atteint sa puissance nominale à une vitesse de vent de 8 m/s, ce qui est nettement inférieur à celui des machines opérationnelles. Ces turbines sont munies de pales en fibre de verre avec un simple tour de tube creux soutenu par des haubans.

En 1973, un événement majeur dans l'histoire de l'énergie éolienne a eu lieu, mais aussi pour l'ensemble du secteur des énergies renouvelables. En effet, la crise de l'industrie du pétrole et du gaz relance l'intérêt pour les grandes éoliennes et encourage les gouvernements, tant en Europe qu'aux États-Unis, à financer des projets de recherche sur les énergies renouvelables. Ces programmes ont conduit au développement

et à la mise en œuvre de nouvelles conceptions d'éoliennes qui réduisent considérablement le coût de l'énergie éolienne au cours des deux décennies qui suivent.

L'expertise en matière d'éoliennes a atteint un niveau de maturité adéquat dans les années 1980, ce qui a conduit à la mise en service des premières turbines éoliennes de 50 kW à l'échelle du service public. À la fin de 2010, le marché mondial de l'énergie éolienne était en baisse pour la première fois depuis 20 ans, avec un recul de 5,8 % à 35,7 GW contre 37,9 GW en 2009. Cette baisse s'explique par la chute du marché nord-américain et par un ralentissement du marché européen dû à la crise économique mondiale. La production d'énergie éolienne continue de progresser à un rythme soutenu. Vers la fin de 2018, la capacité mondiale cumulée installée à terre a atteint 568,4 GW, à laquelle il faut ajouter la capacité de production offshore, qui a dépassé 23 GW, cette dernière étant installée principalement en Europe. Pour l'ensemble des pays, la production d'énergie éolienne a dépassé 1 200 TWh en 2018, contribuant à 4,6 % de la production mondiale d'électricité (tous secteurs confondus) estimée à 26 000 TWh.

2.2. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

Le progrès technologique qu'ont connu les systèmes de production de l'énergie éolienne est évidemment lié aux avantages de l'utilisation de ce type d'énergie. Cette source d'énergie présente également des inconvénients qui doivent être étudiés, afin qu'ils ne deviennent pas des handicaps pour son développement.

2.2.1. Avantages

- Le vent est une ressource à la fois renouvelable et durable. Contrairement aux réserves de combustibles fossiles (tels que le charbon, le pétrole et le gaz), il ne s'épuisera jamais. Les éoliennes constituent donc une option viable pour répondre à nos futures demandes énergétiques.
- L'énergie éolienne est l'une des sources d'énergie les plus respectueuses de l'environnement que connaisse l'homme. Elle repose sur le simple fait que les éoliennes ne créent pas de pollution tout en produisant de l'électricité. D'ailleurs, la plupart des sources d'énergie non renouvelables doivent être brûlées. Ce processus libère des gaz tels que le dioxyde de carbone (CO₂) et le méthane (CH₄) dans l'atmosphère[12]. Ces gaz sont reconnus comme contribuant au changement climatique. En revanche, les éoliennes ne produisent pas de gaz à effet de serre lorsqu'elles produisent de l'électricité. Également, la production d'électricité à partir de l'énergie éolienne réduit la nécessité de brûler des combustibles fossiles. Cela permet non seulement de réduire les émissions de carbone, mais aussi de préserver les ressources naturelles de la planète, qui s'amenuisent. Ainsi, les réserves de combustibles fossiles comme le charbon, le pétrole et le gaz naturel dureront beaucoup plus longtemps[13][12].
- Les éoliennes peuvent jouer un rôle clé dans la mise en place de l'électricité dans les régions isolées. C'est une source d'énergie locale 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 stimuler l'économie locale, notamment dans les zones rurales.

- Cette source d'énergie est en outre très intéressante pour les pays en voie de développement. Elle répond au besoin urgent d'énergie pour le développement de ces pays. L'installation d'un parc éolien ou d'une éolienne est relativement simple. Le coût d'investissement est faible par rapport à celui des centrales électriques conventionnelles situées sur des sites plus venteux. Enfin, ce type d'énergie s'intègre facilement dans un système électrique préexistant.

2.2.2. Inconvénients

Même s'ils ne sont pas nombreux, les éoliennes présentent certains inconvénients [14][12][15]:

- L'impact visuel, ça reste un thème subjectif.
- Le bruit : il a diminué de manière significative, notamment les bruits mécaniques, qui ont pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés dans la transmission (Multiplicateur). Le bruit aérodynamique étant lié à la vitesse de rotation du rotor, qui doit être limitée.
- La qualité de l'énergie électrique : la source d'énergie éolienne est stochastique, ce qui fait que la puissance électrique produite par les éoliennes n'est pas constante. La qualité de l'énergie produite n'est donc pas toujours très bonne, surtout pour les éoliens connectés directement au réseau électrique.
- Le coût de l'énergie éolienne par rapport aux sources d'énergie conventionnelles : bien qu'en terme de coût, l'énergie éolienne puisse sur les meilleurs sites, c'est-à-dire là où il y a le plus de vent, rivaliser avec la plupart des sources d'énergie conventionnelles, son coût reste encore plus élevé que celui des sources traditionnelles sur les sites moins venteux.
- Impact sur les oiseaux : certaines études montrent que les oiseaux évitent les éoliennes. D'autres études montrent que les sites d'éoliennes ne doivent pas être situés sur les voies de migration des oiseaux, afin qu'ils ne soient pas happés par les aéro turbines.

2.3. Classification des éoliennes

2.3.1. Selon la puissance générée

Dans le tableau (1.1) sont regroupées les éoliennes en les classifiant selon les dénominations de taille, le diamètre du rotor, l'aire balayée, et les ordres de grandeur de puissances[16][17].

Dénomination	Diamètre du rotor [m]	Aire balayée [m²]	Puissance [kW]
Micro	0.5 - 1.25	0.2 - 1.2	<0.25
Mini	1.25 - 3	1.2 - 7.1	1.5-15
Domestique	3 - 10	7 - 79	15-100
Petite commerciale	10 - 20	79 - 314	100-1000
Moyenne commerciale	20 - 50	314 - 1963	1000-3000
Grande commerciale	50 - 100	1963 - 7854	>3000

Tableau 1.1. Classification des éoliennes selon leur capacité de production

2.3.2. Selon l'orientation de l'axe

Les éoliennes se divisent, selon l'orientation de l'arbre de transmission par rapport au sol, en deux grandes familles : celles à axe vertical (Vertical Axis Wind Turbine (VAWT) en Anglais) et celles à axe horizontal (Horizontal Axis Wind Turbine (HAWT) en Anglais)[18][19][8][20][21].

A. Les éoliennes à axe vertical :

Les éoliennes à axe vertical ont été les premières structures conçues pour produire de l'électricité, paradoxalement au moulin à vent traditionnel à axe horizontal. Elles présentent l'avantage d'avoir les éléments de commande et le générateur au niveau du sol et par conséquent d'être facilement accessibles. De nombreuses variantes ont été testées depuis les années 1920, souvent sans succès, mais deux structures ont atteint le stade de l'industrialisation :

- Le rotor Savonius (du nom de son inventeur, breveté en 1925) dont le fonctionnement est basé sur le principe de la "traînée différentielle" utilisé dans les anémomètres : les forces exercées par le vent sur chacune des faces d'un corps creux sont d'intensité différente, ce qui entraîne un couple moteur entraînant la rotation de l'ensemble. L'effet est alors renforcé par le flux d'air circulant entre deux demi-cylindres qui augmente le couple moteur (figure 1.2).

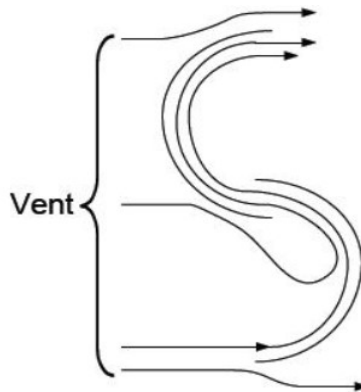


Figure 1.2. Principe du rotor de Darrieus

- Éoliennes à variation cyclique d'incidence dont la structure la plus répandue est celle de Darrieus (ingénieur français qui a déposé le brevet au début des années 1930). Leur fonctionnement est basé sur le fait qu'un profil placé dans un flux d'air à différents angles (Figure 1.3) est soumis à des forces de direction et d'intensité variables. La résultante de ces forces engendre alors un couple moteur qui fait tourner le dispositif. Ces forces sont créées par la combinaison de la vitesse de déplacement propre du profil et de la vitesse du vent. Cela signifie que la rotation de l'appareil ne peut pas démarrer toute seule. Par conséquent, l'éolienne doit être démarrée par un dispositif auxiliaire (par exemple, en montant une éolienne Savonius sur le même rotor ou en utilisant le générateur comme moteur) lorsqu'elle est à l'arrêt.

Même si quelques grands projets industriels ont été achevés, les éoliennes à axe vertical sont encore marginales et peu utilisées, voire actuellement abandonnées. En effet, la présence du capteur d'énergie à proximité du sol l'expose aux turbulences et au gradient du vent, ce qui réduit son efficacité. De plus, elles sont exposées à des problèmes d'aéroélasticité en raison des fortes contraintes auxquelles elles sont soumises. Enfin, la surface qu'elles occupent au sol est très importante pour la puissance élevée.

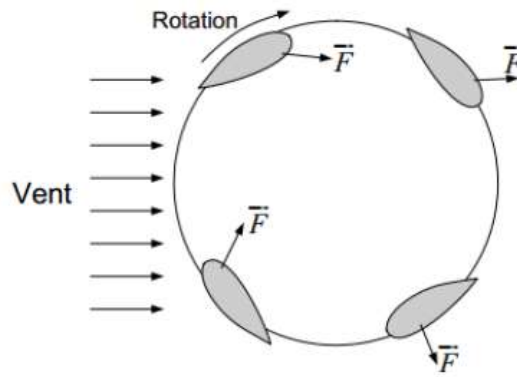


Figure 1.3. Principe du rotor de Savonius

B. Les éoliennes à axe horizontal

Ce sont les structures les plus courantes et elles sont largement utilisées dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne en raison des avantages qu'elles procurent.

Les forces aérodynamiques appliquées aux pales créent un couple d'entraînement qui fait tourner le rotor de ce dispositif.

Les éoliennes à axe horizontal utilisées pour la production d'énergie électrique ont trois pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Cependant, il existe d'autres structures à une ou deux pales.

Deux familles d'éoliennes peuvent être distinguées selon leur vitesse de rotation :

Les éoliennes à marche lente :

Les éoliennes à faible vitesse sont équipées d'un grand nombre de pales, leur grande inertie impose généralement une limitation de diamètre d'environ 8 m. Leur coefficient de puissance atteint rapidement sa valeur maximale pendant la montée en vitesse, mais diminue aussi rapidement par la suite. Leur efficacité est faible, car leur vitesse à l'extrémité des pales est limitée.

Les éoliennes à marche rapide :

Les éoliennes à grande vitesse sont beaucoup plus répandues et quasiment toutes sont dédiées à la production d'énergie électrique. Elles comportent généralement entre 1 et 3 pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Les pales peuvent atteindre une longueur de 60 m pour des éoliennes de plusieurs MW. Leur coefficient de puissance atteint des valeurs élevées et diminue lentement à mesure que la vitesse augmente (figure 1.4). Elles fonctionnent rarement en dessous d'une vitesse de vent de 3 m/sec. Les machines à une ou deux pales ont l'avantage de peser moins, mais elles produisent plus de fluctuations mécaniques et ont un rendement énergétique légèrement inférieur. Elles sont visuellement moins esthétiques. Cela explique pourquoi 80 % des fabricants optent pour des éoliennes tripales.

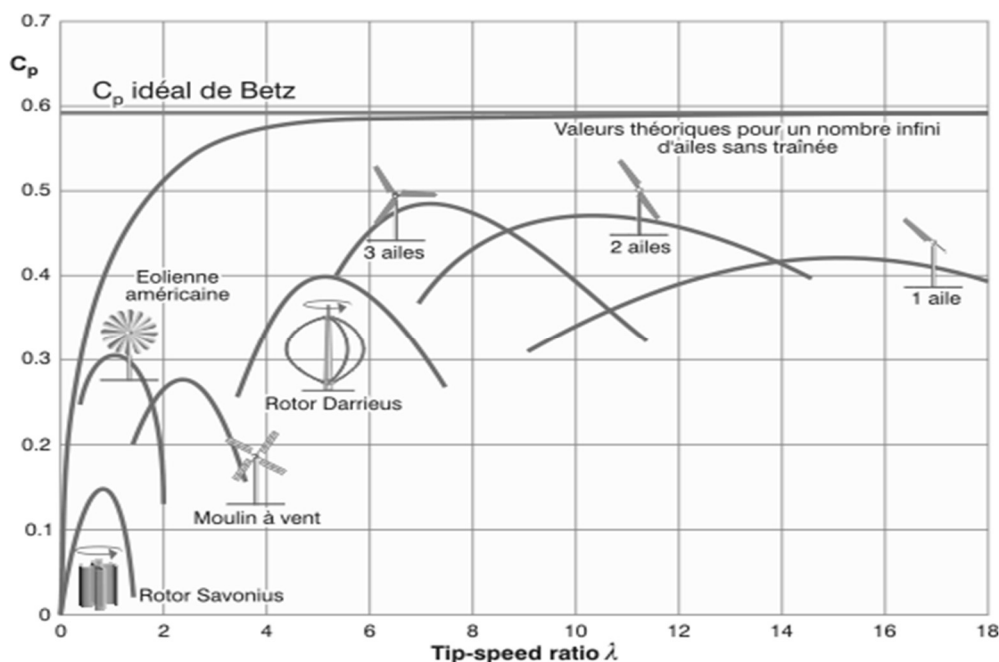


Figure 1.4. Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes

C. Comparaison

Le tableau 1.2 résume les points forts et les points faibles de chaque type de turbine. Pour les applications de forte puissance, les éoliennes à axe horizontal dominant le marché en raison de leur rendement élevé et de leur accès à des vents forts. En revanche, les éoliennes à axe vertical sont plus adaptées aux applications domestiques en toit d'immeubles, vu que cela leur donne automatiquement accès au vent fort et qu'elles sont facilement abordables pour la maintenance.

Types de Turbines	Avantages	Inconvénients
Éoliennes à Axe Horizontal	<ul style="list-style-type: none"> Fort rendement de conversion d'énergie ; Accès au vent plus fort ; Régulation de la puissance via décrochage et calage en cas de vent dépassant les limites nominales. 	<ul style="list-style-type: none"> Coût d'installation élevé, mat très dur qui doit supporter le poids de la nacelle ; Des câbles plus long du haut de la tour jusqu'au la terre ; Systèmes d'orientation requis.
Éoliennes à Axe Vertical	<ul style="list-style-type: none"> Coût d'installation moins important, et maintenance plus facile vu qu'elle est proche de la surface ; Fonctionnement indépendant du sens du vent ; Adéquat pour les toits d'immeuble. 	<ul style="list-style-type: none"> Rendement plus faible; Fluctuation importante du couple et fortes vibrations mécaniques ; Solutions limitées pour la régulation en cas de rafale du vent.

Tableau 1.2. Comparaison des éoliennes à axe horizontal et à axe vertical

2.4. Caractéristiques technologiques des éoliennes à axe horizontal

Une éolienne à axe horizontal est composée des éléments essentiels suivants (figures (1.5) et (1.6)).

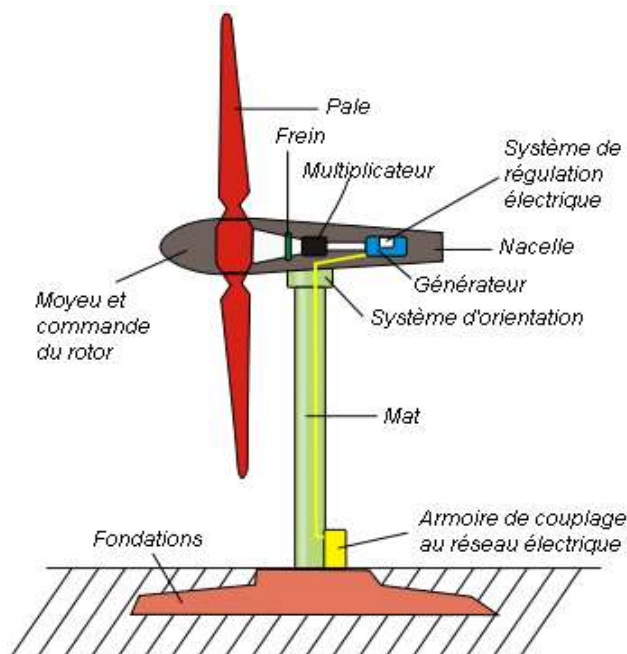


Figure 1.5. Principaux constituants des éoliennes à axe horizontal

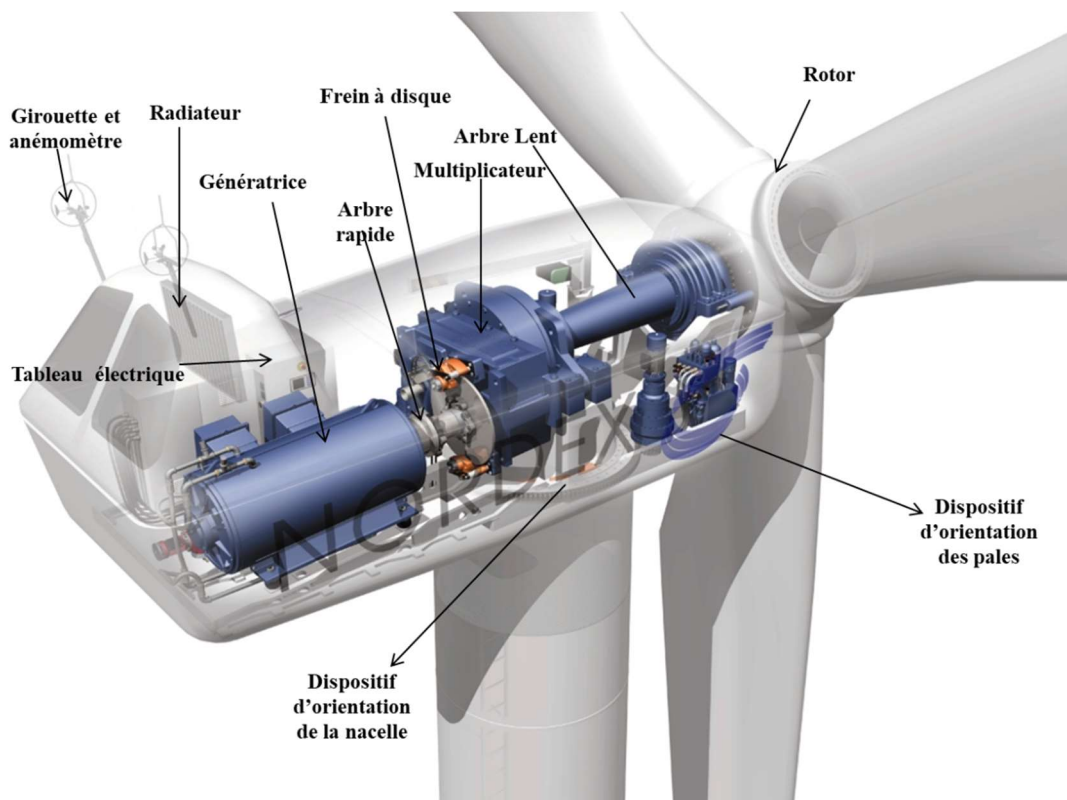


Figure 1.6. Schéma interne d'un aérogénérateur à axe horizontal

La tour (mât)

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

électrique, les éléments de contrôle, l'appareillage pour le raccordement au réseau de distribution et l'échelle d'accès à la nacelle.

Le rotor

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

Le système à trois pales est le plus utilisé, car il offre un bon compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation captée. De plus, il limite les vibrations et le bruit, ce qui assure la stabilité du mécanisme et augmente la durée de vie du rotor.

La nacelle

La nacelle est placée à la tête de la tour, est considérée comme le cœur de l'aérogénérateur. La nacelle comporte la coque qui contient et regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien à la génératrice électrique. La nacelle comporte également, l'électronique de puissance permettant les différents contrôles, le système de refroidissement / de réchauffement et une petite grue. Elle assure leur protection contre le soleil, la pluie, la neige et même le verglas. Elle se compose des éléments suivants :

Le générateur : Il convertit l'énergie mécanique en énergie électrique. Différents types de générateurs peuvent être rencontrés comme nous le verrons au paragraphe 3.2.

Un ordinateur : Il permet de gérer le démarrage de la machine lorsque la vitesse du vent est suffisante, de contrôler le pas des pales, le freinage de la machine, l'orientation de la nacelle face au vent. Enfin, il permet de diagnostiquer les éventuelles pannes.

Le moyeu : La plupart du temps, c'est une pièce d'acier moulé. Le moyeu reçoit les pales sur des brides normalisées et se monte sur l'arbre lent d'entrée du multiplicateur. Il est souvent protégé par une coupe en polyester formé d'obus. Cette forme aérodynamique est donnée pour des raisons esthétiques plus que fonctionnelles. Le multiplicateur est souvent muni d'un dispositif de refroidissement.

Le dispositif d'orientation de la nacelle : Il permet la rotation de la nacelle à l'extrémité supérieure de la tour, autour de l'axe vertical. Généralement, ce sont des moteurs électriques, par l'intermédiaire d'une couronne dentée, qui assurent l'orientation. Le dispositif d'orientation comprend un compteur de tours afin de ne pas tordre les câbles qui acheminent l'électricité.

Le dispositif d'orientation des pales : Le système d'orientation des pales permet de contrôler la puissance cinétique captée par l'éolienne (nous y reviendrons en détail dans la section 3).

3. Stratégies de fonctionnement d'une éolienne

3.1. Interaction entre le vent et la turbine

La Figure 1.7 représente la section longitudinale d'une pale d'aérogénérateur [22]. L'action du vent sur les pales de la turbine va se traduire par des forces appliquées en chaque point de la surface.

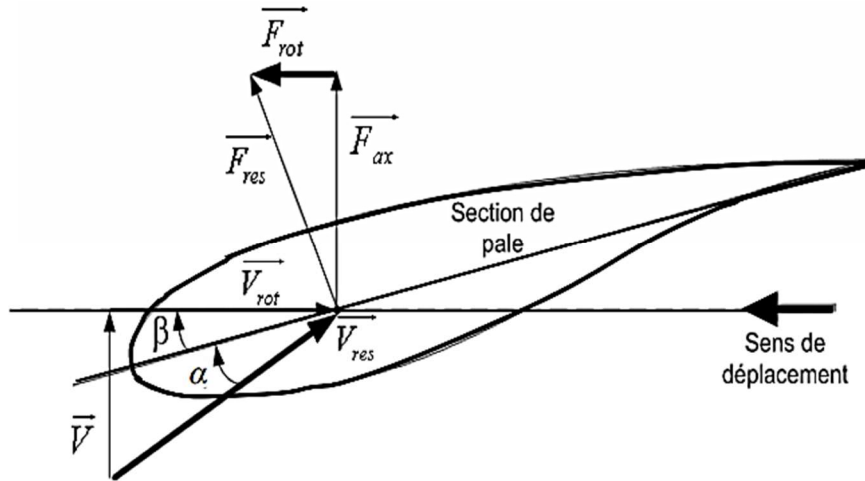


Figure 1.7. Bilan des forces sur une pale

La vitesse du vent arrivant face à cette pale est représentée par le vecteur \vec{V} . Le vecteur \vec{V}_{rot} représente la composante du vent due à la rotation de l'aérogénérateur. La résultante de ces deux vecteurs est appelée \vec{V}_{res} . L'action du vent sur la pale produit une force qui se décompose en une poussée axiale \vec{F}_{ax} directement compensée par la résistance mécanique du mat et une poussée en direction de la rotation \vec{F}_{rot} qui produit effectivement le déplacement.

Il en résulte une force globale \vec{F}_{res} (ou \vec{R}) orientée vers le haut qui se compose de deux forces (figure 1.8):

- Une force selon la direction de l'écoulement, la force de traînée \vec{D} ;
- Une force dans la direction perpendiculaire à l'écoulement, la force de portance \vec{L} .

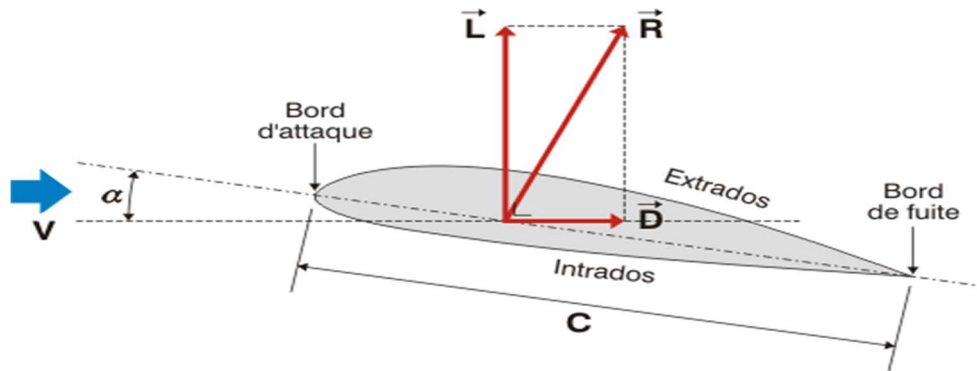


Figure 1.8. Effet de la force de portance sur une pale d'éolienne

On peut déduire les expressions de la poussée axiale et la poussée en direction de la rotation en fonction de la portance et de la traînée à partir des figures 1.7 et 1.8.

$$\begin{cases} F_{rot} = L \cdot \sin \psi - D \cdot \cos \psi \\ F_{ax} = L \cdot \cos \psi + D \cdot \sin \psi \end{cases} \quad (1.1)$$

Avec $\psi = \alpha + \beta$.

La force de portance L est donnée par l'expression :

$$L = \frac{\rho}{2} A W^2 c_L \quad (1.2)$$

De même, la force de traînée a pour expression :

$$D = \frac{\rho}{2} A W^2 c_D \quad (1.3)$$

Où A est la surface de référence, ρ est la densité de l'air (kg/m³), C_L et C_D sont respectivement le coefficient de portance et le coefficient de traînée (C_L et C_D dépendent de l'angle d'incidence α) et W est la résultante des deux vecteurs ; à savoir la vitesse du vent arrivant face à la pale et la composante du vent due à la rotation de l'aérogénérateur.

À partir des expressions de la portance et de la traînée, on calcule les forces de poussée dF_{rot} et dF_{ax} agissantes sur un élément de pale.

$$\begin{cases} dF_{rot} = \frac{\rho}{2} dAV^2 [c_L(\alpha) \cdot \sin \psi - c_D(\alpha) \cdot \cos \psi] \\ dF_{ax} = \frac{\rho}{2} dAV^2 [c_L(\alpha) \cdot \cos \psi + c_D(\alpha) \cdot \sin \psi] \end{cases} \quad (1.4)$$

La somme des intégrales, sur toutes les pales, des composantes horizontales et verticales des forces de portance et de traînée, permet le calcul de la force de poussée axiale et du couple aérodynamique. Ainsi:

$$\begin{cases} dF_{rot} = \sum_{k=1}^{Np} \int dF_{rot} \\ dF_{ax} = \sum_{k=1}^{Np} \int dF_{ax} \end{cases} \quad (1.5)$$

Chaque turbine éolienne est ainsi dimensionnée pour que cette force atteigne sa valeur nominale pour une vitesse de vent nominale donnée. Lorsque la vitesse du vent devient trop élevée ou si la génératrice nécessite une vitesse de rotation fixe, la puissance extraite par l'éolienne doit être annulée ou limitée à sa valeur nominale.

3.2. Surveillance et limitation de puissances

La puissance des éoliennes varie avec la vitesse du vent. À des vitesses du vent élevées, il est nécessaire de limiter la puissance aérodynamique de la turbine. Ainsi, les éoliennes sont munies de dispositifs de surveillance et de limitation de cette puissance.

Les éoliennes sont contrôlées pour ne fonctionner que dans une plage spécifique des vitesses du vent délimitées par des vitesses de démarrage et d'arrêt. Au-delà de ces limites, l'éolienne doit être arrêtée pour protéger à la fois le générateur et la turbine.

Deux technologies sont appliquées [5][23]:

- ❖ Le dispositif à pas fixe «Stall-Control » ;
- ❖ Le dispositif à pas variable «Pitch-Control ».

3.2.1. Le dispositif à pas fixe « Stall control »

La plupart des éoliennes connectées au réseau électrique nécessitent une vitesse de rotation fixe pour des raisons de cohérence de fréquence avec le réseau. Le système de limitation de vitesse le plus simple et le moins coûteux est un système de limitation naturelle (intrinsèque à la forme de la pale) dit "stall". Il utilise le phénomène de décrochage aérodynamique. Lorsque l'angle d'incidence i (α) devient important, c'est-à-dire lorsque la vitesse du vent dépasse sa valeur nominale V_n , l'aspiration créée par le profil de la pale n'est plus optimale ce qui entraîne des turbulences à la surface de la pale (Figure 1.9)

et par conséquent une baisse du coefficient de puissance. Ceci empêche alors une augmentation de la vitesse de rotation.

Le dispositif à pas fixe est simple et relativement fiable, mais il manque de précision, car il dépend de la masse volumique de l'air et de la rugosité des pales donc de leur état de propreté. Il peut, dans certains cas, être amélioré en autorisant une légère rotation de la pale sur elle-même (système "stall actif") permettant ainsi de maximiser l'énergie captée pour les faibles vitesses du vent. Pour les fortes vitesses du vent, la pale est inclinée de façon à diminuer l'angle de calage β et renforcer ainsi l'effet "stall" de la pale. La répercussion des variations de vitesse du vent sur le couple mécanique fourni par l'éolienne est ainsi moins importante.

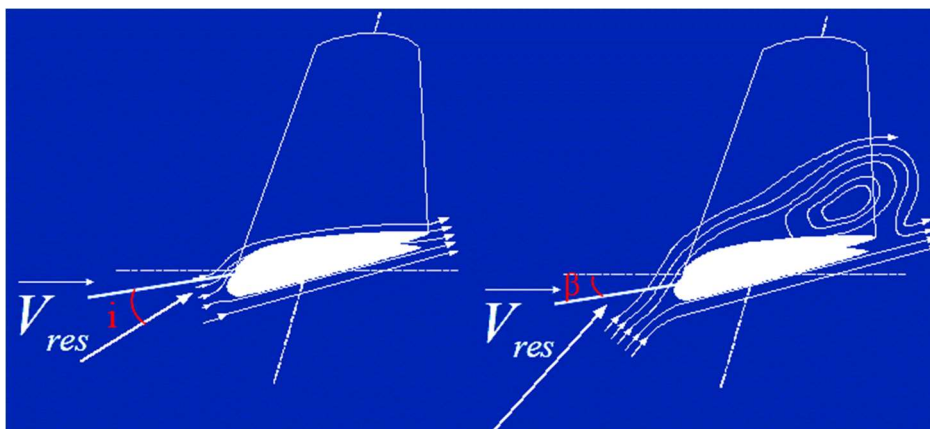


Figure 1.9. Flux d'air sur un profil de pale " stall "

3.2.2. Le dispositif à pas variable « Pitch Control »

Dans la technique de limitation de vitesse de type « Pitch Control », décrite sur la figure 1.10, la vitesse est limitée en modifiant la géométrie des pales par la variation d'angle de calage des pales autour de leurs axes longitudinaux.

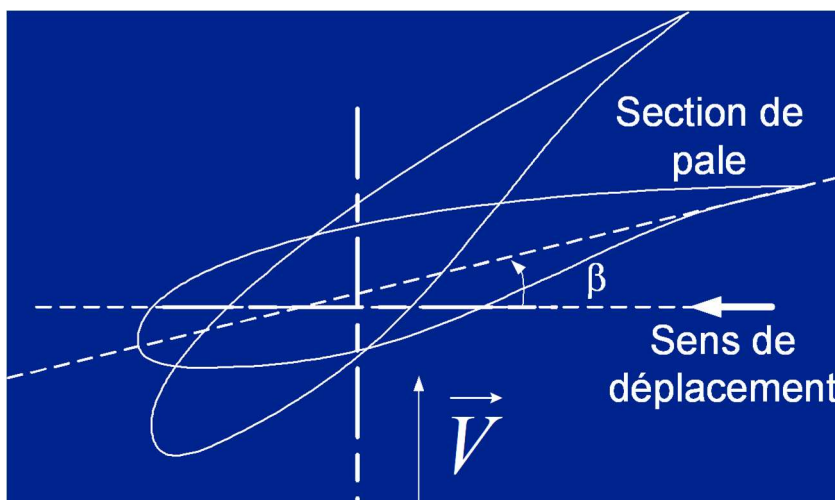


Figure 1.10. Variation de l'angle de calage d'une pale

L'ajustement de l'angle d'inclinaison peut être effectué par transmission mécanique (pour les systèmes à puissance de sortie inférieure à 100 KW), hydraulique (à partir de 300 KW) ou électrique (en particulier pour les grandes éoliennes > 500 KW). Un contrôleur surveille en permanence la puissance de sortie de l'éolienne ; lorsque le vent est trop fort, les pales sont pivotées hors du vent le long de leur axe, généralement d'une fraction de degré seulement, ce qui réduit la portance aérodynamique. Ce

procédé permet au rotor de continuer de générer de la puissance à une capacité nominale même si les vitesses du vent sont élevées. Les coefficients de performance diminuent et le développement du couple est également limité au niveau du rotor [24][25].

3.2.3. Les régions d'exploitation d'un système éolien

L'éolienne fonctionne toujours avec des dynamiques différentes, de la vitesse minimale à la vitesse maximale du vent, et les zones de fonctionnement de l'éolienne peuvent être illustrées par leur courbe de puissance, comme le montre la figure 1.11. Trois vitesses du vent et deux modes de fonctionnement sont représentés sur cette courbe de puissance, et leurs définitions sont données ci-dessous [26] :

Vitesse de démarrage V_D : La vitesse de démarrage est la vitesse du vent minimale à laquelle l'éolienne produit de l'énergie utilisable. Cette vitesse du vent est généralement comprise entre 3,13 et 4,47 m/sec pour la plupart des éoliennes.

Vitesse nominale V_n : La vitesse nominale est la vitesse minimale du vent à laquelle l'éolienne produit sa puissance nominale désignée. À des vitesses du vent comprises entre la vitesse d'enclenchement et la vitesse nominale, l'éolienne fonctionne en mode "maximum power point tracking (MPPT)", et la puissance de sortie d'une éolienne augmentera lorsque la vitesse du vent augmente.

Vitesse de coupure ou vitesse maximale V_M : À des vitesses du vent très élevées, généralement entre 22 et 45 m/sec, la plupart des éoliennes cessent de produire de l'électricité et sont arrêtées à des fins de protection. La vitesse du vent à laquelle l'opération d'arrêt se produit est appelée vitesse de coupure. Lorsque la vitesse du vent est élevée, la partie mécanique de l'éolienne peut être endommagée, et la vitesse de coupure est donc un facteur de sécurité. Lorsque la vitesse du vent redescend à un niveau de sécurité, l'éolienne reprend généralement son fonctionnement.

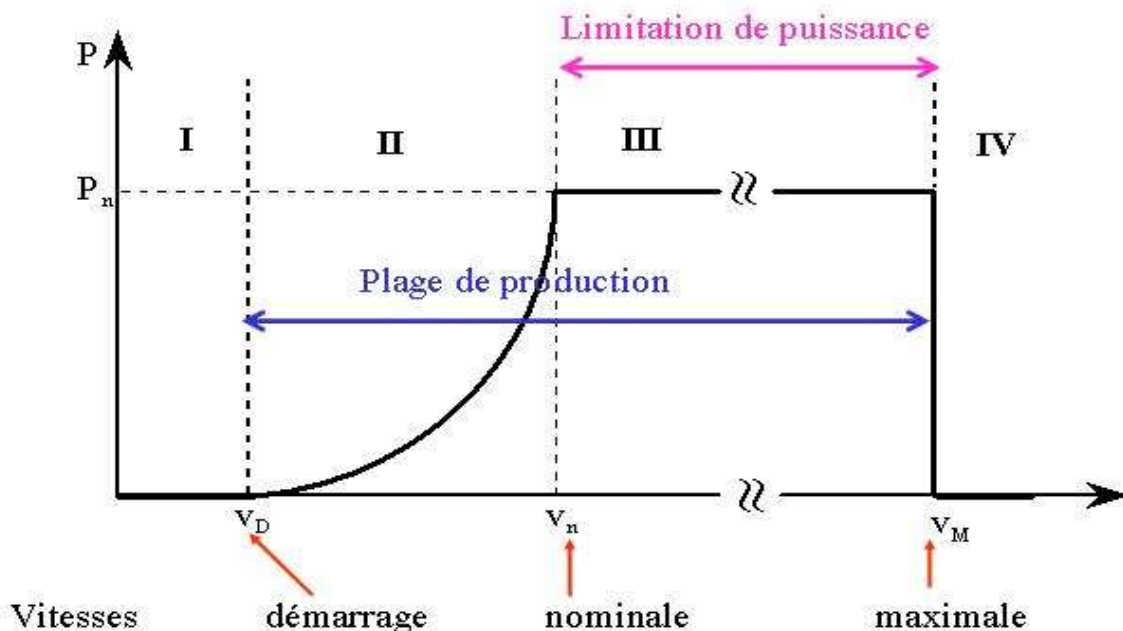


Figure 1.11. Différentes phases de fonctionnement d'une turbine

- **Zone I ($V < V_D$)** : La vitesse du vent est trop faible. La turbine peut tourner, mais l'énergie à capter est trop faible ;

- **Zone II ($V_D < V < V_n$)** : Le maximum de puissance est capté dans cette zone pour chaque vitesse du vent. Différentes méthodes existent pour optimiser l'énergie extraite. Cette zone correspond au fonctionnement à charge partielle et à l'application des algorithmes de commande MPPT pour extraire le maximum de puissance ;
- **Zone III ($V_n < V < V_M$)** : La puissance disponible devient trop importante. La puissance extraite est donc limitée, tout en restant le plus proche possible de la puissance nominale de la turbine P_n . Cette zone correspond au fonctionnement à pleine charge.
- **Zone IV ($V > V_M$)** : Il existe plusieurs techniques pour limiter la puissance éolienne dans le cas de fortes valeurs du vent. La première se base sur l'utilisation d'un système à pas variable « pitch », c'est une technique active assez coûteuse et complexe, elle est donc plutôt utilisée sur les systèmes à vitesse variable de moyenne à fortes puissances (quelques centaines de kW). La seconde technique est passive « Stall », elle se base sur un décrochage aérodynamique du flux d'air des pales à fort régime du vent. Il existe aussi des combinaisons des deux technologies précédemment citées. La troisième façon de limiter la puissance consiste à faire dévier l'axe du rotor dans le plan vertical (un basculement de la nacelle) ou une déviation dans le plan horizontal (rotation autour de l'axe du mât). Ainsi, la turbine n'est plus face au vent et la surface active de l'éolienne diminue [27].

4. État de l'art sur la conversion électromécanique

La structure de production d'énergie électrique contient des sous-systèmes électromagnétiques et électriques. À côté du générateur électrique et du convertisseur électronique de puissance, elle contient généralement un transformateur électrique pour assurer la compatibilité avec la tension du réseau. Cependant, sa configuration dépend du type de machine électrique et de son interface avec le réseau.

4.1. Les éoliennes à vitesse fixe

Les SCEE à vitesse fixe fonctionnent à vitesse constante. Cela signifie que, quelle que soit la vitesse du vent, la vitesse du rotor de l'éolienne est fixe et déterminée par la fréquence du réseau. Les SCEE à vitesse fixe sont généralement équipées de générateurs à induction à cage d'écureuil (en anglais : squirrel-cage induction generators (SCIG)), de démarreurs progressifs et de batteries de condensateurs et sont directement connectées au réseau, comme le montre la figure 1.12. Cette configuration du SCEE est également connue sous le nom de "concept danois", car elle a été développée et largement utilisée au Danemark [28].

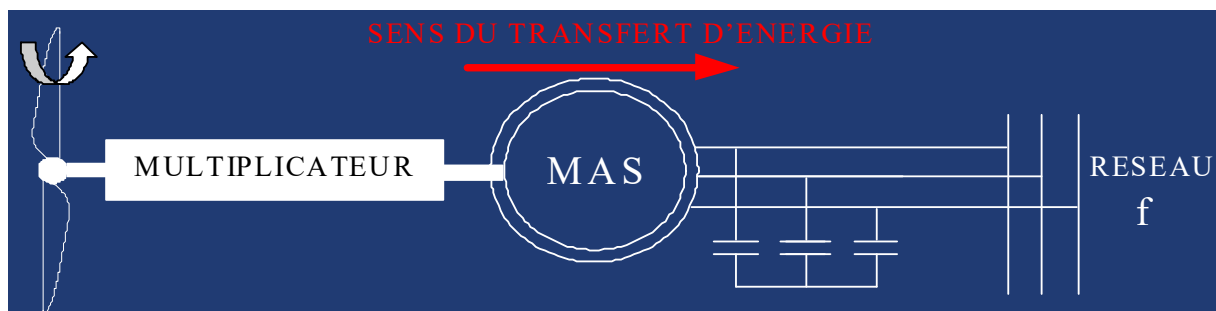


Figure 1.12. Connexion directe d'une machine asynchrone à cage au réseau

Initialement, la machine à induction est connectée en mode moteur de telle sorte qu'elle génère un couple électromagnétique dans la même direction que le couple du vent. En régime permanent, la vitesse de rotation est supérieure à la vitesse synchrone et le couple électromagnétique est négatif (figure 1.13). Cela correspond au fonctionnement de la machine à induction à cage d'écureuil en mode génératrice (ou en régime hypersynchrone). Comme il est directement connecté au réseau, le SCIG opère sur sa caractéristique mécanique naturelle ayant une pente accentuée (correspondant à un petit glissement) donnée par la résistance du rotor. Par conséquent, la vitesse de rotation du SCIG est très proche de la vitesse synchrone imposée par la fréquence du réseau. De plus, les variations de la vitesse du vent n'induisent que de faibles variations de la vitesse du générateur. Comme la puissance varie proportionnellement à la vitesse du vent au cube, les variations électromagnétiques associées sont importantes.

Les SCIG sont privilégiés, car ils sont mécaniquement simples, ont un rendement élevé et un faible coût de maintenance. De plus, ils sont très robustes et stables. L'un des principaux inconvénients des SCIG est le fait qu'il existe une relation unique entre la puissance active, la puissance réactive, la tension et la vitesse du rotor [18][7]. Cela signifie qu'une augmentation de la production de puissance active n'est possible qu'avec une augmentation de la consommation de puissance réactive, ce qui conduit à un facteur de puissance à pleine charge relativement faible. Afin de limiter l'absorption de puissance réactive par le réseau, les SCEE basés sur le SCIG sont équipés de batteries de condensateurs. Le rôle du démarreur progressif est de réduire les courants de démarrage lors de la connexion au réseau. Les SCEE à vitesse fixe ont l'avantage d'être simples, robustes et fiables, avec des systèmes électriques simples et peu coûteux et un fonctionnement bien éprouvé. D'autre part, en raison du fonctionnement à vitesse fixe, la contrainte mécanique est importante. Toutes les fluctuations de la vitesse du vent sont transmises dans le couple mécanique et ensuite, sous forme de fluctuations électriques, dans le réseau. En outre, les SCEE à vitesse fixe ont une contrôlabilité très limitée (en terme de vitesse de rotation), puisque la vitesse du rotor est fixe, presque constante, collée à la fréquence du réseau.

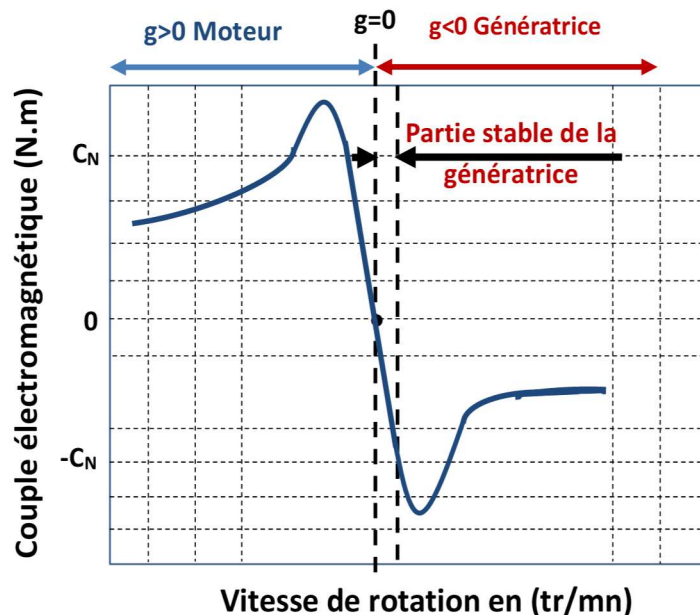


Figure 1.13. Caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone

Les SCEE à vitesse variable limitée sont une évolution des SCEE à vitesse fixe basés sur le SCIG. Ils sont équipés d'un générateur à induction à rotor bobiné (wound-rotor induction generator (WRIG)) dont la résistance du rotor externe est variable. La caractéristique unique de ce SCEE est qu'il possède une résistance de rotor supplémentaire variable, contrôlée par un démarreur électronique. Ainsi, la résistance totale (interne plus externe) du rotor est réglable, ce qui permet de contrôler davantage le glissement du générateur et donc la pente de la caractéristique mécanique. De toute évidence, la gamme de contrôle dynamique de la vitesse est déterminée par l'ampleur de la résistance supplémentaire. Habituellement, la plage de contrôle est supérieure à 10 % au-dessus de la vitesse de synchronisme.

4.2. Les éoliennes à vitesse variable

Les éoliennes à vitesse variable sont actuellement les SCEE les plus utilisés. Le fonctionnement à vitesse variable est possible grâce à l'interface des convertisseurs électroniques de puissance, permettant un découplage total (ou partiel) du réseau.

Les principaux avantages du fonctionnement à vitesse variable par rapport au fonctionnement à vitesse fixe, se résument aux points suivants :

- Augmentation du rendement énergétique ;
- Réduction des oscillations du couple dans le train de puissance ;
- Réduction des efforts subis par le train de puissance ;
- Génération d'une puissance électrique de meilleure qualité.

Trois types de génératrices peuvent être utilisés dans les éoliennes à vitesse variable :

- ⇒ La génératrice synchrone ;
- ⇒ La génératrice asynchrone à cage ;
- ⇒ La génératrice asynchrone à double alimentation GADA.

4.2.1. Génératrice synchrone couplée au réseau

La génératrice synchrone peut être soit une génératrice synchrone à rotor bobiné (wound rotor synchronous generator (WRSG)), soit une génératrice synchrone à aimant permanent (permanent-magnet synchronous generator (PMSG)), cette dernière est la plus utilisée dans l'industrie des éoliennes. Le convertisseur de puissance est calibré en fonction de la puissance du générateur et son fonctionnement est similaire à celui du SCEE basé sur la GADA (figure (1.14)). Son côté machine assure le réglage de la vitesse de rotation dans une large plage, tandis que son côté réseau transfère la puissance active au réseau et tente d'annuler la consommation de la puissance réactive.

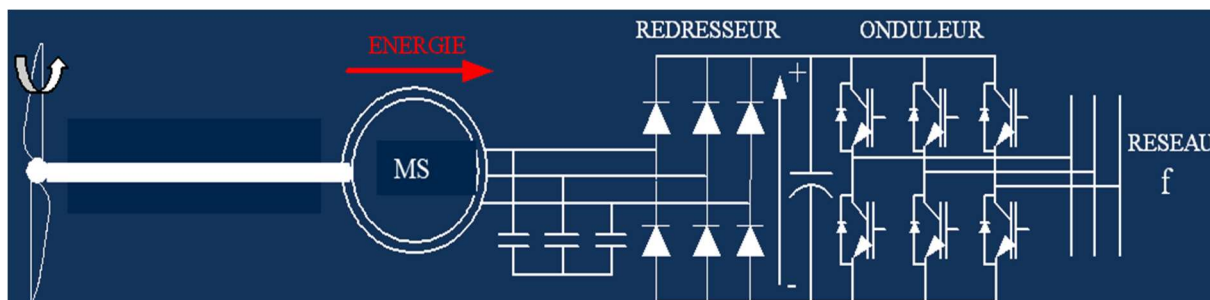


Figure 1.14. Connexion directe d'une machine synchrone au réseau

Le PMSG est considéré, dans de nombreux articles de recherche, comme une bonne solution à utiliser dans le SCEE, en raison de sa propriété d'auto-excitation, qui permet le fonctionnement à un facteur de puissance et un rendement élevés [26][29].

Le PMSG ne nécessite pas l'alimentation en énergie pour l'excitation, car il est excité par les aimants permanents. Le stator d'un PMSG est bobiné et le rotor a un système de pôles à aimants permanents. Le pôle saillant du PMSG fonctionne à basse vitesse, ce qui permet de retirer le multiplicateur. C'est un grand avantage du SCEE basé sur le PMSG, car le multiplicateur est un dispositif sensible dans les systèmes d'énergie éolienne. La même chose peut être obtenue en utilisant un PMSG multipolaire à entraînement direct de grand diamètre. La nature synchrone des PMSG peut causer des problèmes lors du démarrage, de la synchronisation et de la régulation de la tension et ils ont besoin d'un système de refroidissement, car les matériaux magnétiques sont sensibles à la température et ils peuvent perdre leurs propriétés magnétiques s'ils sont exposés à des températures élevées [19].

Le tableau 1.3 résume les points forts et les points faibles de ce type de SCEE.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens ; • Fonctionnement à vitesse variable sur toute la plage de vitesse ; • Absence du multiplicateur de vitesse. 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût assez élevé à cause des aimants qui sont en terres rares ; • Dimensionnement pour une puissance nominale des éléments semi-conducteurs ; • Machine encombrante pour son grand diamètre.

Tableau 1.3. Avantages et inconvénients du SCEE basé sur la Génératrice synchrone

4.2.2. Machine asynchrone connectée au réseau

Le dispositif de base est représenté sur la Figure 1-15. Cette configuration autorise un fonctionnement à vitesse variable sans limites physiques théoriques. En effet, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension produite est redressée et transformée en tension continue. Le fonctionnement de l'onduleur est alors classique et une commande adéquate permet de délivrer une tension alternative de fréquence fixe correspondant à celle du réseau avec un facteur de puissance unitaire. La puissance nominale de la génératrice détermine alors la puissance maximale que l'éolienne peut fournir. Les convertisseurs utilisés sont dimensionnés pour la totalité de cette puissance échangée entre la machine et le réseau. Ils représentent donc un coût important et des pertes non négligeables (jusqu'à 3% de la puissance nominale de la machine) et ils entraînent des perturbations qui nuisent au rendement et à la qualité de l'énergie délivrée. De plus, la présence des capacités est indispensable pour fournir l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation de la machine. Cette énergie ne peut pas être fournie par le réseau, car le redresseur est unidirectionnel. Ce dernier peut être éventuellement remplacé par un redresseur MLI à base d'IGBT dont la structure est semblable à celle de l'onduleur. Dans ce cas, le transfert de la puissance réactive est contrôlable et il se dirige du bus continu vers la machine et le transfert de la puissance active est identique au cas du redresseur simple. Cette solution alourdit toutefois le dispositif en terme de coût et de complexité de mise en œuvre, de plus, les enroulements statoriques du moteur sont alors soumis à des

dV/dt importantes qui peuvent réduire leur durée de vie [30]. Alors l'ensemble de ces inconvénients n'ont pas permis un développement industriel important de ce dispositif.

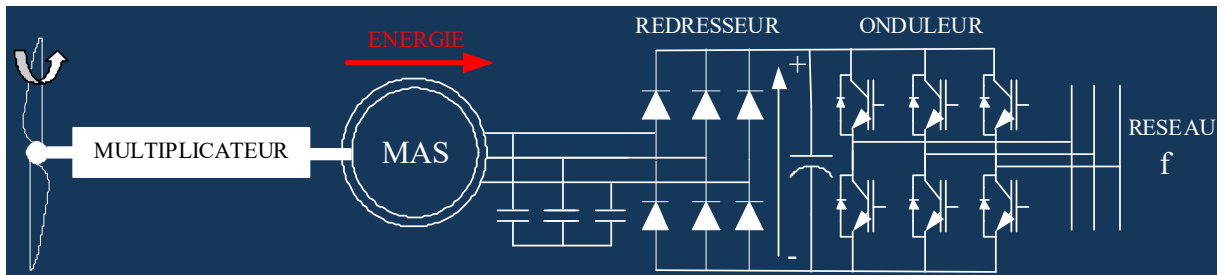


Figure 1.15. Machine asynchrone connectée au réseau électrique

Le tableau 1.4 résume les points forts et les points faibles de ce type de SCEE.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Machine standard ; • Machine robuste ; • Faible coût ; 	<ul style="list-style-type: none"> • Puissance extraite non optimisée ; • Non-gestion de la puissance réactive du générateur ; • Coût élevé de la maintenance du multiplicateur ; • Insertion d'un gradateur pour une reprise progressive lors d'un démarrage.

Tableau 1.4. Avantages et inconvénients du SCEE basé sur MAS connectée au réseau électrique

4.2.3. Génératrice asynchrone à double alimentation GADA

4.2.3.1. Structure du SCEE basé sur la GADA

Le SCEE basé sur un générateur asynchrone à double alimentation (GADA) (Doubly Fed Induction Generator (DFIG)) (figure 1.16), également connu sous le nom de SCEE amélioré à vitesse variable, est actuellement le plus utilisé par l'industrie des éoliennes.

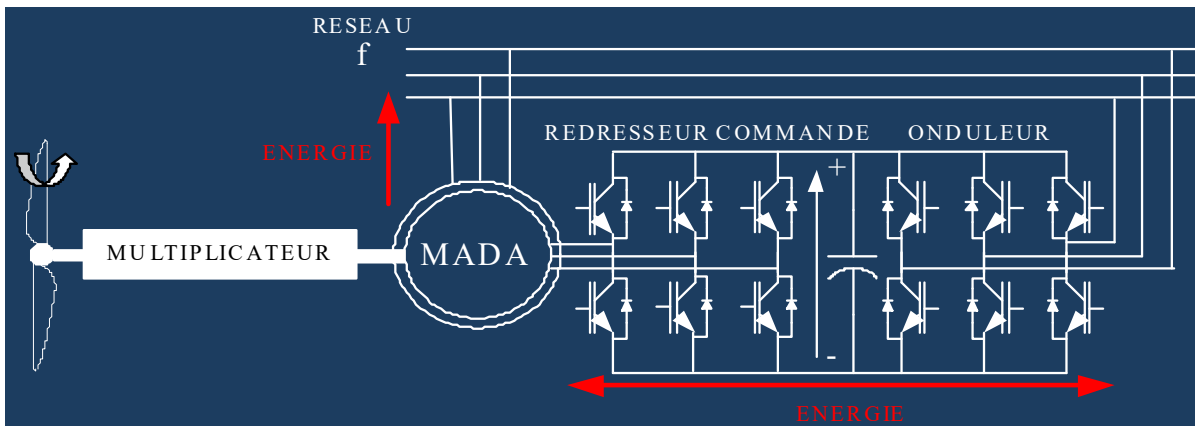


Figure 1.16. Topologie de raccordement au réseau utilisant une MADA

La GADA est un WRIG dont les enroulements du stator sont directement connectés au réseau triphasé à fréquence constante et les enroulements du rotor sont connectés à un convertisseur de puissance (AC-AC). Ainsi, le terme "doublement alimenté" vient du fait que la tension du stator est appliquée à partir du réseau et que la tension du rotor est imposée par le convertisseur de puissance. Ce système permet un fonctionnement à vitesse variable sur une large plage, mais toujours limitée, dont le comportement du générateur est régi par le convertisseur d'électronique de puissance et ses contrôleurs.

Le convertisseur électronique de puissance comprend deux convertisseurs IGBT, à savoir le convertisseur côté rotor et le convertisseur côté réseau, reliés par une liaison à courant continu (DC). Sans entrer dans les détails des convertisseurs, l'idée principale c'est que le convertisseur côté rotor contrôle le générateur en terme de puissance active et réactive, tandis que le convertisseur côté réseau contrôle la tension de la liaison CC et assure un fonctionnement à un facteur de puissance élevé.

Le stator fournit en permanence de la puissance au réseau. Le rotor, en fonction du point de fonctionnement, alimente le réseau lorsque le glissement est négatif (fonctionnement hyper-synchrone) et il absorbe l'énergie du réseau lorsque le glissement est positif (fonctionnement hypo-synchrone). Dans les deux cas, le flux de puissance dans le rotor est approximativement proportionnel au glissement [31]. La taille du convertisseur n'est pas liée à la puissance totale du générateur, mais à la plage de variation de la vitesse sélectionnée. En général, une plage de $\pm 30\%$ autour de la vitesse synchrone est utilisée [32].

Les SCEE basés sur la GADA permettant une extraction de puissance maximale sur une large gamme de vitesses du vent sont hautement contrôlables. De plus, le contrôle de la puissance active et réactive est entièrement découplé en contrôlant indépendamment les courants du rotor.

Enfin, les SCEE basés sur la GADA peuvent soit injecter ou absorber de l'énergie du réseau, et ainsi participer activement au contrôle de la tension.

4.2.3.2. Description du Fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, et offrir ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [33][10]. Ces modes de fonctionnement se distinguent par le signe du glissement.

Définissant tout d'abord, la vitesse du rotor de la MADA Ω_m qui est donné par la relation suivante :

$$\Omega_m = \frac{\omega_m}{p} \text{ avec } \begin{array}{l} \bullet \Omega_m : \text{la vitesse mécanique du rotor (rd/s)} ; \\ \bullet \omega_m : \text{la pulsation électrique du rotor (rd/s)} ; \\ \bullet p : \text{le nombre de paires des pôles.} \end{array}$$

Le glissement g est défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (1.6)$$

La pulsation des courants induits au rotor ω_r s'exprime comme suit :

$$\omega_r = \omega_s - \omega_m = \omega_s - p \cdot \Omega_m \quad (1.7)$$

En substituant (1.6) dans (1.7), la pulsation des courants induits ω_r au rotor devient :

$$\omega_r = g \cdot \omega_s \quad (1.8)$$

Grâce à cette dernière équation, la relation entre les fréquences devient :

$$f_r = g \cdot f_s \quad (1.9)$$

Selon le signe du glissement g , il est possible de distinguer trois modes de fonctionnement de la machine:

$\omega_m < \omega_s$	$\omega_r > 0 \Rightarrow g > 0$	<i>Mode hypo synchrone</i>
$\omega_m > \omega_s$	$\omega_r < 0 \Rightarrow g < 0$	<i>Mode hyper synchrone</i>
$\omega_m = \omega_s$	$\omega_r = 0 \Rightarrow g = 0$	<i>Mode synchrone</i>

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme en générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrone, on peut distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine.

⇒ **Fonctionnement en mode moteur**

En Mode Hypo-Synchrone, la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance du glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner de la même manière, mais cette fois la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

En Mode Hyper-Synchrone, la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

La figure 1.17 décrit l'écoulement de puissance dans une structure MADA lors d'un fonctionnement en moteur.

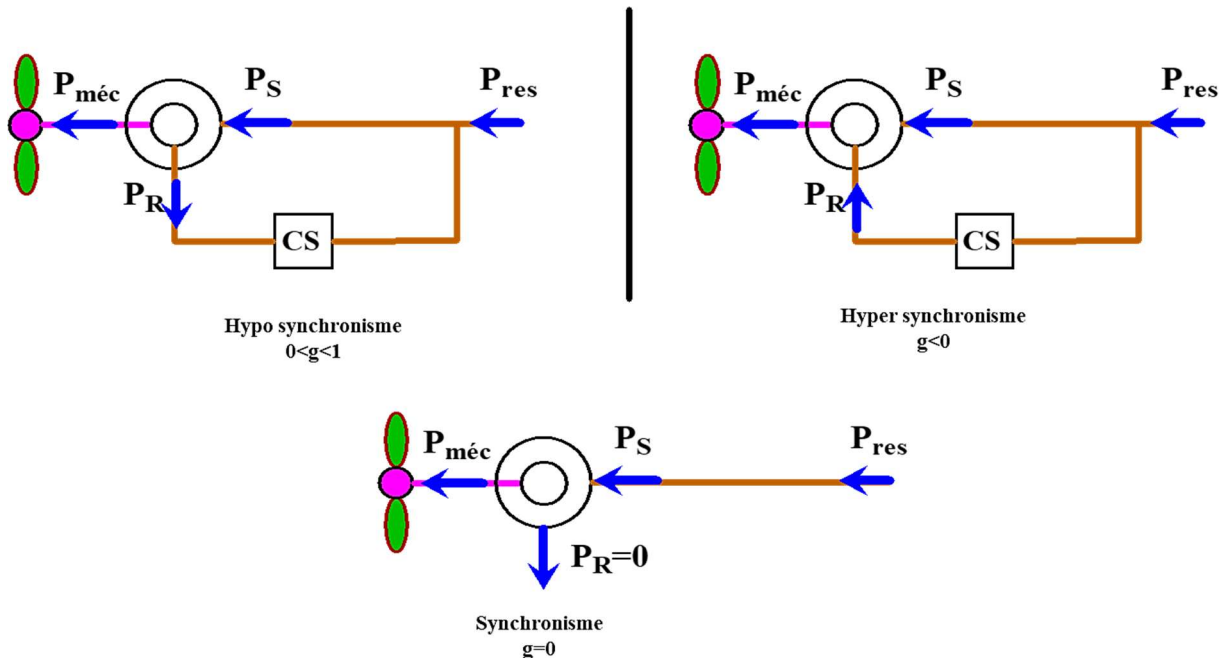


Figure 1.17. Écoulement de puissance dans une structure MADA

⇒ **Fonctionnement en mode générateur**

En Mode Hypo-Synchrone, la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance du glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement. En Mode Hyper-Synchrone, la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance du glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement, mais dans ce cas la puissance du glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

La figure 1.18 décrit l'écoulement de puissance dans une structure GADA.

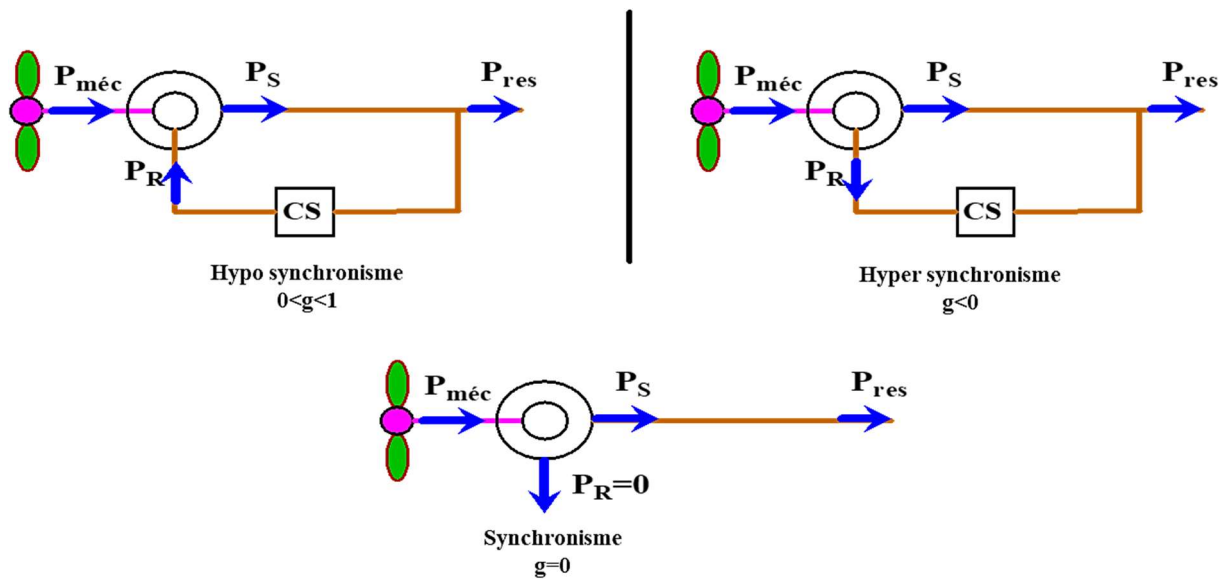


Figure 1.18. Écoulement de puissance dans une structure GADA

4.2.3.3. Avantages et inconvénients

Le tableau 1.5 résume les points forts et les points faibles du SCEE basé sur la MADA.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens ; • Fonctionnement à vitesse variable sur une plage de vitesse tournant à $\pm 30\%$ de la vitesse de synchronisme ; • Dimensionnement autour de 25% de la puissance nominale des convertisseurs statiques ; • Machine standard. 	<ul style="list-style-type: none"> • Existence d'un multiplicateur ; • Commande complexe ; • Réduction de la robustesse (existence balai/collecteur) ; • Présence d'oscillations mécaniques réduites par un contrôle adéquat ; • Sensibilité aux défauts électriques.

Tableau 1.5. Avantages et inconvénients du SCEE basé sur la GADA

5. Configurations de l'association MADA/Convertisseur de puissance

La MADA offre plusieurs possibilités de configuration dans son association avec les convertisseurs de puissance. Ces configurations dépendent essentiellement du domaine d'application de la MADA.

5.1. Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la (Figure 1.19), le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO [34][35]. Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur. Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R , ce qui nuit au rendement du système. De plus cela augmente la puissance transiting dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance.

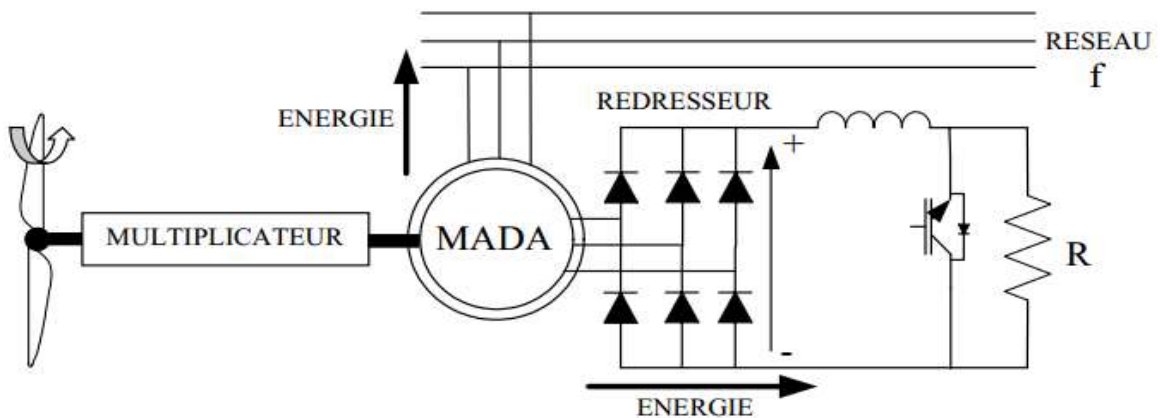


Figure 1.19. MADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée

5.2. Structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie du glissement vers le réseau (Figure 1.20).

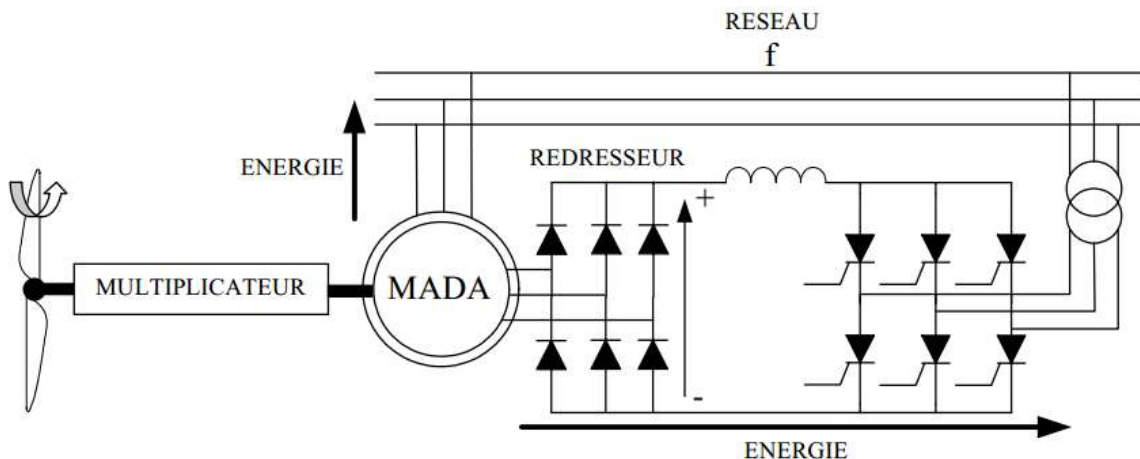


Figure 1.20. Structure de Kramer

L'ensemble redresseur-onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Ce système est avantageux s'il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. Afin de respecter cette contrainte, le glissement est maintenu inférieur à 30%. L'utilisation de thyristors pour l'onduleur nuit au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau) donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures au synchronisme. Cette solution n'est plus utilisée au profit de la structure de Scherbius avec convertisseurs à IGBT.

5.3. Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

Le principe de base du cycloconvertisseur a été conçu par Louis A. Hazeltine en 1923 et breveté en 1929 [36]. Un cycloconvertisseur est un convertisseur direct AC-AC qui utilise un réseau de commutateurs à semi-conducteurs de puissance pour connecter directement l'alimentation à la machine sans aucune capacité de liaison continue intermédiaire. Il permet de convertir une tension alternative triphasée d'amplitude et de fréquence constantes en une tension alternative triphasée d'amplitude et de fréquence variables.

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur-onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur (Figure 1.21), l'ensemble est alors appelé structure de Scherbius.

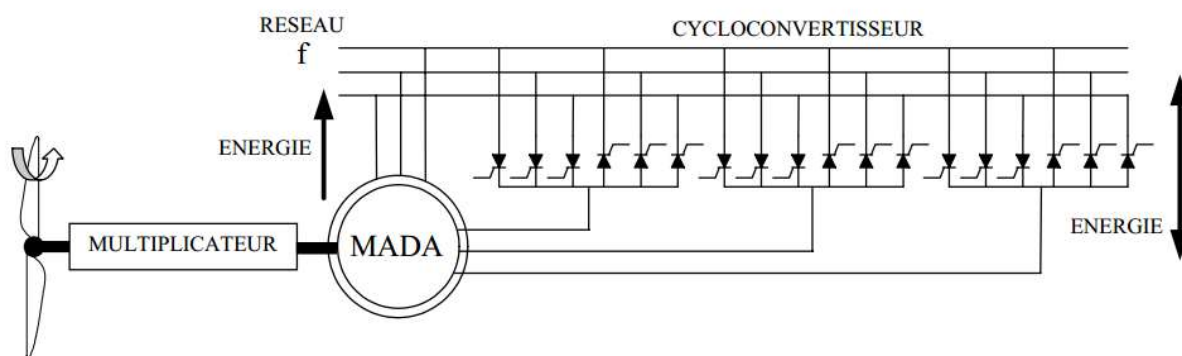


Figure 1.21. Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

La plage de variation de vitesse est doublée par rapport à la structure de Kramer. En effet si la variation du glissement doit rester inférieure à 30% pour maintenir l'efficacité du système, cette variation peut être positive (fonctionnement hyposynchrone) ou négative (fonctionnement hypersynchrone).

Le principe du cycloconvertisseur est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure (Figure 1.22).

Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cycloconvertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandés en MLI.

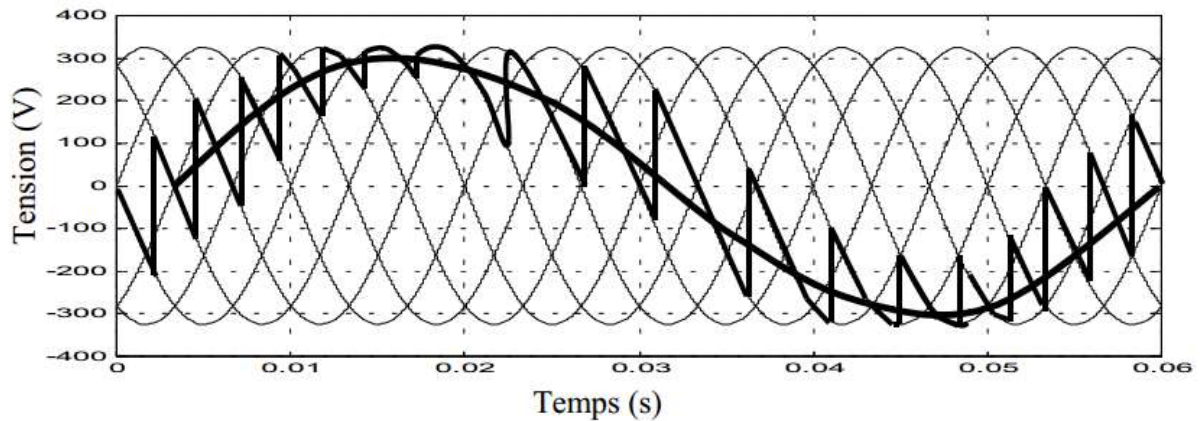


Figure 1.22. Principe de fonctionnement du cycloconvertisseur

5.4. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Cette structure utilise deux convertisseurs identiques liés par un bus continu (capacité), à base des transistors IGBT ou Mosfet. L'un connecté au côté rotor et l'autre au côté réseau. Cette structure est montrée par la figure 1.23. De nombreux travaux ont été présentés avec ce type de convertisseurs. Bien que les convertisseurs utilisés dans cette configuration soient extrêmement similaires, il existe des grandes différences entre les stratégies de contrôle et la complexité de chacun.

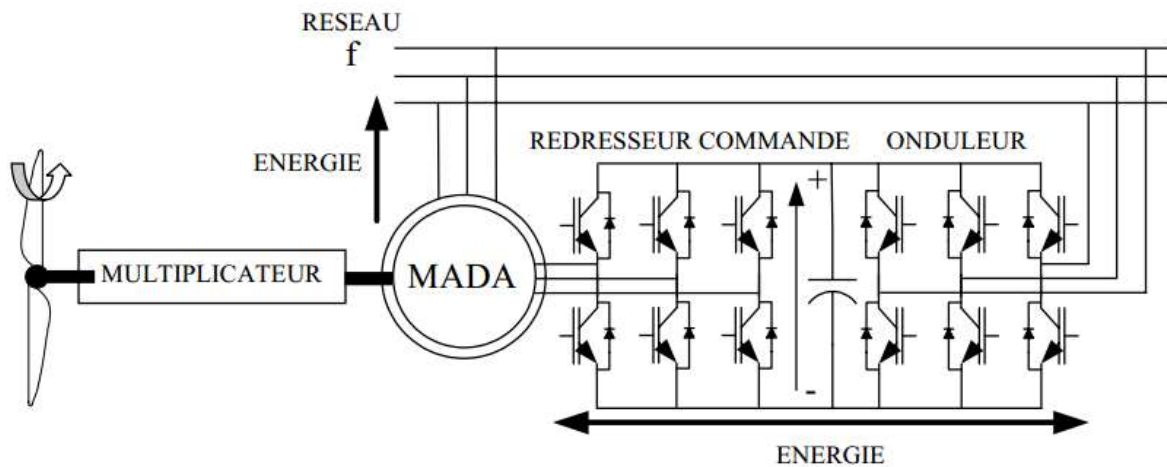


Figure 1.23. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

6. État de l'art sur les stratégies de commande des Systèmes de conversion d'énergie éolienne

Les schémas de commande d'un système éolien basé sur la GADA connectée au réseau électrique comprennent la commande de l'angle de calage, la commande du suivi de point de puissance maximale et la commande de la GADA. Les techniques de commande traditionnelles et les techniques de commande avancées des systèmes d'éoliennes seront passées en revue dans cette section.

Plusieurs approches ont été développées dans la littérature pour commander et gérer les systèmes éoliens.

6.1. Contrôle de l'angle de calage « pitch control »

Le contrôle de l'angle de calage est une méthode mécanique de contrôle de l'angle des pales de l'éolienne lorsque la puissance éolienne captée dépasse sa valeur nominale ou quand la vitesse du vent dépasse sa valeur nominale. Il permet ainsi de limiter la puissance de sortie maximale pour qu'elle soit égale à la puissance nominale, et donc de protéger le générateur lorsque la vitesse du vent subit des rafales. Ce contrôle n'est activé que lorsque la vitesse du vent est élevée. Il existe de nombreuses techniques de régulation de l'angle de calage décrites dans la littérature [37][10][22][38]. La régulation classique de l'angle de calage utilise généralement des régulateurs PI [39][40]. Cependant, plusieurs stratégies de contrôle avancées ont été proposées. Une nouvelle approche pour le contrôle de l'angle de calage, qui a bien fonctionné dans des circonstances instables et bruyantes, a été présentée dans [41]. En outre, un contrôleur d'angle de calage par la logique floue a été développé en [40][25][42], qui ne nécessitait pas beaucoup de connaissances sur le système. Parallèlement, un contrôleur utilisant une commande prédictive généralisée a été présenté dans [43], dont la stratégie était basée sur la vitesse moyenne du vent et l'écart type de la vitesse du vent. Un autre schéma de contrôle de l'angle de calage a été proposé dans [44], dans lequel un contrôleur adaptatif du régulateur autoréglable qui incorpore un contrôleur hybride d'un neuro-contrôleur gaussien linéaire quadratique et un estimateur de paramètres linéaires, a été développé.

Le tableau 1.6 résume les points forts et les points faibles des techniques de régulation de l'angle de calage [37][10][22][38][40][41].

Technique de régulation	Avantages	Inconvénients
Commande par PI ou PID	<ul style="list-style-type: none"> • Conception et réalisation simple 	<ul style="list-style-type: none"> • Détérioration de la performance lorsque le point de fonctionnement varie, car la synthèse de ce régulateur est basée sur le modèle de la turbine linéarisé autour d'un point de fonctionnement
Commande linéaire quadratique gaussienne	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne robustesse en termes de marges de phase et gain 	<ul style="list-style-type: none"> • La performance de ce régulateur est limitée due à la non-linéarité forte de la turbine
Commande par mode glissant	<ul style="list-style-type: none"> • Robustesse vis-à-vis l'incertitude paramétrique 	<ul style="list-style-type: none"> • Exigence de la connaissance du modèle mathématique de la turbine ; • La performance de la commande par mode glissant est connue d'être détériorée par le phénomène de 'chattering'
Commande par la logique floue	<ul style="list-style-type: none"> • Cette méthode est fiable et robuste vis-à-vis la caractéristique non linéaire de l'angle de calage par rapport à la vitesse du vent 	<ul style="list-style-type: none"> • la nécessité de mesurer la vitesse du vent ; • L'efficacité de la commande est détériorée, car l'anémomètre ne peut pas mesurer la vitesse

		exacte résultante du vent incident sur les pales
--	--	---

Tableau 1.6. Comparaison des techniques de régulation de l'angle de calage

6.2. Poursuite du point maximal de puissance (MPPT)

Afin de garantir une maîtrise optimale de la poursuite du point maximum de puissance (MPPT), certains schémas de contrôle ont été présentés dans la littérature.

Les stratégies MPPT peuvent être principalement divisées en deux types. Il s'agit des schémas de contrôle conventionnels et des schémas de contrôle intelligents.

Les schémas de régulation conventionnels peuvent également être divisés en deux catégories : la commande en courant et la commande en vitesse, qui dépend du réglage des valeurs de référence. Les valeurs de référence sont la puissance active et le couple électromagnétique pour le contrôle en mode courant [45][46][47], et la vitesse de rotation pour le contrôle en mode vitesse [48][49]. Dans [50], l'auteur a comparé ces deux stratégies de contrôle pour l'analyse transitoire dynamique, et il a conclu que le contrôle en mode courant a une réponse lente avec une construction simple, alors que le contrôle en mode vitesse a une réponse rapide avec une conception complexe. Les discussions et les limites de ces deux schémas de contrôle ont été présentées dans [51]. En fait, les vitesses du vent dans les schémas de régulation conventionnels doivent être mesurées avec précision. Cependant, l'anémomètre ne peut pas mesurer précisément la vitesse du vent à cause de la distorsion du flux, du terrain complexe et de l'influence de l'ombre de la tour [52]. Par conséquent, certaines études sur le suivi maximal de la puissance éolienne sans mesure de la vitesse du vent ont été développées dans [53], [54], [55] et [56].

Les stratégies de commande intelligente appliquent généralement la commande hill-climbing et la commande par logique floue pour la commande de suivi du point de puissance maximale. La commande traditionnelle hill-climbing utilise une méthode de commande optimale de perturbation de vitesse à pas fixe pour déterminer la vitesse, la taille et la direction de la perturbation en fonction des changements de puissance avant et après l'échantillonnage [57]. Cependant, cette méthode de contrôle est généralement lente en vitesse, car la perturbation du pas est fixe. Par conséquent, certaines méthodes de contrôle hill-climbing améliorées ont été proposées. Par exemple, une méthode d'utilisation de la méthode de perturbation à pas variable de l'énergie éolienne pour contrôler la puissance éolienne captée a été analysée dans [51]. Une autre méthode de recherche hill-climbing avancée, développée dans [58], avec un processus en temps réel a permis la recherche de la puissance maximale de l'éolienne à des vitesses du vent variables sans même avoir besoin de connaître les caractéristiques de l'éolienne, la vitesse de son rotor et la vitesse du vent.

Les stratégies MPPT basées sur la logique floue présentent l'avantage d'avoir un contrôle de vitesse robuste contre les rafales du vent et le couple oscillatoire des turbines, d'avoir des performances dynamiques et permanentes supérieures, et d'être indépendantes des paramètres de la turbine et de la densité de l'air, voir [52], [40] et [59].

Dans [60], les auteurs ont présenté un nouveau schéma de MPPT adaptatif dans lequel la vitesse du vent était estimée par la puissance de sortie et l'efficacité du générateur, et l'efficacité maximale était estimée

par le suiveur de rapport de vitesse de pointe maximale. Une nouvelle stratégie MPPT basée sur l'ajustement direct du cycle de fonctionnement du convertisseur DC/DC en fonction des résultats des comparaisons entre différentes puissances de sortie d'éoliennes contrôlées successivement a été proposée dans [61], dans laquelle il n'était pas nécessaire de connaître les caractéristiques de l'éolienne et les mesures de la vitesse du vent.

6.3. Contrôle de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA

Le pilotage de la GADA est plus compliqué que celui d'un générateur à induction à cage d'écureuil, car la GADA peut fonctionner à une vitesse hypersynchrone et à une vitesse hyposynchrone en contrôlant les tensions aux bornes du rotor. Au fil des ans, les chercheurs ont présenté plusieurs types de stratégies de contrôle de GADA, telles que la commande vectorielle, la commande directe du couple/de la puissance, le contrôle prédictif, la commande sans capteur et les commandes non linéaires...

La commande orientée par le champ (Field oriented control (FOC)) ou commande vectorielle est couramment utilisée dans les commandes des générateurs à induction doublement alimentés en raison de sa capacité à contrôler plus efficacement la vitesse du moteur, ainsi que le faible coût de conception d'un système FOC. La commande FOC permet également de contrôler séparément la puissance active et réactive du générateur. Il existe principalement deux types de commandes orientées par le champ dans les GADAs, qui sont respectivement la commande orientée par la tension du stator et la commande orientée par le flux du stator. La commande orientée par le flux statorique est largement utilisée dans les modèles de commande de la GADA [62][63][64][65], dans lesquels la composante de courant de l'axe q est utilisée pour la commande de la puissance active et la composante de l'axe d est utilisée pour la commande de la puissance réactive. Alors que pour la commande orientée par la tension du stator, la situation est inverse [66][67], la composante de l'axe d est utilisée pour la commande de la puissance active et la composante du courant de l'axe q est utilisée pour la commande de la puissance réactive. Dans [39], l'auteur a comparé le contrôle de la puissance active et réactive pour un système d'éolienne basé sur la GADA en utilisant respectivement la commande orientée sur la tension et le flux statorique, et les résultats de la simulation ont illustré les mêmes performances.

Récemment, une nouvelle technique de commande directe du couple ou de la puissance des moteurs à induction a été développée, elle comprend le contrôle direct du couple (DTC) et le contrôle direct de la puissance (DPC). Le schéma de commande directe du couple a été développé et présenté pour la première fois par I. Takahashi et T. Nogouchi [68][69]. Basé sur les principes du DTC pour les machines électriques, le contrôle direct de la puissance pour un convertisseur MLI triphasé a été introduit en [70]. Les techniques de commande directe du couple ne nécessitent pas de contrôleurs de courant, de transformations de coordonnées, de modulations spécifiques et de boucles de contrôle du courant [71]. Ainsi, la commande directe de couple a la capacité de contrôler directement l'amplitude du flux rotorique et le couple du générateur en sélectionnant correctement les états de commutation du convertisseur [72]. Le contrôle direct de la puissance a le mérite d'être simple, de nécessiter moins de capteurs, d'avoir une faible complexité de calcul, une réponse transitoire rapide et une faible dépendance au modèle de machine par rapport au contrôle direct du couple [73]. En [74], la comparaison entre la commande

orientée vers le champ et la commande directe de puissance pour un redresseur à modulation de largeur d'impulsion a été présentée, et les résultats de la simulation ont montré que les performances de la commande directe de puissance basée sur le flux virtuel étaient supérieures à celles de la commande directe de puissance basée sur la tension et à la commande orientée vers le champ. La commande directe de puissance a été appliquée dans les systèmes de générateurs d'éoliennes basés sur la GADA au cours des dernières années [75][76][77][78]. En [76]et [77], les auteurs ont utilisé la commande directe de puissance dans un système d'éolienne basé sur la GADA dans des conditions de tension de réseau déséquilibrée. Un nouveau contrôle direct de la puissance, basé sur le flux statorique et ne nécessitant que les valeurs de résistance statorique des paramètres de la machine, a été proposé dans [78].


Ces dernières années, une attention croissante a été accordée à l'application du contrôle prédictif dans des systèmes de conversion d'énergie éolienne basés sur la GADA [79][80][81]. Plusieurs stratégies de contrôle prédictif direct de la puissance ont été étudiées et comparées pour les convertisseurs AC/DC en [82]. Le contrôle sans capteur est généralement obtenu en estimant la position du rotor, de sorte qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser le codeur de position du rotor. De nombreuses études ont été réalisées sur le contrôle sans capteur, voir référence [83][84][85]. De plus, les stratégies de contrôle direct du couple ou de la puissance peuvent être considérées comme des techniques de contrôle "sans capteur", car le contrôle direct du couple/de la puissance peut obtenir un bon contrôle dynamique du couple ou de la puissance sans aucun transducteur mécanique sur l'arbre de la machine [74]. Une approche de commande non linéaire, qui utilise les contrôleurs de retour d'état statique et dynamique non linéaires avec un estimateur de vitesse du vent dans un système de générateur d'éolienne, a été proposée dans[86]. La tendance des recherches actuelles est orientée vers les commandes non linéaires robustes qui donnent des résultats acceptables dans de larges domaines de fonctionnement. Le réglage par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable, très connu pour son insensibilité aux variations des paramètres internes et externes : sa stabilité, sa simplicité et ses temps de réponse très faibles [87][88][89]. La commande par backstepping est une autre technique de commande non linéaire qui est aussi jugée robuste, la synthèse d'une telle commande se fait de manière systématique et basée sur la théorie de Lyapunov. Ces deux lois de commande ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche, voir référence [90][44][91][92]; leur avantage commun est la possibilité de les utiliser seules ou en hybridation avec d'autres techniques de commande.

7. Conclusion

Dans le présent chapitre, un état de l'art sur l'énergie éolienne et une étude descriptive de l'ensemble des éléments constituant la chaîne de conversion de l'énergie éolienne ont été présentés. Aussi, les différentes structures des éoliennes existantes, leurs technologies, leurs systèmes mécaniques de régulation, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients ont été discutés. Un aperçu sur des travaux de contributions antérieurs sur la commande des SCEEs, notamment pour ceux basés sur la GADA connectée au réseau a été également exposé.

Après avoir présenté les différentes génératrices utilisées dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients dans le but d'atteindre une exploitation optimale de ces éoliennes quel que soit la vitesse du vent, le choix s'est porté sur la machine asynchrone à double alimentation où une étude détaillée (structure, mode fonctionnement configurations d'alimentation) a été présentée. À travers cette structure nous voulons répondre aux priorités d'étude suivantes : assurer une très bonne qualité de la puissance électrique produite ; minimiser les charges mécaniques subies par le train de puissance ; améliorer le rendement énergétique ; apporter plus de robustesse pour les algorithmes de commande conçus ; contribuer à l'amélioration de la stabilité du système et au respect des codes de raccordements aux réseaux actuels.

Dans le cadre de nos travaux, nous avons donc choisi d'étudier une éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation par l'exploitation des outils de l'automatique avancée pour apporter plus de robustesse aux algorithmes de commande conçus.



**CHAPITRE 2 : MODÉLISATION
DE LA CHAÎNE DE CONVERSION
DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE À
BASE DE LA GADA ET LES
STRATÉGIES MPPT**

1. Introduction

Le système de conversion de l'énergie éolienne à vitesse variable, composé d'une machine asynchrone à double alimentation, entraînée par une turbine à calage variable et pilotée par le rotor aux moyens de deux convertisseurs de puissance bidirectionnels fonctionnant en MLI, est le système le plus utilisé dans la conversion d'énergie éolienne vu les avantages qu'il apporte (figure 2.1).

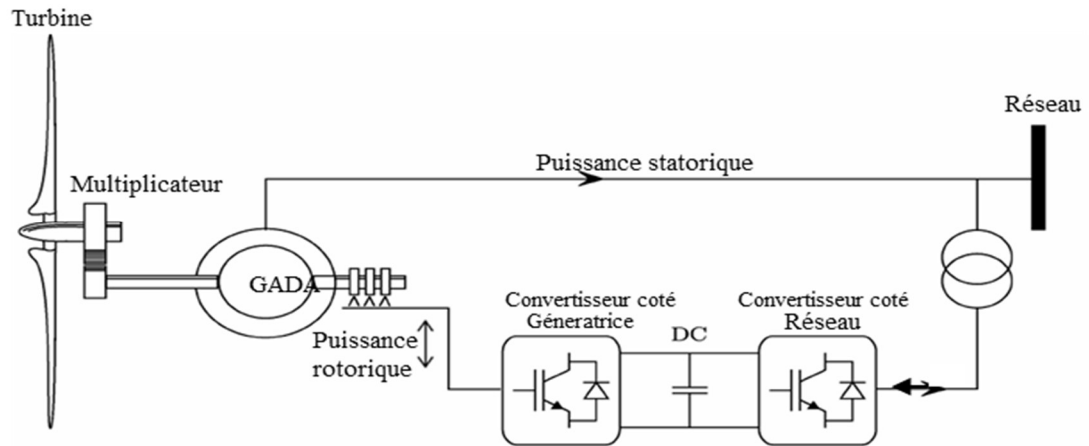


Figure 2.1. Système de conversion de l'énergie éolienne à base d'une GADA

Les enroulements du stator de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) sont directement connectés au réseau, tandis que les enroulements du rotor sont reliés au réseau à travers un convertisseur dos à dos (back-to-back) par des bagues collectrices. Le convertisseur dos à dos se compose de deux convertisseurs, c'est-à-dire un convertisseur côté machine (CCM) et un convertisseur côté réseau (CCR), et d'un condensateur de liaison DC placé entre les deux convertisseurs. L'objectif principal du CCR est de maintenir une faible variation de la tension du circuit intermédiaire. Avec le contrôle du CCM, il est possible de contrôler le couple, la vitesse de la GADA ainsi que sa puissance active et réactive aux bornes du stator. Comme les convertisseurs de puissance dos à dos peuvent fonctionner en mode bidirectionnel, la GADA peut donc fonctionner soit en mode vitesse hyposynchrone, soit en mode hyper-synchrone. D'ailleurs, la plage de vitesse de la GADA est d'environ $\pm 30\%$ de la vitesse de synchronisme [3].

Ce chapitre présente la modélisation d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation. Dans un premier temps, la modélisation de la turbine éolienne est présentée. Ensuite les concepts électrotechniques liés à la MADA sont détaillés puis la commande vectorielle de la GADA avec les différentes possibilités d'orientation du repère de Park est abordée. Finalement les convertisseurs de puissance sont modélisés. Ainsi, non seulement le convertisseur lui-même est étudié, mais également ses éléments associés tels que les filtres et le bus continu. En outre, la stratégie de génération d'impulsions, appelée modulation, est également étudiée dans ce chapitre. Le reste de ce chapitre est consacré à la présentation des différents procédés ou méthodes de MPPT qui ont été déjà traités dans la littérature, en particulier les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes.

2. Modélisation du SCEE

Un SCEE est un système qui transforme l'énergie cinétique du flux d'air entrant en énergie électrique. La conversion prend place à l'aide de deux éléments principaux : le premier est le dispositif d'extraction, qui récupère l'énergie mécanique produite par le vent en faisant tourner le rotor de l'éolienne, l'autre est le générateur qui transforme la puissance mécanique de rotation en courant électrique.

2.1. Modèle aérodynamique

Nous considérons le système éolien à axe horizontal représenté par la figure 2.2 sur lequel nous avons représenté la vitesse du vent V_1 en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval.

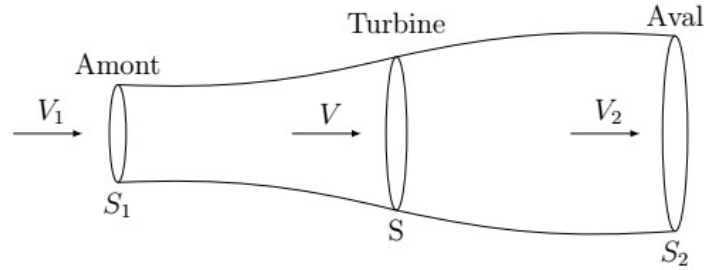


Figure 2.2. Tube de courant autour d'une éolienne

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor soit égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbée à l'avant de l'éolienne V_1 et la vitesse du vent après passage à travers le rotor V_2 , la masse d'air m en mouvement de densité ρ traversant la surface S des pales en une seconde est [93] :

$$m = \frac{\rho \cdot S \cdot (V_1 + V_2)}{2} \quad (2.1)$$

La puissance P_{aero} d'amont en aval exprimée en tant que taux de variation de l'énergie cinétique (seconde loi de Newton) est donnée par :

$$P_{aero} = \frac{m \cdot (V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad (2.2)$$

En remplaçant m par son expression (2.1) dans la relation (2.2).

$$P_{aero} = \frac{\rho \cdot S \cdot (V_1 + V_2) \cdot (V_1^2 - V_2^2)}{4} \quad (2.3)$$

La puissance P_{aero_th} correspondante à un vent théoriquement non perturbé traversant cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_1 , est donnée par :

$$P_{aero_th} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V_1^3 \quad (2.4)$$

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

$$C_p = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V_1^3 = \frac{P_{aero}}{P_{aero_th}} = \frac{\left(1 + \frac{V_2}{V_1}\right) \cdot \left(1 - \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2\right)}{2} \quad (2.5)$$

Ce ratio donné par l'équation (2.5) et montré par la figure 2.3 définit le coefficient de puissance qu'on le note généralement par C_p . Ce coefficient a été introduit par l'ingénieur Allemand Albert Betz en 1919 et a été publié dans son livre « Wind Energie und ihre Ausnutzung durch Windmuhlen » [93][53][94]. Selon Betz, ce coefficient présente un maximum de $\frac{16}{27}$ soit 0.59 pour un rapport de $\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{3}$. Cependant, en pratique les valeurs de C_p n'atteignent jamais cette valeur à cause des inefficacités et des pertes attribuées aux différentes configurations. Chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction du ratio de la vitesse spécifique λ et l'angle d'orientation des pales β (angle de calage) [93].

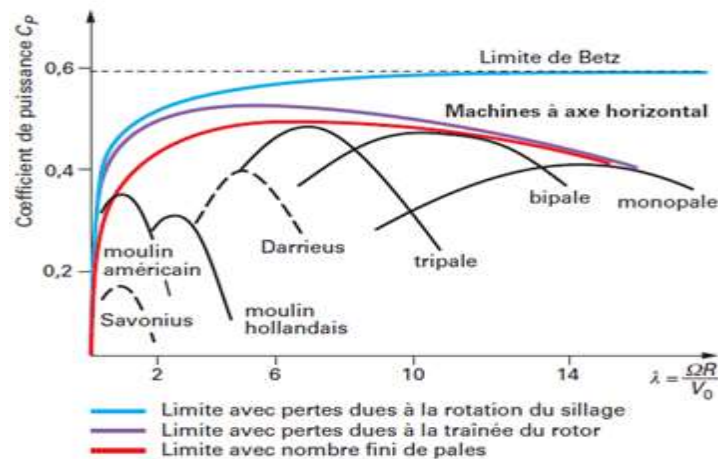


Figure 2.3. Limites du coefficient de puissance pour différentes technologies d'éoliennes

L'énergie cinétique du vent ne peut pas être totalement capturée par l'éolienne. Seule une fraction est transférée en puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine. Cette proportion est donnée par le coefficient de puissance (ou de performance) C_p de l'éolienne. Cette puissance mesurée au moyeu de la turbine est une fraction de la puissance P_{aero} exprimée en fonction de la densité de l'air ρ , du rayon des pales $R_{p\grave{a}le}$, de la vitesse du vent V_{vent} et du coefficient de puissance C_p par l'équation (2.2) suivante :

$$P_{aero} = \frac{1}{2} \cdot C_p(\beta, \lambda) \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_{p\grave{a}le}^2 \cdot V_{vent}^3 \quad (2.6)$$

C_p : le coefficient de puissance, est une fonction de λ et β donné par les fabricants, et dont la limite théorique est de 0.59. Où β est l'angle de calage des pales, et λ présente la vitesse spécifique. λ est défini par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot R_{p\grave{a}le}}{V_{vent}} \quad (2.7)$$

Ω_t : la vitesse de rotation de la turbine.

Dans le cadre de cette thèse, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance [95]:

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda}} + c_6 \lambda \quad (2.8)$$

$$\text{Où : } \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda - 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

La figure (2.4) illustre les courbes du coefficient de puissance C_p en fonction du rapport spécifique de vitesse λ paramétré en fonction de l'angle de calage β .

Pour chaque vitesse du vent V_{vent} correspond une valeur optimale de la vitesse du rotor Ω_{opt} , lorsqu'on fixe le rapport spécifique des vitesses λ à sa valeur optimale.

Le point de puissance optimale est caractérisé par : ($\beta = 0^\circ$; $\lambda_{opt} = 8.1$; $C_{P_{MAX}} = 0.48$).

Dans ces conditions, la puissance aérodynamique maximale produite s'exprime par :

$$P_{aeroMAX} = \frac{1}{2} \cdot C_{P_{MAX}} \cdot \rho \cdot S \cdot V_{vent}^3 \quad (2.9)$$

À l'expression de la puissance aérodynamique, correspond un couple aérodynamique :

$$T_{aero} = \frac{P_{aero}}{\Omega_t} = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot S \cdot \frac{V_{vent}^3}{\Omega_t} \quad (2.10)$$

La puissance mécanique optimale P_{opt} est donnée alors par :

$$P_{opt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_{P\grave{a}le}^5 \cdot \frac{C_{P_{MAX}}}{\lambda_{opt}^3} \cdot \Omega_t^3 = K_{opt} \cdot \Omega_t^3 \quad (2.11)$$

$$K_{opt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_{P\grave{a}le}^5 \cdot \frac{C_{P_{MAX}}}{\lambda_{opt}^3} \quad (2.12)$$

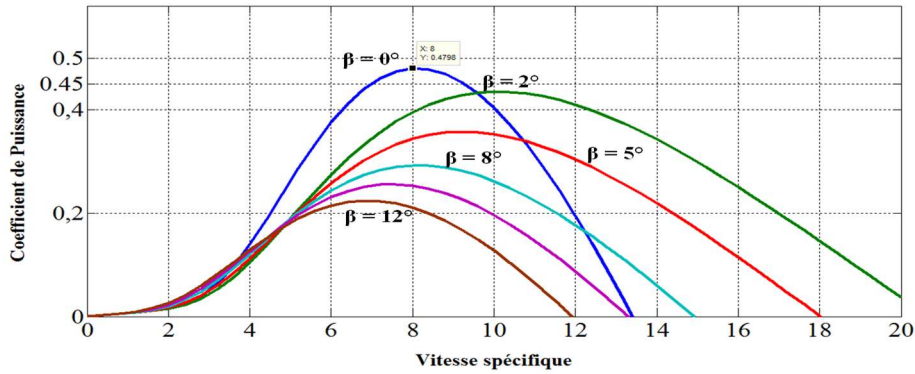


Figure 2.4. Coefficient de puissance C_p en fonction de la vitesse réduite λ pour différentes valeurs de β

2.2. Modélisation de la partie mécanique

Le système mécanique d'une éolienne est la chaîne cinématique, qui se compose des masses en rotation et des arbres de liaison, y compris un éventuel système d'engrenage qui est le multiplicateur. Ce dernier permet d'adapter la vitesse de rotation de la turbine à celle de la génératrice. Il permet de transformer une puissance à couple élevé et à vitesse lente en une puissance à couple faible et vitesse rapide. Le multiplicateur relie donc l'arbre (primaire) de la turbine éolienne à l'arbre (secondaire) de la génératrice électrique.

Les principales sources d'inertie de ce système se trouvent dans la turbine et dans le rotor du générateur. Les roues dentées du multiplicateur ne contribuent que pour une part relativement faible. Pour cette raison, l'inertie de l'engrenage est souvent négligée et seul le rapport de transformation du multiplicateur est inclus. Ainsi, le modèle du système mécanique qui en résulte est un modèle à deux masses avec un

arbre de liaison et toutes les inerties et les éléments d'arbre se référant au même côté de la boîte d'engrenages, comme indiqué dans la figure 2.5 [96].

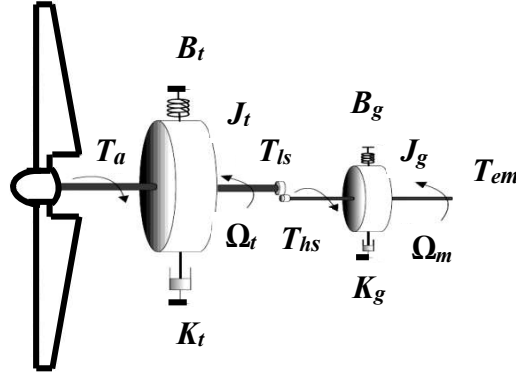


Figure 2.5. Couplage mécanique (turbine, multiplicateur, génératrice)

Où :

K_t et K_g sont respectivement les coefficients de frottements externes pour les deux arbres lent et rapide;
 B_t et B_g sont respectivement la rigidité des ressorts pour les deux arbres lent et rapide;
 J_t et J_g sont respectivement les moments d'inertie d'amortissement pour les deux arbres lent et rapide ;
 T_{ls} et T_{hs} sont respectivement les couples de l'arbre à vitesse lente et l'arbre à vitesse rapide ;
 T_a et T_{em} sont respectivement le couple mécanique de la turbine et le couple électromagnétique de la génératrice.

En prenant compte des coefficients de rigidité et d'amortissement, nous obtenons les équations suivantes :

$$\begin{cases} J_t \dot{\Omega}_t = T_a - K_t \Omega_t - B_t \theta_t - T_{ls} \\ J_g \dot{\Omega}_m = T_{hs} - K_g \Omega_m - B_g \theta_m - T_{em} \end{cases} \quad (2.13)$$

Avec $\Omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}$ et $\Omega_t = \frac{d\theta_t}{dt}$.

Le rapport du multiplicateur est défini par :

$$N_G = \frac{T_{ls}}{T_{hs}} \quad (2.14)$$

En combinant les relations (2.13) et (2.14), nous obtenons les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{J_t}{N_G} \dot{\Omega}_m = T_a - \frac{K_t}{N_G} \Omega_m - \frac{B_t}{N_G} \theta_t - N_G \cdot T_{hs} \\ J_g \dot{\Omega}_m = T_{hs} - K_g \Omega_m - B_g \theta_m - T_{em} \end{cases} \quad (2.15)$$

En utilisant les équations précédentes, la relation fondamentale de la dynamique des masses en rotation ramenées sur l'arbre de la génératrice est donnée par la relation 2.16.

$$J \cdot \dot{\Omega}_m = T_m - K \cdot \Omega_m - B \cdot \theta_m - T_{em} \quad (2.16)$$

Étant donné que la rigidité des ressorts est très faible, on peut la négliger. L'expression de la dynamique de la turbine devient alors :

$$J \cdot \dot{\Omega}_m = T_m - K \cdot \Omega_m - T_{em} \quad (2.17)$$

$T_m = \frac{T_a}{N_G}$: le couple mécanique sur l'arbre du rotor de la génératrice ;

$J = \frac{J_t}{N_G^2} + J_g$: l'inertie totale ramenée sur l'arbre du rotor de la génératrice ;

$K = \frac{K_t}{N_G^2} + K_g$: le coefficient de frottement total ramené sur l'arbre du rotor de la génératrice (Nm/rd/s) ;

$B = \frac{B_t}{N_G^2} + B_g$: la rigidité totale ramenée sur l'arbre du rotor de la génératrice (Nm/rd).

La figure 2.6 montre le schéma synoptique global du modèle de l'éolienne :

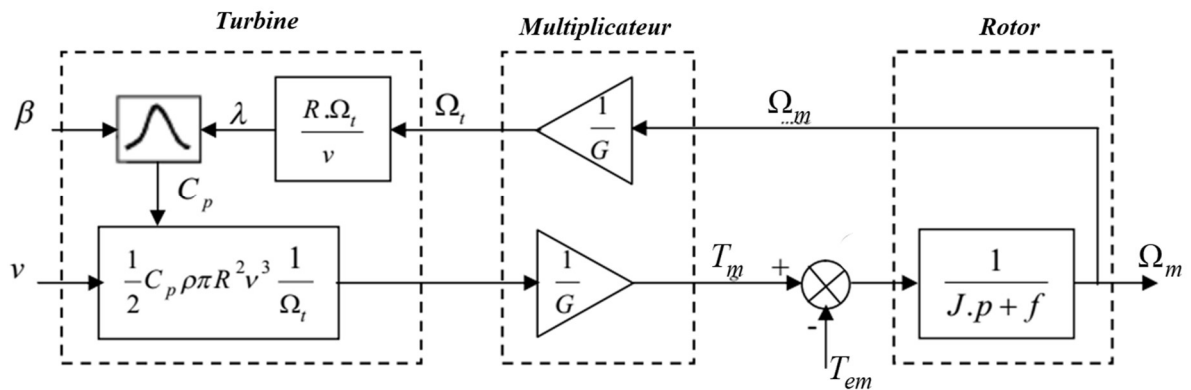


Figure 2.6. Schéma bloc d'une turbine éolienne

2.3. Modélisation de la génératrice asynchrone à double alimentation

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

Il est très difficile de modéliser la MADA vu sa structure et sa géométrie complexes, d'où la nécessité d'adopter certaines hypothèses permettant d'obtenir un modèle qui est simple et plus proche de la réalité. Ces hypothèses sont les suivantes [97] :

- ⊕ La géométrie de la machine est symétrique, et l'épaisseur de l'entrefer est uniforme.
- ⊕ Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants. Les pertes par hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

- ⊕ La densité du courant est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau et l'effet des encoches sont négligeables.
- ⊕ Les résistances et les coefficients d'inductances propres sont constants et les enroulements ne dépendent pas de la température. Les coefficients d'inductances mutuelles sont en fonction de la position de leurs axes magnétiques.
- ⊕ Les forces magnétomotrices créées par le stator ou le rotor ont une répartition sinusoïdale.

2.3.1. Modèle de la GADA dans le repère triphasé

Comme il a été évoqué précédemment, la machine asynchrone à double alimentation est une machine classique dont le rotor est accessible et identique au stator. Par conséquent, elle a le même modèle que celui de la machine asynchrone à cage, à l'exception des tensions rotoriques qui ne sont pas nulles [98]. La Figure (2.7) est adoptée comme point de départ à la modélisation de la machine.

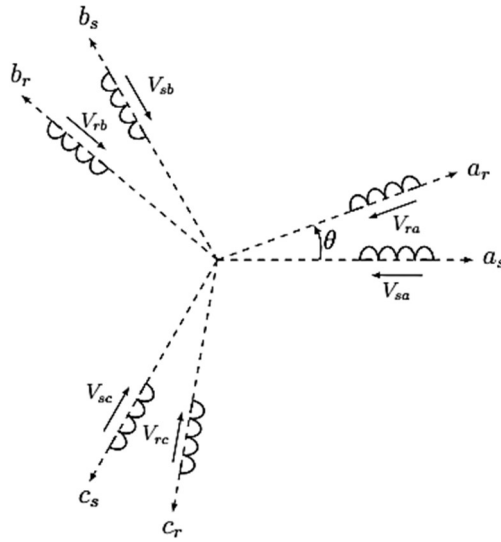


Figure 2.7. Disposition des axes statoriques et rotoriques dans l'espace électrique

La loi de Faraday appliquée à chacun des enroulements permet d'écrire :

$$[v_{s,rabc}] = R \cdot [i_{s,rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s,rabc}] \quad (2.18)$$

Les équations des flux magnétiques qui régissent la MADA sont :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} - \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} - \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

On définit les vecteurs suivants :

Flux totalisés dans les phases statoriques : $\phi_{sabc} = [\phi_{sa} \quad \phi_{sb} \quad \phi_{sc}]^T$

Flux totalisés dans les phases rotoriques : $\phi_{rabc} = [\phi_{ra} \quad \phi_{rb} \quad \phi_{rc}]^T$

Courants dans les phases statoriques : $i_{sabc} = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T$

Courants dans les phases rotoriques : $i_{rabc} = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T$

Les équations magnétiques de la MADA, représentant les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants statoriques et rotoriques et les différentes inductances, sont décrites par les équations suivantes:

$$\begin{cases} [\phi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \\ [\phi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}] \end{cases} \quad (2.21)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Avec :

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques ;

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques ;

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques ;

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

$$L_s = l_s - M_s, \quad L_r = l_r - M_r \quad \text{et} \quad M = 3/2 M_{sr} \quad (2.24)$$

La matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autres que la matrice transposée :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T.$$

2.3.2. La transformation triphasée - biphasée de la GADA

La modélisation sera élaborée par les différents modèles mathématiques qui caractérisent la machine asynchrone MADA dans un référentiel tournant qui sera utile par la suite dans l'élaboration des algorithmes de commande, d'observation et de poursuite. Ces modèles sont basés sur la transformation de Park qui consiste en une transformation triphasée - biphasée à l'aide de la transformation de Concordia, qui est appropriée pour la commande, car elle assure la conservation de la puissance instantanée et non pas l'amplitude comme celle de Clarke (figure 2.8) [98][22].

La transformation de Park permet de ramener les variables du repère triphasé (a,b,c) sur les axes d'un repère biphasé tournant d-q. Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère comme le montre la Figure 2.9.

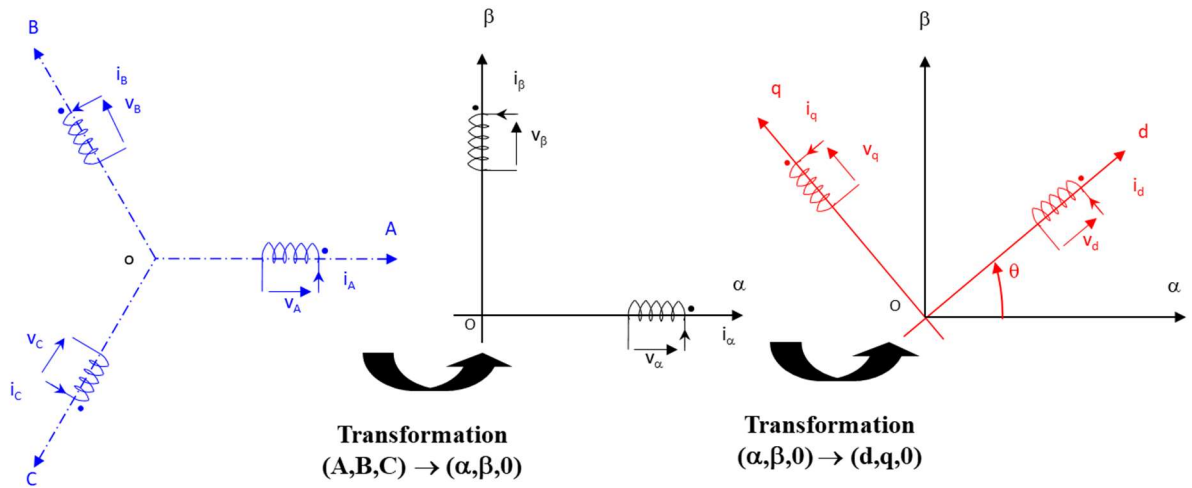


Figure 2.8. Passage d'un système triphasé à un système biphasé (transformation de Park)

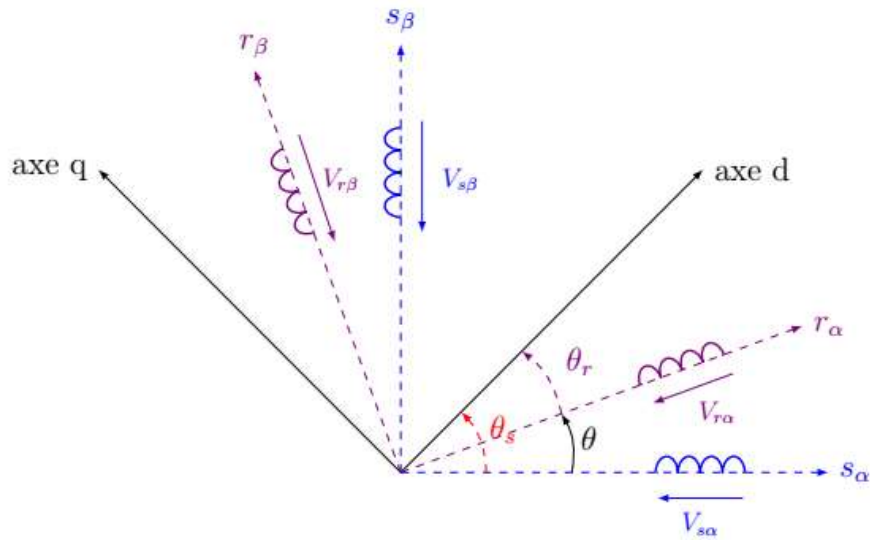


Figure 2.9. Repères de référence : Statorique $S_{\alpha} - S_{\beta}$, rotorique $R_{\alpha} - R_{\beta}$ et tournant d-q

Le produit matriciel définissant la transformée de Park et de Concordia (permettant la conservation de la puissance) est représenté dans l'annexe « A ».

La matrice de passage peut être définie comme suit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

La matrice de PARK $P(\theta)$ permet le passage d'un repère triphasé X_{abc} à un repère diphasé tournant X_{dq} faisant un angle θ par rapport au premier; le passage inverse se fait par la matrice inverse de la matrice de PARK qui est aussi sa transposée dans la version conservatrice de puissance [99].

En appliquant ces transformations aux tensions et aux flux du stator et du rotor, il en résulte le modèle électrique biphasé de la GADA, tel que :

$$\text{Stator : } \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\text{Rotor : } \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Par application des caractéristiques de la transformation de Park (Annexe "A") aux systèmes triphasés reliant les tensions et les flux au stator et au rotor, le modèle électrique biphasé d'une machine asynchrone, devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \cdot \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \cdot \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad \text{Avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} \omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s \\ \omega = \frac{d}{dt} \theta \\ \theta_r = \theta_a - \theta \end{array} \right. \quad (2.28)$$

Où :

- θ : Angle entre l'axe rotorique a et l'axe statorique A ;
- θ_r : Angle entre l'axe rotorique a et l'axe de Park direct d ;
- θ_s : Angle entre l'axe statorique A et l'axe de Park direct d ;
- ω_a : Vitesse angulaire électrique du système d'axes d'observation (d, q) ;
- ω_r : Vitesse angulaire électrique rotorique ;
- ω_s : Vitesse angulaire électrique du synchronisme.

Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Le choix du référentiel fixe la valeur de la vitesse angulaire électrique ω_a du système d'axes dq en fonction des phénomènes à étudier [100][96]. Le repère dq peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant.

➤ **Référentiel stationnaire lié au stator**, ce référentiel est souvent retenu dans le cas de l'étude des observateurs et en particulier pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques. Dans ce cas $\omega_a = 0$.

➤ **Référentiel lié au rotor**, le système d'axes dq est immobile par rapport au rotor et tourne à la vitesse ($\omega_a = \omega_r$). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique en fonction de la pulsation des courants rotoriques. Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement). Ce système d'axes est utilisé pour étudier le comportement transitoire des machines synchrones et asynchrones lors d'une connexion non symétrique des circuits du rotor.

➤ **Référentiel lié au champ tournant**, le modèle est simplifié par l'utilisation des équations plus simples. En régime permanent les grandeurs électriques du modèle sont de type continu. Ceci présente l'avantage de commander les machines avec des boucles de régulation faciles à développer. C'est le référentiel adopté dans cette étude ($\omega_a = \omega_s$).

Les équations de la GADA dans un repère tournant à la vitesse électrique ω_s et pour un rotor tournant à la vitesse électrique ω_r sont données comme suit :

▪ **Équations électriques :**

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \cdot \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (2.29) \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{array} \right. \quad (2.30)$$

Où :

$$\omega_r = \omega_s - \omega \quad \text{avec} \quad \omega = p \cdot \Omega \quad (2.31)$$

Il sera utile aussi de réécrire ces équations dans ses formes matricielles, parce qu'elles seront utilisées dans d'autres chapitres par la suite :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}[\Phi] + [\omega][\Phi] \quad (2.32) \quad [\Phi] = [L][I] \quad (2.33)$$

$$\text{Avec:} \quad [V] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix}, \quad [I] = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}, \quad [\Phi] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\omega] = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & 0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

À partir des relations (2.32) et (2.33), on peut exprimer la dérivée du vecteur courant par :

$$\frac{d[I]}{dt} = -([L]^{-1}[R] + [L]^{-1}[\omega][L])[I] + [L]^{-1}[V] \quad (2.36)$$

▪ **Les puissances actives et réactives au stator et au rotor :**

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s = V_{sd} \cdot I_{sd} + V_{sq} \cdot I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} \cdot I_{sd} - V_{sd} \cdot I_{sq} \end{array} \right. \quad (2.37)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_r = V_{rd} \cdot I_{rd} + V_{rq} \cdot I_{rq} \\ Q_r = V_{rq} \cdot I_{rd} - V_{rd} \cdot I_{rq} \end{array} \right. \quad (2.38)$$

▪ **Couple électromagnétique**

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{em} = \frac{pM}{L_s L_r - M} (\Phi_{rd} \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \Phi_{sd}) \\ T_{em} = \frac{pM}{L_s} (I_{rd} \Phi_{sq} - I_{rq} \Phi_{sd}) \\ T_{em} = pM (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \\ T_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \end{array} \right. \quad (2.39)$$

2.3.3. Commande vectorielle de la GADA

La commande vectorielle a été développée par Hasse et Blaschke au début des années 70 en s'inspirant des machines à courant continu. En 1968, Karl Hasse a proposé le concept de base du contrôle vectoriel indirect sans mesure de flux. Tandis que le contrôle vectoriel direct, qui utilise la mesure directe du flux pour déterminer l'amplitude et la position du flux rotorique a été développé par Felix Blaschke en 1971 [99][101][34].

Le concept d'orientation du flux consiste à orienter l'axe du repère de Park suivant l'un des flux de la machine au choix, afin d'obtenir un découplage entre les différentes variables à piloter. Ce qui donne la possibilité de contrôler le flux et le couple (ou les puissances) séparément en contrôlant non seulement l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur, mais également son angle de phase ainsi que la position instantanée du flux rotorique [73][102][92].

De nombreux travaux sont présentés dans la littérature, comme il a été déjà cité dans le premier chapitre, qui traitent la commande vectorielle appliquée à la GADA. Ils peuvent être classifiés selon les différentes orientations possibles du repère (d-q) :

- Selon le flux statorique :

Cette stratégie vise à contrôler les composantes du courant rotorique afin de piloter la puissance statorique active (ou le couple électromagnétique) du générateur et la puissance statorique réactive [103][104].

- Selon le flux rotorique :

Cette stratégie vise à commander les composantes du courant rotorique afin d'assurer un contrôle indépendant du couple électromagnétique et du flux rotorique.

2.3.3.1. Commande vectorielle à flux statorique orienté

Il s'agit d'orienter le repère (d-q) afin que l'axe d soit aligné sur le flux statorique ϕ_s comme illustré à la figure (2.10).

Puisque le système éolien est connecté au réseau, supposé stable, donc le flux est constant [101]:

$$\phi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \phi_s = \phi_{sd} \quad (2.40)$$

Par conséquent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} = 0 \end{array} \right. \quad (2.41)$$

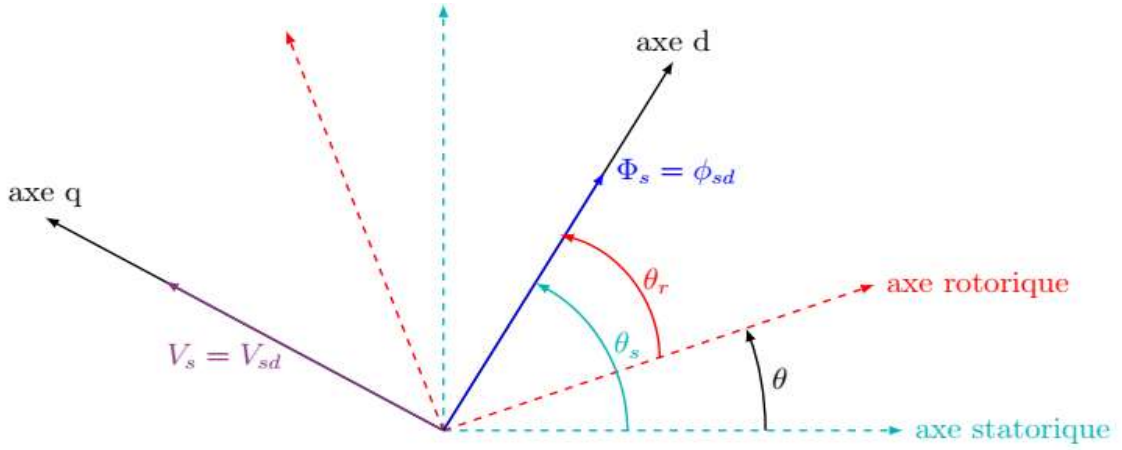


Figure 2.10. Principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté

On obtient la relation suivante entre les courants :

$$I_{sq} = -\frac{M}{L_s} \cdot I_{rq} \quad (2.42)$$

En se basant sur l'équation (2.39) du couple, le couple électromagnétique est donné par cette nouvelle expression :

$$T_{em} = -\frac{pM}{L_s} I_{rq} \phi_{sd} \quad (2.43)$$

L'expression du couple électromagnétique ne dépend que du courant I_{rq} . La dynamique du flux ϕ_{sd} est régie par l'équation différentielle:

$$\left(\frac{L_s}{R_s} \cdot \frac{d}{dt} + 1\right) \cdot \phi_{sd} = M \cdot I_{rd} \quad (2.44)$$

En régime permanent, la relation se réduit à :

$$\phi_{sd} = M \cdot I_{rd} \quad (2.45)$$

D'autre part, dans le repère triphasé, la tension aux bornes d'une phase n du stator s'exprime par la relation générale :

$$V_{sn} = R_s I_{sn} + \frac{d\phi_{sn}}{dt} \quad (2.46)$$

Si la chute de tension due à la résistance des enroulements statoriques R_s est négligée, ce qui est une hypothèse assez réaliste pour le cas des machines de moyenne et forte puissance (>1MW) utilisées dans l'éolien [105][106], cette relation devient :

$$V_{sn} = \frac{d\phi_{sn}}{dt} \quad (2.47)$$

Si les hypothèses précitées et les conditions d'orientation sont prises en comptes, les équations de la MADA dans le repère d-q se réduisent à :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (2.48)$$

Ainsi, en orientant l'axe direct avec le flux statorique, la tension s'aligne avec l'axe en quadrature.

Les puissances active et réactive statoriques peuvent alors être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{sq} \\ Q_s = V_s I_{sd} \end{cases} \quad (2.49)$$

Pour obtenir l'expression des puissances en fonction des courants rotoriques, on remplace les courants dans les deux équations précédentes par leurs expressions :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s \phi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad (2.50)$$

Les équations ci-dessus montrent clairement que sous l'orientation du flux statorique, les puissances active et réactive sont découplées et peuvent être contrôlées par le biais des courants du rotor.

La puissance active peut être contrôlée par le courant de l'axe quadratique I_{rq} , tandis que la puissance réactive peut être contrôlée par le courant de l'axe direct I_{rd} . En utilisant les deux équations précédentes, les courants de référence peuvent être calculés à partir des puissances.

En approximant le flux statorique par $\frac{V_s}{\omega_s}$, l'expression de la puissance réactive devient:

$$Q_s = \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - \frac{V_s M}{L_s} I_{rd} \quad (2.51)$$

En remplaçant les courants statoriques (2.42) dans (2.30), les flux rotoriques peuvent être réécrits comme suit :

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

Ainsi, les tensions rotoriques dans le repère d-q peuvent être écrites de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rq}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \omega_s \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (2.53)$$

En régime permanent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \omega_s \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (2.54)$$

En utilisant le coefficient de dispersion de Blondel défini par $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$, et en combinant les équations (2.52), (2.53) et (2.54), les tensions rotoriques peuvent être exprimées en fonction des puissances afin de reproduire le modèle du système en sens inverse pour aboutir à un modèle qui contient tous les éléments du modèle simplifié de la MADA :

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + g \omega_s L_r \sigma I_{rq} - \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} \left(V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s L_r \sigma I_{rd} - g \omega_s \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \right) \end{cases} \quad (2.55)$$

2.3.3.2. Commande vectorielle à flux rotorique orienté

L'axe d est orienté dans la direction du flux ϕ_r comme indiqué sur la figure (2.11).

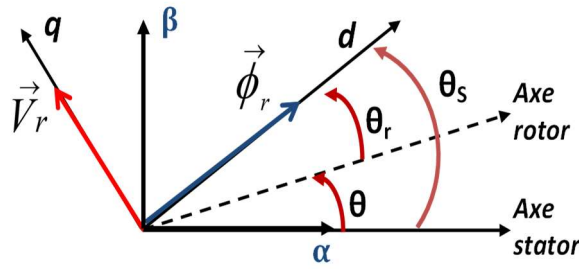


Figure 2.11. Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

Par conséquent :

$$\phi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \phi_r = \phi_{rd} \text{ et } V_{rd} = 0 \Leftrightarrow V_r = V_{rq} \quad (2.56)$$

L'expression du couple électromagnétique de la relation (2.30) devient alors :

$$T_{em} = p \frac{M}{L_r} \phi_{rd} I_{sq} \quad (2.57)$$

Cette expression ne dépend alors que du courant I_{sq} , lorsque le flux ϕ_{rd} est maintenu constant. Le flux ϕ_{rd} est relié au courant statorique I_{sd} par l'équation différentielle :

$$\left(\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d}{dt} + 1 \right) \cdot \phi_{rd} = M \cdot I_{sd} \quad (2.58)$$

En régime permanent, la relation se réduit à :

$$\phi_{rd} = M \cdot I_{sd} \quad (2.59)$$

La suite peut se démontrer de façon similaire à celle de la commande vectorielle à flux statorique orienté pour aboutir au modèle de la MADA.

Dans le cas de la commande vectorielle avec flux rotorique orienté, le flux rotorique ne dépend que de la composante directe du courant statorique. Ainsi, afin de contrôler le flux et le couple, le découplage des composantes du courant statorique est crucial. Ce type de magnétisation de la MADA présente l'avantage de fonctionner avec un facteur de puissance unitaire au niveau du rotor. Cela permet de conclure que le convertisseur statorique doit fournir toute l'énergie réactive nécessaire à la MADA.

Dans la suite de ce rapport, il conviendra d'adopter le contrôle vectoriel du flux statorique. Ce choix n'est pas pris au hasard, mais il est justifié par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau puissant de valeur efficace et de fréquence constantes, ce qui se traduit par un flux ϕ_{sd} constant en direction du stator de la machine. De plus, pour pouvoir fonctionner avec un facteur de puissance unitaire au niveau du stator, la machine doit être entraînée par le rotor.

2.4. Modélisation de l'interface d'électronique de puissance

Grâce à des investissements massifs dans la recherche et le développement de nouvelles technologies d'intégration des semi-conducteurs, l'électronique de puissance s'est développée très rapidement, offrant à la fois des capacités de conversion élevées et une bonne qualité d'énergie au moindre coût. Le domaine des énergies renouvelables a bénéficié de ce développement par une large utilisation des convertisseurs statiques de puissance, ce qui permet de :

- ⊕ Fonctionner à vitesse variable notamment sur une large plage de vitesse du vent ;
- ⊕ Utiliser l'énergie électrique d'une manière plus souple et plus adaptée ;
- ⊕ Produire de l'énergie électrique sous une forme souhaitée améliorant la qualité spectrale des ondes fournies ;
- ⊕ Optimiser la puissance produite et maximiser le rendement énergétique de la chaîne de conversion.
- ⊕ Réduire les masses et les volumes, mais aussi le bruit.

Dans les SCEEs, les convertisseurs statiques sont composés de composants semi-conducteurs jouant le rôle d'interrupteurs (figure 2.12).

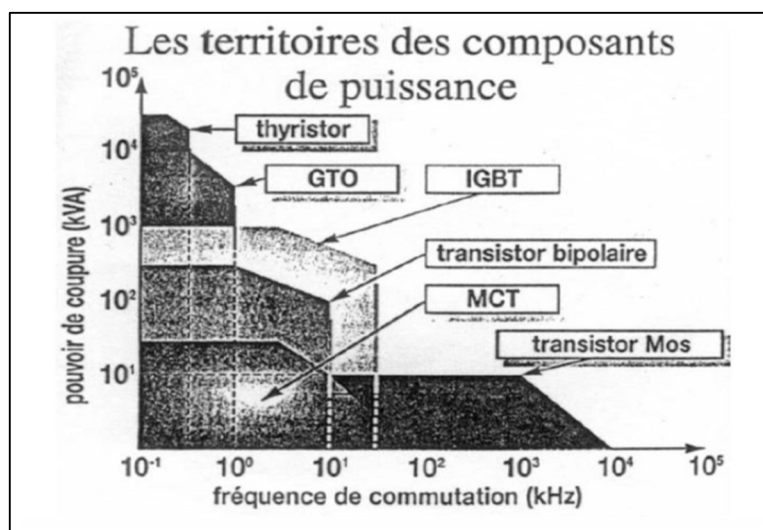


Figure 2.12. Domaine d'application des composants de puissance

Généralement, dans les SCEEs, le choix porte souvent sur l'utilisation d'un transistor IGBT.

Ces interrupteurs à base des transistors IGBT doivent avoir une très bonne tenue en tension (quelques kilovolts), supporter des courants de l'ordre de kilo ampères et permettre des commutations à des fréquences élevées de l'ordre de quelques dizaines de kilo hertz. La puissance nominale envisagée est comprise approximativement entre **1kW** et **500kW** [107].

Cette section décrit les aspects les plus importants des convertisseurs associés au SCEE à base d'une GADA connectée au réseau (figure 2.13), qui sont le convertisseur coté machine (CCM) (appelé aussi convertisseur coté rotor) et le convertisseur coté réseau (CCR).

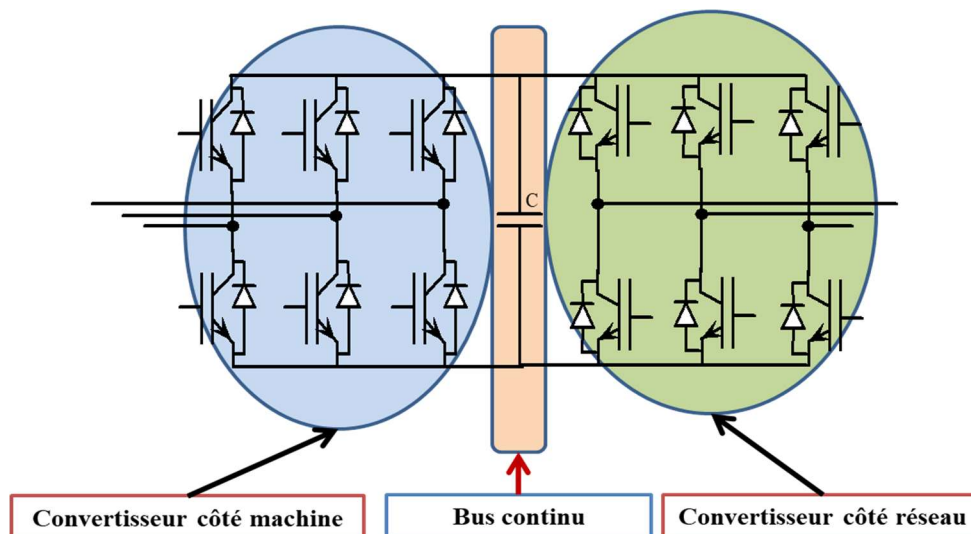


Figure 2.13. Structure de l'interface d'électronique de puissance du SCEE basé sur la GADA

Le CCM fonctionne à différentes fréquences en fonction de la vitesse du vent. Il assure la magnétisation de la machine asynchrone par le biais du bobinage rotorique et le transfert de la puissance active entre le réseau et le bobinage rotorique de la machine asynchrone ; par conséquent, Il permet de contrôler la puissance active (ou le couple électromagnétique) et la puissance réactive (ou le flux rotorique) envoyées au réseau via ses tensions de sortie. Ainsi, il peut contrôler le facteur de puissance aux bornes du stator. L'objectif principal du CCR est d'assurer la régulation de la tension du bus continu et le transfert de l'énergie entre la machine asynchrone et le réseau (générer ou absorber de la puissance réactive selon les besoins en tension).

La liaison des deux convertisseurs est réalisée par la capacité du bus continu qui constitue un élément de stockage d'énergie. Un transformateur peut être connecté entre le CCR ou le stator et le réseau.

2.4.1. Convertisseur côté machine (CCM)

Le CCM est un convertisseur à deux niveaux qui convertit les tensions et les courants de l'alternatif en continu. Il est modélisé par des cellules de commutations idéales. La commande des commutateurs est faite au moyen des signaux S_a , S_b et S_c . Le schéma du CCM triphasé à deux niveaux alimentant le rotor de la GADA est illustré par la figure 2.14.

Les interrupteurs du même bras doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les états des interrupteurs supposés parfaits, peuvent être définis par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a; b; c$) :

- $S_i = 1$: le cas où l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas est ouvert.

- $S_i = 0$: le cas où l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas est fermé.

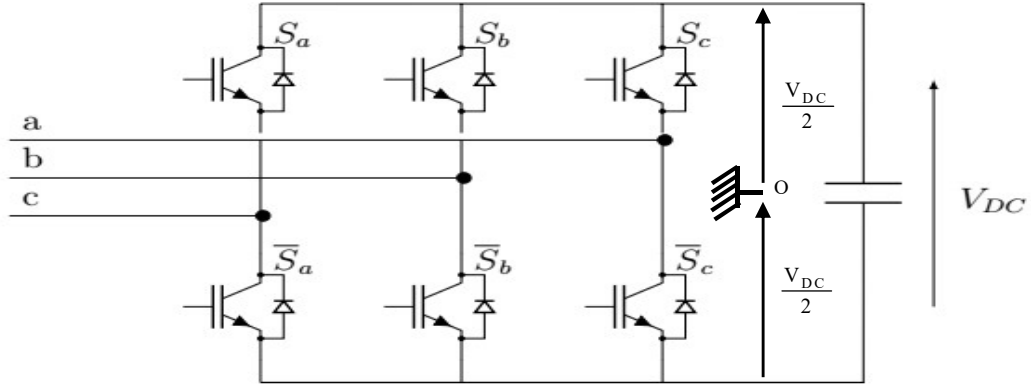


Figure 2.14. Convertisseur côté machine (CCM)

Les tensions de sortie du convertisseur par rapport au point neutre du système triphasé du réseau sont données par :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AO} - V_{NO} \\ V_{BN} = V_{BO} - V_{NO} \\ V_{CN} = V_{CO} - V_{NO} \end{cases} \quad (2.60)$$

La tension entre le neutre (N) et le potentiel négatif de la tension du bus continu (O) est nécessaire, donc en supposant que la charge est équilibrée, il l'en résulte :

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad (2.61)$$

La substitution de l'équation (2.60) dans la dernière équation donne :

$$V_{NO} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}}{3} \quad (2.62)$$

En substituant à nouveau cette dernière expression dans l'équation (2.60), il est finalement possible d'obtenir :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}(V_{BO} + V_{CO}) \\ V_{BN} = \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{CO}) \\ V_{CN} = \frac{2}{3}V_{CO} - \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO}) \end{cases} \quad (2.63)$$

Ou bien directement à partir des ordres de commandes :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{1}{3}V_{DC} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{BN} = \frac{1}{3}V_{DC} (2S_b - S_a - S_c) \\ V_{CN} = \frac{1}{3}V_{DC} (2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (2.64)$$

En écriture matricielle, les tensions simples V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} s'expriment :

$$\begin{pmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \cdot \frac{V_{DC}}{3} \quad (2.65)$$

2.4.2. Modélisation du bus continu

Le bus continu est le lien entre le convertisseur coté réseau et le convertisseur côté rotor qui permet l'équilibre de puissance des convertisseurs en essayant de maintenir une tension constante à ses bornes. La figure 2.15 montre un modèle simplifié possible du bus continu[107][108].

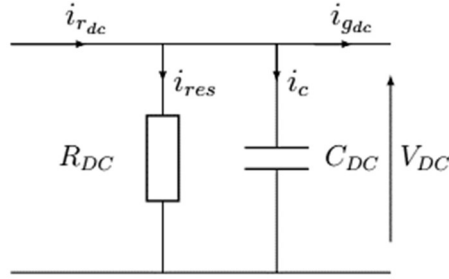


Figure 2.15. Schéma du bus continu

L'évolution temporelle de la tension du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif :

$$V_{DC} = \frac{1}{C_{DC}} \int i_c dt \quad (2.66)$$

Le courant qui parcourt le condensateur est donné par :

$$i_c = i_{r_{DC}} - i_{g_{DC}} - i_{res} \quad (2.67)$$

$i_{r_{DC}}$: le courant circulant du rotor vers le bus continu (A)

$i_{g_{DC}}$: le courant circulant du bus continu vers le réseau (A)

i_{res} : le courant à travers la résistance (A)

D'autre part, ces courants peuvent être calculés à partir des courants alternatifs des convertisseurs :

$$i_{r_{DC}} = -S_{a_r} i_{ar} - S_{b_r} i_{br} - S_{c_r} i_{cr} \quad (2.68)$$

$$i_{g_{DC}} = S_{a_g} i_{ag} + S_{b_g} i_{bg} + S_{c_g} i_{cg} \quad (2.69)$$

i_{ag} , i_{bg} et i_{cg} : les courants traversant la sortie du convertisseur coté réseau (A).

S_{a_g} , S_{b_g} et S_{c_g} : les signaux de commande du convertisseur coté réseau.

Par conséquent, avec toutes ces équations, le modèle du système de bus continu peut être illustré dans la figure 2.16.

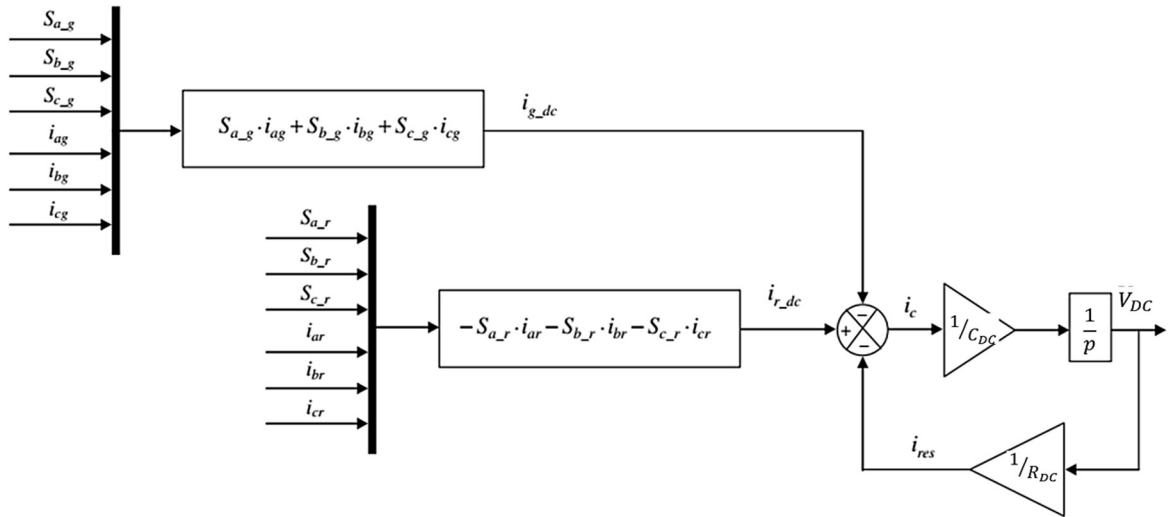


Figure 2.16. Modèle du bus continu

2.4.3. Convertisseur côté réseau (CCR) et filtre RL

La partie côté réseau est composée du convertisseur coté réseau (CCR), du filtre coté réseau et de la tension du réseau. Le CCR et le filtre échangent avec le réseau la puissance active extraite ou injectée par le CCR depuis le rotor. La figure 2.17 illustre un modèle simplifié du système côté réseau.

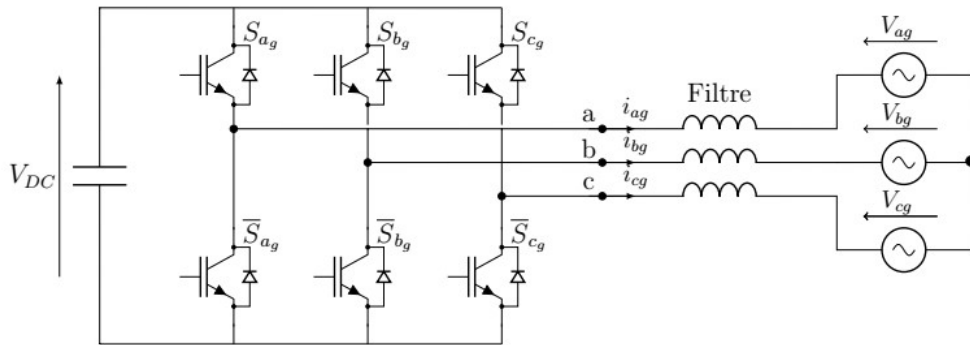


Figure 2.17. Schéma simplifié de la connexion du CCR au réseau

Le CCR est modélisé par des cellules de commutation idéales. Il convertit les tensions et les courants du continu en alternatif. La commande des commutateurs est faite au moyen des signaux \$S_{ag}, S_{bg}\$ et \$S_{cg}\$.

Les trois tensions \$V_{an}, V_{bn}\$ et \$V_{cn}\$ s'expriment en fonction des signaux de commande des trois bras par :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{V_{DC}}{6} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_{ag} \\ s_{bg} \\ s_{cg} \end{pmatrix} \quad (2.70)$$

Le filtre côté réseau constitue la connexion entre chaque phase de sortie du convertisseur et le réseau. Celui-ci a pour rôle d'atténuer les harmoniques du courant. Le filtre est constitué d'une inductance \$L\$ et d'une résistance \$R\$ [81][109]. Les équations électriques du système représentant cette connexion peuvent facilement être déduites :

$$\begin{pmatrix} v_{af} \\ v_{bf} \\ v_{cf} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{pmatrix} - R \cdot \begin{pmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{pmatrix} - L \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ag} \\ i_{bg} \\ i_{cg} \end{pmatrix} \quad (2.71)$$

v_{ag} , v_{bg} et v_{cg} : les tensions fournies par le réseau (V).

v_{af} , v_{bf} et v_{cf} : les tensions de sortie du convertisseur par rapport au point neutre (V).

Par application de la transformation de Park dans la relation (2.71), pour transformer ce système triphasé d'équations en un système diphasé facile à manipuler, les équations de la relation (2.70) deviennent :

$$\frac{V_{DC}}{2} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \\ v_{go} \end{pmatrix} - L \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ i_{go} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R & -L\omega & 0 \\ L\omega & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ i_{go} \end{pmatrix} \quad (2.72)$$

Si les différentes grandeurs électriques se présentent pour des systèmes équilibrés de façon à annuler leurs composantes homopolaires alors le système d'équations différentielles de la relation (2.72) devient :

$$\begin{cases} L \frac{di_{gd}}{dt} + Ri_{gd} - L\omega i_{gq} = v_{gd} - \frac{V_{DC}}{2} u_d \\ L \frac{di_{gq}}{dt} + Ri_{gq} + L\omega i_{gd} = v_{gq} - \frac{V_{DC}}{2} u_q \end{cases} \quad (2.73)$$

v_{gd} et v_{gq} représentent les valeurs moyennes sur une période d'échantillonnage des composantes directe et en quadrature du système diphasé équivalent des tensions du réseau.

La tension du réseau est normalement fournie par un transformateur. Cette tension est représentée comme une source de tension alternative triphasée qui est supposée être équilibrée et sinusoïdale dans des conditions de fonctionnement normales [109]. Les tensions triphasées du système symétrique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} v_{ag}(t) = V\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) \\ v_{bg}(t) = V\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ v_{cg}(t) = V\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.74)$$

V : l'amplitude de la tension de phase maximale

2.4.4. Modulation de largeur d'impulsions (M.L.I)

Les ordres de commande pour contrôler les états des interrupteurs de chaque bras des convertisseurs à deux niveaux peuvent être générés selon différentes lois appelées « modulation ». Parmi les techniques de modulation qui existent, la modulation de largeur d'impulsions (MLI, PWM en anglais), il s'agit d'une technique utilisée dans la plupart des systèmes de communication. Son objectif principal est en réalité de contrôler la puissance fournie à divers types d'appareils électriques.

La MLI consiste à former chaque alternance de la tension de sortie du CCM en utilisant un signal triangulaire (porteuse) et en le comparant au signal de référence (une image de la tension de sortie souhaitée à la sortie du convertisseur). La tension de sortie est définie selon la loi suivante :

$$s_i = 1 \text{ si } v_i^* \succ v_{tri} ; i = a, b, c \quad (2.75)$$

Avec :

v_i^* : la tension référentielle de la phase i

v_{tri} : le signal triangulaire

Le principe de la commande MLI est illustré par la figure 2.18.

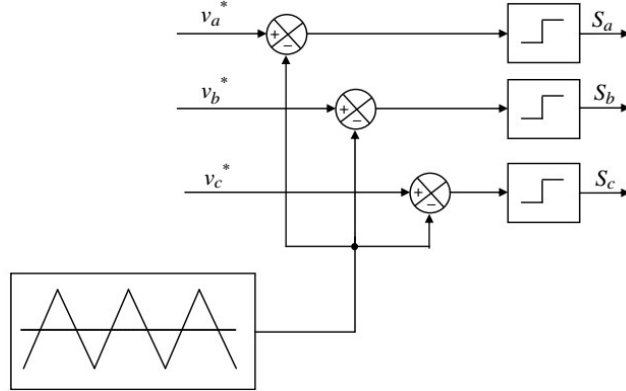


Figure 2.18. Principe de la commande MLI

L'indice de modulation : Cet indice exprime la relation entre la fréquence de la porteuse (la fréquence du signal triangulaire) et le signal de référence (la fréquence de la modulante) :

$$m_f = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (2.76)$$

En général, afin de créer une tension de sortie de bonne qualité, la fréquence de la porteuse ne doit pas être trop élevée pour ne pas produire des pertes de commutations élevées dans les semi-conducteurs. Par conséquent, quand il s'agit de choisir une valeur adéquate de m_f , il est nécessaire de trouver un compromis entre la qualité de la tension créée et les pertes de puissance dans le convertisseur.

L'indice d'amplitude : Cet indice exprime la relation entre l'amplitude du signal de référence et du signal triangulaire :

$$m_a = \frac{|v_{ref}|}{v_p} \quad (2.77)$$

La figure 2.19 montre un exemple de signal modulé en largeur d'impulsions.

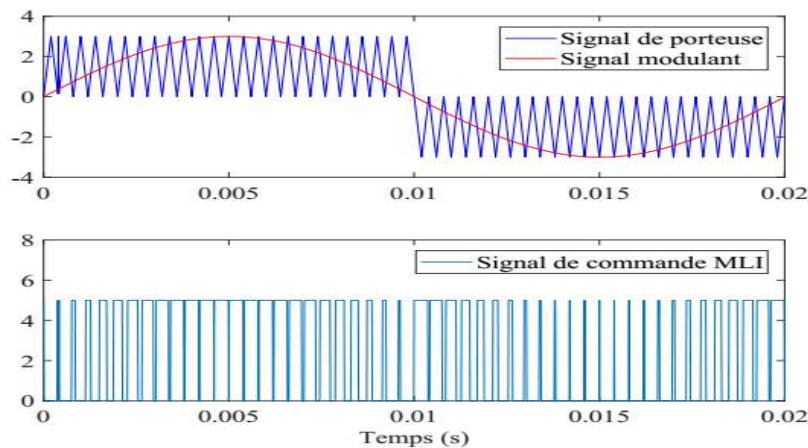


Figure 2.19. Exemple de génération de signal modulé par la MLI

Le convertisseur triphasé abordé dans cette étude (CCR et CCM) a trois bras, donc trois indices de modulation s'imposent : m_a , m_b et m_c . Les indices de modulation varient de manière sinusoïdale et sont donnés par [110]:

$$\begin{cases} m_a = \frac{1}{2} + m \cdot \sin(\omega t) \\ m_b = \frac{1}{2} + m \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ m_c = \frac{1}{2} + m \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.78)$$

Ainsi, les tensions de sortie résultantes, pour le CCM par exemple, s'exprimeront de la manière suivante:

$$\begin{cases} v_{ab} = \sqrt{3}m_a \cdot V_{DC} \cdot \sin(\omega t - \pi/6) \\ v_{bc} = \sqrt{3}m_b \cdot V_{DC} \cdot \sin(\omega t - \pi/6) \\ v_{ca} = \sqrt{3}m_c \cdot V_{DC} \cdot \sin(\omega t + \pi/2) \end{cases} \quad (2.79)$$

2.5. Validation du modèle du SCEE à base de la GADA

Pour valider le modèle élaboré dans cette section, nous avons simulé sous l'environnement Matlab/Simulink, le modèle d'une génératrice à induction doublement alimentée de 1,5 MW utilisé dans le système de conversion de l'énergie éolienne (SCEE) (figure 2.20). Nous avons utilisé la commande vectorielle à base des correcteurs PI. Nous reviendrons en détail aux synthèses de ces correcteurs dans le troisième chapitre.

Les paramètres du système éolien utilisés dans cette étude de simulation sont regroupés dans le tableau 2.1.

Les figures 2.21 et 2.22 illustrent respectivement l'évolution de la vitesse mécanique et les puissances du stator. D'après ces résultats, les puissances suivent parfaitement leurs références avec un découplage parfait entre les deux axes d et q en régime permanent. Les tests ont donné des résultats satisfaisants, ce qui justifie la validité du modèle proposé.

Composants	Paramètres	Valeurs numériques
<i>Turbine</i>	Puissance Nominale	1.5 MW
	Nombre des pales	3
	ρ	1.225 Kg/m ³
	Longueur des pâles R	35.25 m
	G: Multiplicateur de vitesse	60
<i>Génératrice Asynchrone à double alimentation GADA</i>	R_s	0.012 Ω
	R_r	0.021 Ω
	L_s	0.0137 H
	L_r	0.0136 H
	M	0.0135H
	J	0.175 kg.m ²
	f	0.0024 N/rd/s
p	2	

Tableau 2.1. Paramètres de simulation pour le SCEE basé sur la GADA connectée au réseau

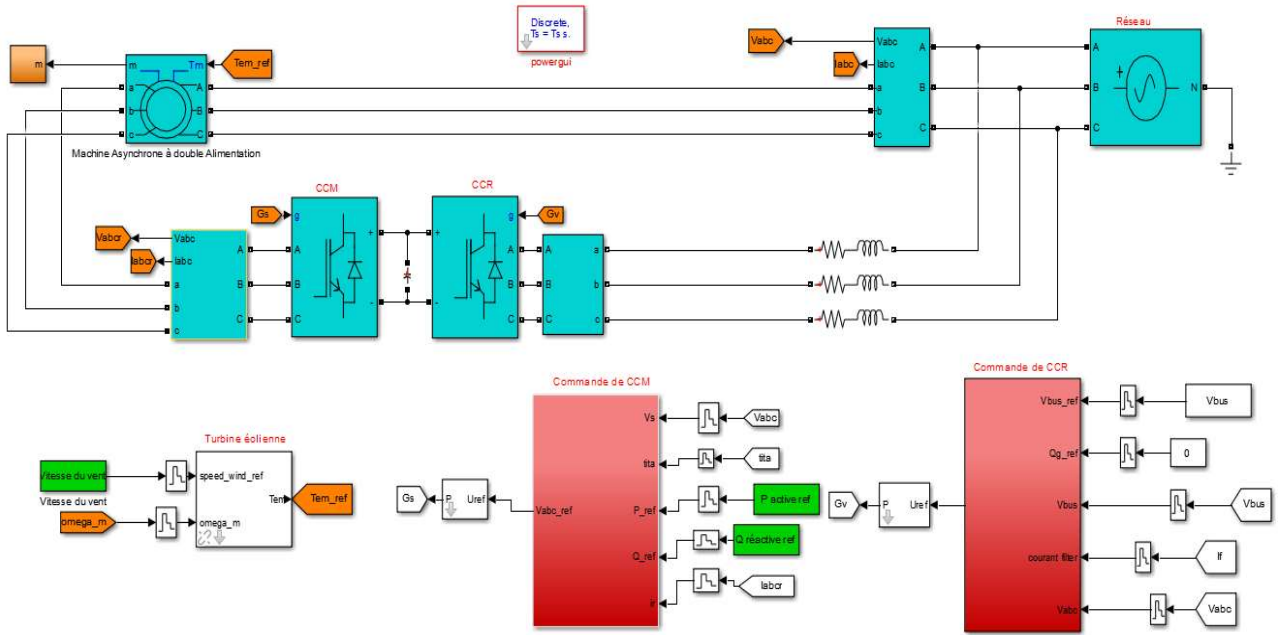


Figure 2.20. Modèle du système de conversion de l'énergie éolienne (SCEE) sous l'environnement Matlab/Simulink

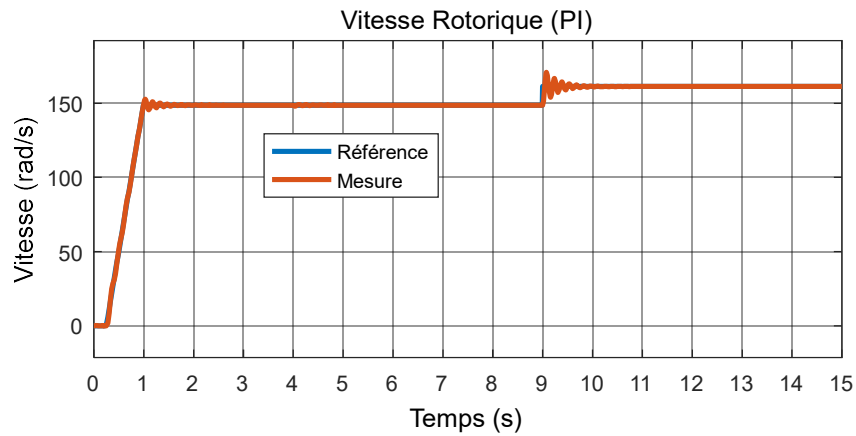


Figure 2.21. Évolution de la vitesse du rotor basé sur un régulateur PI

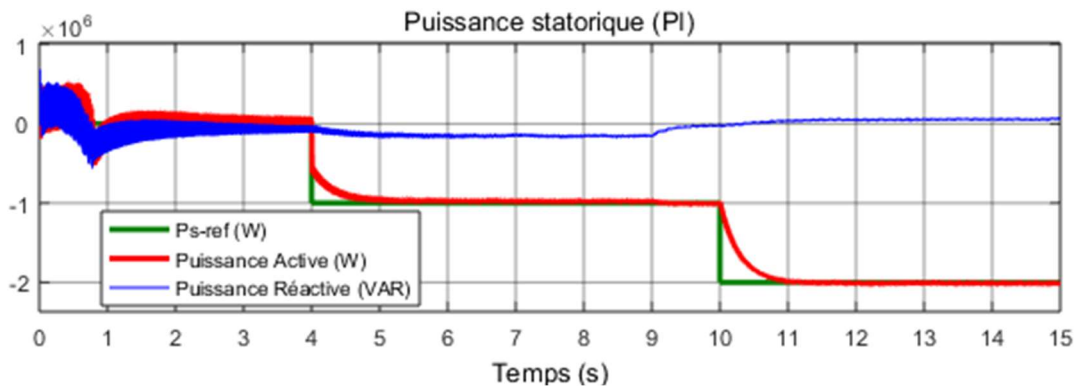


Figure 2.22. Évolutions des puissances active et réactive au stator basé sur un régulateur PI

3. Structures des commandes MPPT des éoliennes

L'utilisation des éoliennes à vitesse variable permet d'ajuster la vitesse de variation du générateur. Ceci peut se révéler très utile pour extraire la puissance maximale dans la zone où l'algorithme MPPT est

appliqué. En effet, le but de cette opération est d'optimiser la puissance extraite de la machine par une adaptation de la vitesse du vent de l'éolienne tout en maintenant un angle de calage nul. Pour une éolienne le MPPT peut être défini comme étant un algorithme ou un système capable d'aider la chaîne de conversion pour extraire le maximum de puissance électrique à partir de l'énergie cinétique du vent disponible. La sortie du système MPPT est une vitesse optimale variant selon la vitesse du vent capturée.

Comme déjà mentionné dans le premier chapitre, plusieurs travaux ont porté sur le problème de l'optimisation de la production de l'énergie en utilisant différentes techniques MPPT. Celles-ci diffèrent selon le type d'informations dont elles ont besoin pour fournir la référence de vitesse. Il existe deux structures de contrôle MPPT pour les systèmes de l'énergie éolienne :

- Les méthodes indirectes basées sur la connaissance de la courbe de puissance de l'éolienne ;
- Les méthodes directes indépendantes de la connaissance des courbes de puissance et de la vitesse du vent.

3.1. MPPT avec la connaissance de la courbe caractéristique de la turbine éolienne

Cette démarche nécessite des essais de caractérisation (soufflerie) ou des simulations de profil de pales par le fabricant de la turbine. Une telle caractérisation permet de simplifier considérablement l'algorithme de recherche de la puissance maximale et d'utiliser des convertisseurs plus basiques et moins coûteux.

3.1.1. MPPT par la méthode de rapport optimal spécifique des vitesses λ (TSR)

Le contrôle du TSR (Tip speed Ratio) permet de contrôler directement la vitesse de l'éolienne afin de maintenir le TSR à sa valeur optimale, ceci est réalisé en mesurant la vitesse du vent et la vitesse de l'éolienne comme il est indiqué sur la figure (2.23). Le TSR calculé est comparé à une référence et l'écart permet au régulateur d'ajuster le rapport TSR à sa valeur de référence optimale.

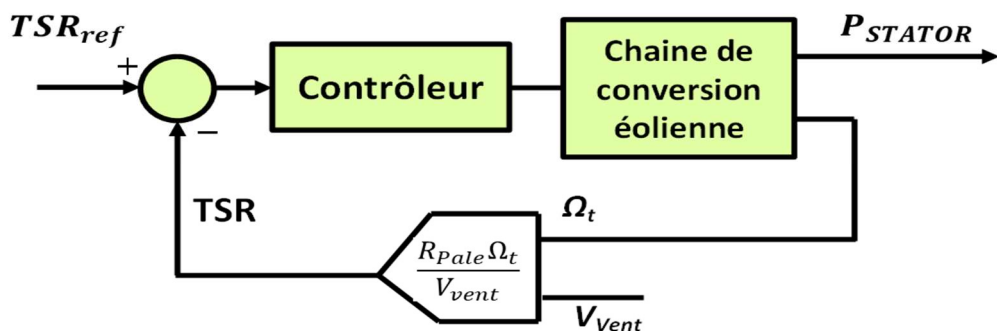


Figure 2.23. Schéma bloc de la commande TSR

Le premier inconvénient du contrôle de la TSR est la mesure de la vitesse du vent, qui augmente le coût du système et présente des difficultés dans les applications pratiques [111]. Le deuxième inconvénient est la nécessité d'obtenir la valeur optimale de la TSR, qui est différente d'un système à l'autre. La

dépendance aux caractéristiques de l'éolienne signifie que chaque turbine doit avoir son propre logiciel de gestion adapté.

3.1.2. La commande en puissance PSF (Power Signal Feedback)

Cette technique requiert la connaissance de la courbe caractéristique de puissance maximale de l'éolienne [111][112]. Cela permet d'obtenir rapidement une approximation de l'optimum à l'aide des mesures simples, comme le montre la figure (2.24), sans utiliser un capteur de vitesse du vent, et oblige le fabricant de l'éolienne à effectuer des tests de caractérisation (en extérieur, en soufflerie) ou des simulations du profil des pales. Une telle caractérisation simplifie l'algorithme pour trouver la puissance maximale et permet d'utiliser des structures de conversion plus conventionnelles et moins coûteuses.

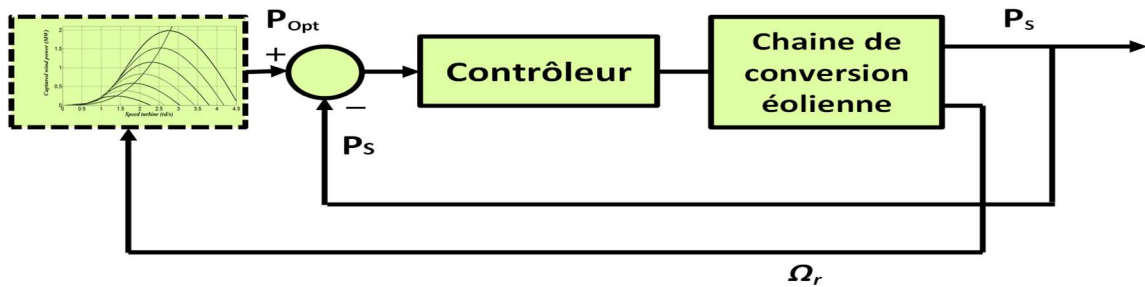


Figure 2.24. Schéma bloc de la commande PSF

3.1.3. La commande en couple

Comme pour le contrôle de puissance PSF, la connaissance de la courbe caractéristique de la voilure de l'éolienne est utilisée. Étant donné que les conditions sont optimales (à puissance optimale), l'équation (2.19) permet de calculer la valeur optimale du couple mécanique appliqué au rotor de la GADA.

$$T_{mec} = T_{opt} = K_{opt} \cdot \Omega_r^2 \quad (2.19)$$

Cette loi de contrôle vise à faire en sorte que l'éolienne reste opérationnelle au sommet de sa courbe de puissance C_p . Le contrôle du couple est parfaitement stable et régulier alors que le contrôle de la vitesse peut causer des problèmes d'instabilité pour des inerties de voilures élevées et des transitoires souvent plus abruptes.

La figure (2.25) illustre le principe du contrôle optimal du couple.

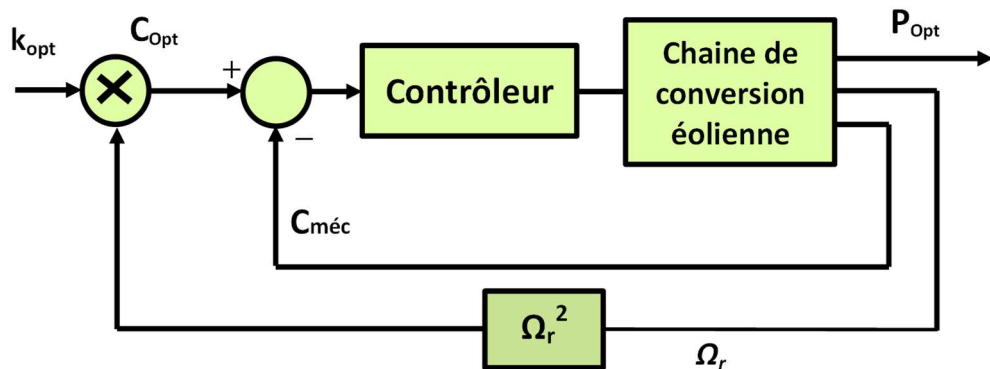


Figure 2.25. Schéma bloc de la commande en couple optimal

3.2. MPPT sans la connaissance de la courbe caractéristique de la turbine éolienne

Les méthodes directes sont indépendantes de la connaissance des courbes de puissance et ne nécessitent pas la mesure de la vitesse du vent. Elles sont basées sur les méthodes de recherche extrême (la méthode P&O, la méthode Hill Climb Searching ...) qui ont été appliquées avec succès aux systèmes de production d'énergie éolienne et photovoltaïque.

Cependant, le processus de conversion de l'énergie éolienne est plus compliqué à cause de la nature stochastique du vent, de l'aérodynamique complexe et du comportement non linéaire du générateur et du système électrique, alors l'application de ces méthodes à un système de conversion éolienne nécessite des modifications et des adaptations.

Dans cette structure, la mesure de vitesse du vent n'est plus nécessaire, donc la complexité et le coût du système sont proportionnellement réduits.

3.2.1. MPPT par la méthode de perturbation et observation (P&O)

La méthode de perturbation et observation "P&O" est la plus répandue dans l'environnement industriel, car son algorithme est facile à mettre en œuvre. Ce système permet d'augmenter ou de diminuer la vitesse de fonctionnement et d'observer son effet sur la puissance de sortie de la rangée.

La figure 2.26 donne l'organigramme de l'algorithme P&O tel qu'il doit être mis en œuvre dans le calculateur numérique de contrôle.

Selon cette figure, la tension V et le courant I sont mesurés pour calculer la puissance de sortie $P(k)$ de la rangée.

Cette valeur $P(k)$ est comparée à la valeur $P(k-1)$ de la dernière mesure. Si la puissance de sortie a augmenté, la perturbation continuera dans le même sens. Si la puissance a diminué depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie sera inversée dans le sens opposé du dernier cycle.

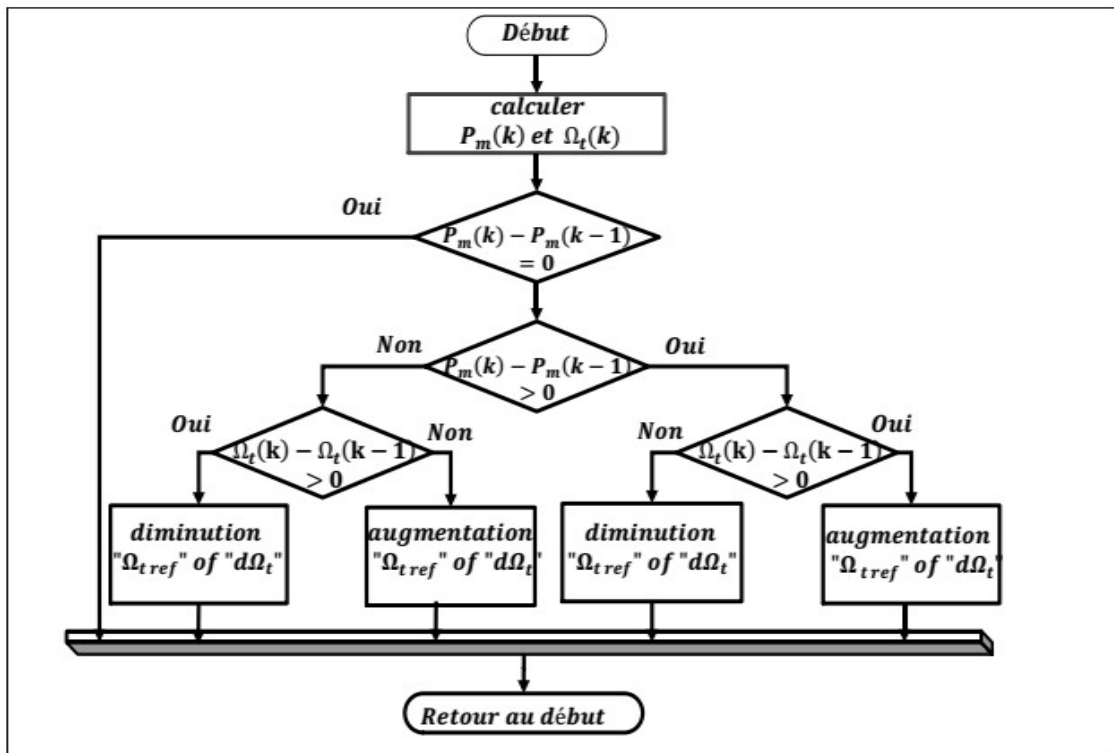


Figure 2.26. Algorithme de la méthode de perturbation et d'observation (P&O)

Selon cet algorithme, la vitesse de fonctionnement Ω est perturbée à chaque cycle du MPPT. Dès que le MPPT est atteint, Ω oscille autour de la tension de fonctionnement idéale. Cela entraîne une perte de puissance qui dépend de la largeur du pas d'une seule perturbation C_p .

- Si le C_p est important, l'algorithme MPPT réagira rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement, mais les pertes seront accrues dans des conditions stables ou légèrement changeantes.
- Si le C_p est très faible, les pertes dans des conditions stables ou lentement changeantes seront réduites, mais le système ne pourra plus suivre les changements rapides.

Cette stratégie sera développée davantage et combinée avec d'autres techniques dans le prochain chapitre pour l'utiliser dans l'optimisation de la production du SCEE.

3.2.2. MPPT par la méthode "Hill Climbing Searching" (HCS)

Le principe de la méthode HCS est basé sur la recherche permanente de la puissance maximale en faisant varier la vitesse de la turbine. C'est une méthode de type perturbation et observation (P&O) qui a été présentée dans la section 3.2.1. Le principal avantage de cette méthode réside dans le fait qu'elle ne nécessite pas la connaissance des caractéristiques de la turbine, du générateur, de l'électronique de puissance ou du vent (voir figure 2.27). Selon que le point de fonctionnement se trouve à gauche ou à droite du PPM sur la courbe $C_p(\lambda)$, en ajoutant une perturbation à la consigne du régulateur de vitesse de la turbine, la chaîne de conversion va collecter plus ou moins de puissance.

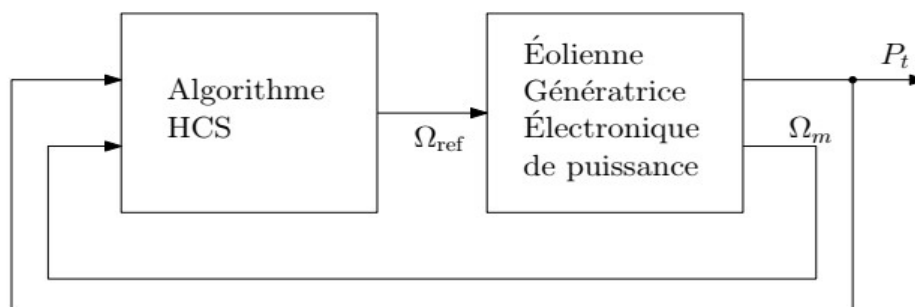


Figure 2.27. Schéma de la méthode Hill Climbing Searching

Par exemple dans la figure 2.28, la chaîne de conversion va collecter plus ou moins de puissance lorsque le système démarre au point P_1 , une augmentation du courant tiré de la sortie du générateur de l'éolienne produit une variation de la vitesse négative de la turbine $\Delta\Omega$. Ensuite, l'analyse de variation de la puissance délivrée par l'éolienne permet de détecter la direction à suivre pour rejoindre le PPM. Si cette variation est positive, cela signifie que la progression est dans la bonne direction et que le système continue dans la même direction. Lorsque l'on s'approche du PPM, la puissance est maximale et la variation de puissance atteint son minimum.

Pourtant, cette technique simple présente de nombreux inconvénients dus principalement aux variations du vent et à l'inertie mécanique de l'éolienne qui peut entraîner des temps de réponse mécaniques de quelques dizaines de secondes [113][114]. Il est délicat d'ajuster la valeur de variation du courant qui génère la variation de vitesse $\Delta\Omega$. En effet, pour obtenir un temps de réponse rapide, il serait préférable de prendre une valeur importante, mais le système risque de passer de l'autre côté du point de puissance

maximale (PPM) et de faire des allers-retours continus sans avoir un bilan de puissance satisfaisant. De même, si l'on choisit une valeur de $\Delta\Omega$ trop basse, le système mettra beaucoup de temps à trouver le point de puissance maximale, sachant que le vent changera de force et qu'il faudra trouver un nouveau point lorsque le premier n'aura pas été atteint. Dans le cas du vent variable, figure 2.29, le système peut même prendre des mauvaises décisions, car le résultat de variation de la puissance n'est pas dû à une variation de la vitesse de rotation de la turbine, mais simplement à une variation de la vitesse du vent (V_1 à V_2 dans la figure). Le risque majeur est alors qu'en présence du vent variant rapidement, le système se positionne aux extrémités de la courbe C_p , où l'éolienne n'est plus efficace, ce qui pourrait alors entraîner un blocage du rotor ou des survitesses qui endommageraient l'éolienne. Des tentatives pour résoudre ces problèmes avec des solutions hybrides sont présentées dans [114][115].

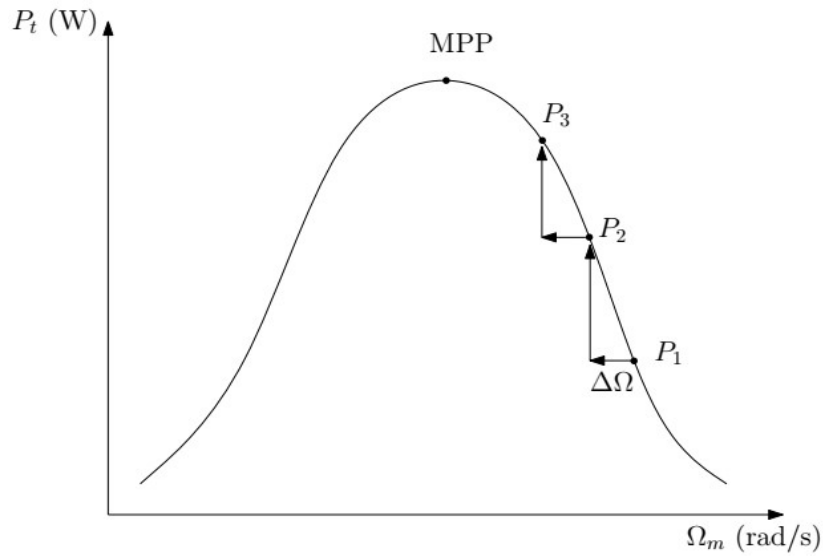


Figure 2.28. Recherche du MPP par la méthode Hill Climbing Searching en présence du vent constant

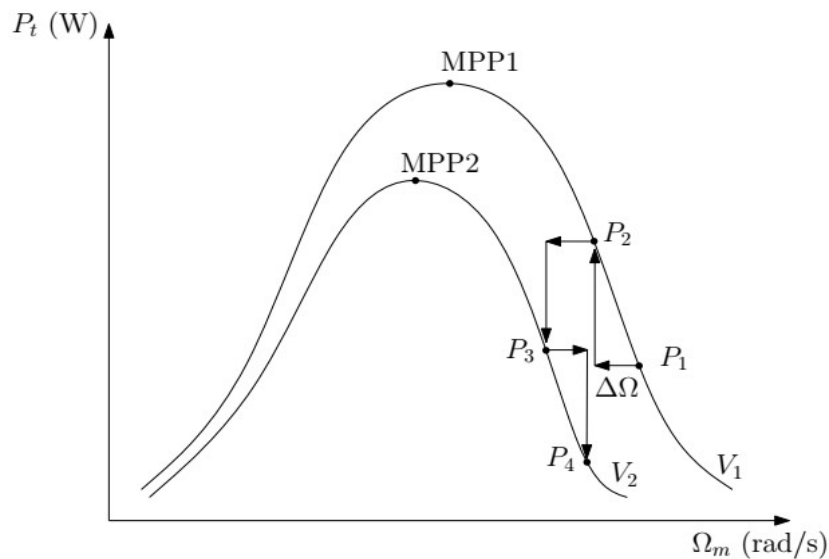



Figure 2.29. Recherche du MPP par la méthode Hill Climbing Searching en présence du vent à vitesse variable

4. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de l'ensemble du système de conversion de l'énergie éolienne, y compris la turbine éolienne, la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) et son modèle développé dans le repère triphasé abc et biphasé de Park, le convertisseur coté machine (CCM), le bus DC et le convertisseur coté réseau (CCR) connecté au réseau via un filtre RL. Également, un aperçu sur la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) utilisée pour contrôler les convertisseurs de puissance a été présenté. Les structures MPPT pour les systèmes éoliens et en particulier les avantages et les inconvénients de chacune de ces structures ont été cités à la fin du chapitre.

Pour valider notre plate forme de simulation, nous avons réalisé des tests sur simulink basés sur la commande par orientation du flux statorique. Ces tests ont abouti à des résultats satisfaisants, ce qui justifie la validité du modèle proposé. La commande par orientation du flux statorique permet de traiter la MADA de façon semblable à celle de la machine à courant continu ; ce qui permet d'obtenir une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Dans le but d'améliorer ces performances, nous proposons dans les chapitres qui suivent de revérifier la validité du modèle proposé surtout en termes de changement de profil du vent, changement des points de consigne et l'insensibilité aux variations des paramètres du système.



**CHAPITRE 3 : COMMANDE PAR
LOGIQUE FLOUE ET
CONTROLEURS LINEAIRES DU
SCEE CONNECTÉ AU RÉSEAU
ÉLECTRIQUE**

1. Introduction

Pour avoir une bonne qualité d'énergie électrique produite par un système d'énergie éolienne basé sur la GADA, il y a lieu d'appliquer des techniques de contrôle adéquates pour contrôler la puissance générée par ce système, à savoir : la puissance active qui sera ajustée à partir de la puissance de référence générée par la turbine, la stratégie MPPT pour assurer une meilleure efficacité du système d'énergie éolienne et la puissance réactive qui sera maintenue à zéro afin de conserver un facteur de puissance unitaire du côté stator.

Dans ce chapitre, l'objectif est de développer des algorithmes de commande par la logique floue (en anglais fuzzy logic) basée sur des régulateurs flous afin d'améliorer les qualités de poursuite et d'assurer la robustesse de la commande. Pour montrer les points forts de cette technique de commande, deux autres types de contrôle seront proposés, à savoir le contrôle vectoriel basé sur des contrôleurs PI et la commande vectorielle basée sur des contrôleurs RST.

Pour examiner les différentes lois de commande développées et synthétisées sur le système de production d'énergie éolienne considéré dans ce document, une étude comparative entre ces différentes techniques effectuée dans les mêmes conditions sera présentée

2. Notions fondamentales de la logique floue

Les techniques d'intelligence artificielle sont actuellement connues pour leur grand potentiel à résoudre les problèmes des paramètres variants des systèmes. Ces techniques comprennent notamment la logique floue, développée par Zadeh en 1965 à partir de sa théorie des sous-ensembles flous [116], qui s'applique de plus en plus dans le contrôle des machines à induction [98][117], et dans l'adaptation de son contrôle vectoriel [118][63].

Les systèmes flous appartiennent à la classe des systèmes basés sur la connaissance, leur but principal est de mettre en œuvre le savoir-faire humain (règles heuristiques), sous la forme d'un programme informatique. Les algorithmes basés sur la logique floue sont considérés comme une solution très intéressante pour le réglage des systèmes non linéaires ou des systèmes pour lesquels il n'existe pas de modèles mathématiques. En effet, la connaissance exacte du modèle d'un système à régler est souvent entachée d'inexactitudes et d'erreurs commises lors de la modélisation du processus, et l'introduction de la logique floue semble être une solution à ce problème [119].

En général, les avantages de la commande par la logique floue sont les suivants :

- ⊕ Facilité d'implémentation ;
- ⊕ Solution des problèmes multi variables complexes ;
- ⊕ Robustesse vis-à-vis des imprécisions ;
- ⊕ Possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

Avant de procéder à la synthèse du régulateur flou, un rappel sur la structure de ce type de contrôleurs paraît indispensable afin de montrer les différentes étapes de leur conception.

La commande par la logique floue peut opérer lorsque les procédés à commander sont mal connus ou difficiles à décrire précisément, ou lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en

langage naturel et non numériquement. Elle est simple à réaliser, flexible et donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus.

Les règles sont faciles à comprendre et à modifier puisqu'elles sont exprimées par des termes du langage naturel. Dans l'annexe « E », les concepts de base de la logique floue sont présentés. Seuls les points les plus importants pour la compréhension du raisonnement flou sont abordés.

Il existe trois structures principales de contrôleurs par la logique floue (RLF) [120] :

- La structure pure ;
- La structure de Takagi-Sugeno-Kang (TSK) ;
- La structure de Mamdani ou le modèle « fuzzification - defuzzification ».

Dans la structure pure, les variables d'entrée et de sortie du RLF sont des variables floues ou linguistiques. Ceci constitue un handicap étant donné que les entrées et les sorties des régulateurs des systèmes réels sont des variables réelles ou numériques. La structure TSK résout ce problème par une simple transformation des variables linguistiques en variables réelles. L'inconvénient de cette structure est que le conséquent de chaque règle soit une formule mathématique. Mamdani s'est proposé une interface de défuzzification (défuzzificateur) à la sortie de la structure pure.

Le fuzzificateur transforme les variables réelles d'entrée en variables linguistiques floues, tandis que le défuzzificateur effectue l'opération inverse. La structure de Mamdani est devenue le modèle standard du RLF le plus utilisé dans la régulation des systèmes.

L'architecture interne d'un régulateur flou de Mamdani est donnée par la Figure 3.1.

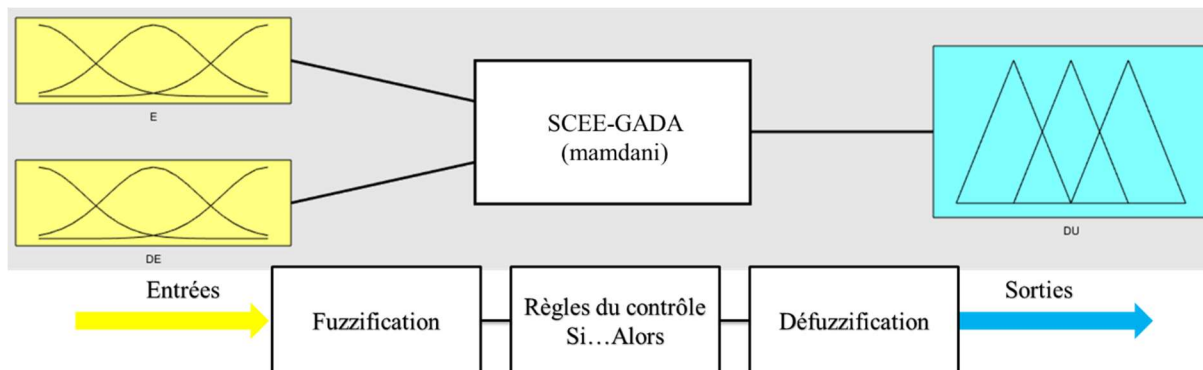


Figure 3.1. Schéma synoptique général d'un contrôleur flou

Un régulateur par la logique floue de Mamdani comprend les quatre parties suivantes : la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification. Il comprend aussi des gains de normalisation et de dénormalisation qui sont ajoutés respectivement à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents.

➤ Fuzzification

L'opération de fuzzification permet de passer du domaine réel au domaine flou. Elle consiste à déterminer le degré d'appartenance d'une variable d'entrée pour une fonction d'appartenance donnée. Le premier élément est le choix de la nature des fonctions d'appartenance en entrée. Afin de faciliter les réglages du contrôleur flou, seules les formes triangulaires seront utilisées dans ce travail (figure 3.2).

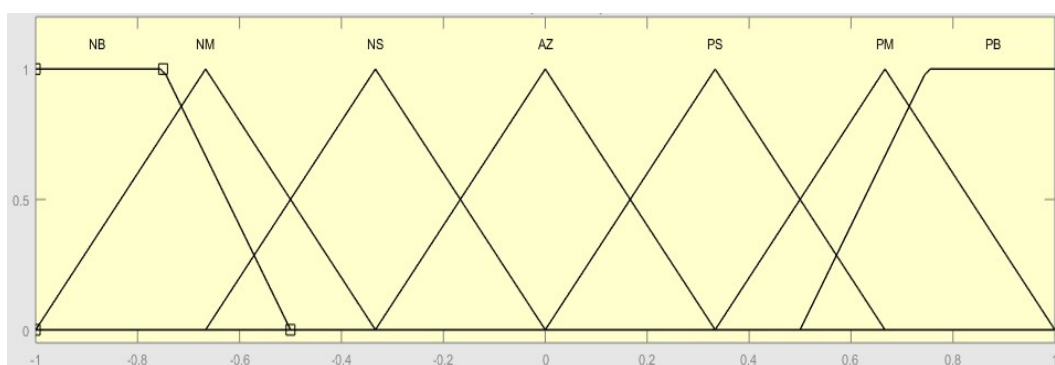


Figure 3.2. Fonction d'appartenance des variables d'entrée/sortie

➤ Règles du contrôle

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

➤ Inférence des règles floues

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de la commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférences de la logique floue. On applique les règles d'inférence sur les variables floues issues de la fuzzification pour créer et déterminer les nouvelles variables floues de sortie (la commande du système), en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenance. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit la notion du mécanisme ou la méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière.

➤ Moteur d'inférence

Les ensembles flous utilisés sont définis comme suit : *NB* : Big-Negative ; *NM* : Medium-Negative ; *NS* : Small-Negative ; *AZ* : About-Zero ; *PS* : Small-Positive ; *PM* : Medium-Positive ; *PB* : Big-Positive.

➤ Défuzzification

L'opération de défuzzification permet de passer du domaine flou au domaine réel. À partir des fonctions d'appartenance représentant notre valeur de sortie, il faut calculer une valeur numérique pour la sortie finale. La défuzzification par la méthode du centre de gravité revient alors à effectuer une moyenne de valeurs pondérées ce qui est plus simple et donc plus rapide à calculer sur le calculateur que la plupart des autres méthodes de défuzzification (voir annexe « E »).

3. Commande du SCEE à base de la GADA

Dans cette section, une plate-forme pour le SCEE basée sur la GADA (figure 3.3) utilisant trois contrôleurs indépendants, à savoir un PI classique, un RST et la logique floue (FL), sera conçue, afin de montrer les performances du RLF.

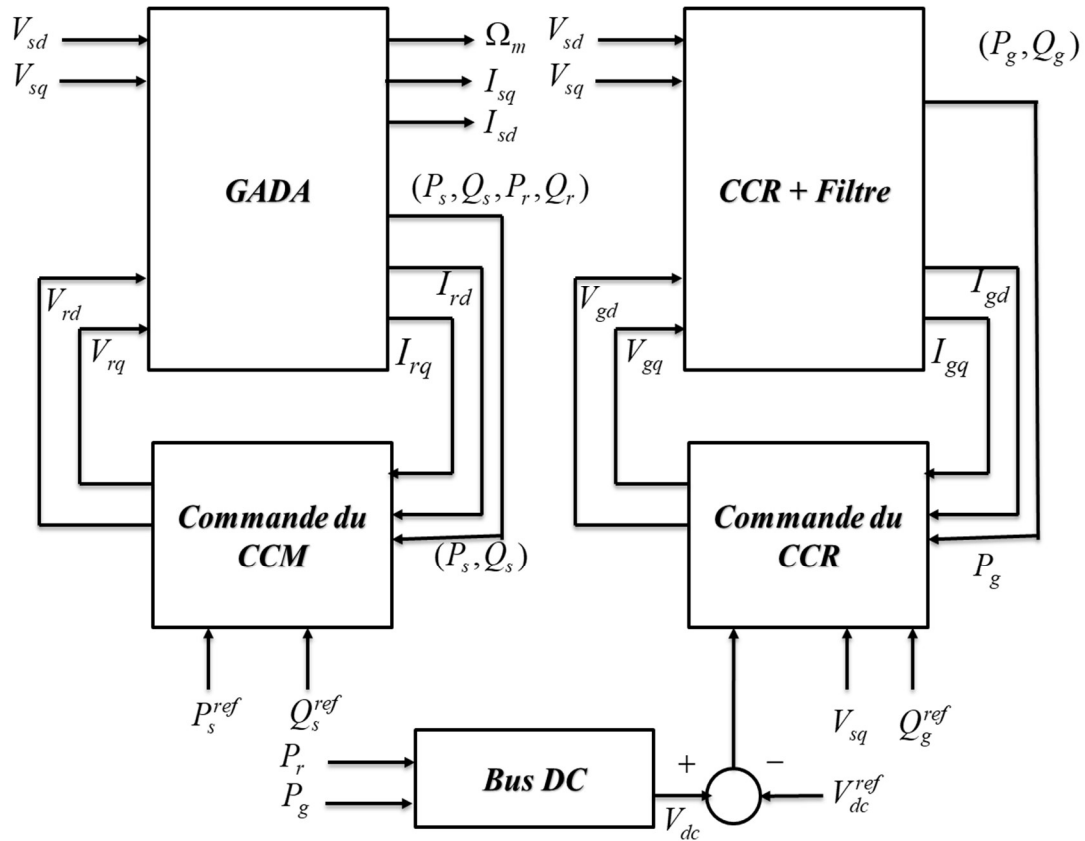


Figure 3.3. Schéma synoptique des blocs de contrôle du SCEE basé sur la GADA

Ces contrôleurs sont utilisés pour contrôler le CCM, le CCR et le MPPT avec un contrôle de l'angle de calage pour atteindre les objectifs de contrôle suivants :

- Bonne précision statique de façon à obtenir une production optimale de l'énergie et un facteur de puissance unitaire ;
- Dynamique électrique aussi élevée que possible malgré les dynamiques mécaniques lentes, sans engendrer de dépassements pouvant nuire à la durée de vie de la machine ;
- Bon rejet des perturbations qui peuvent être nombreuses sur un tel système ;
- Robustesse face aux éventuelles variations paramétriques du dispositif.

3.1. Poursuite du point maximum de puissance MPPT

La méthode de contrôle permettant de capter la puissance maximale des éoliennes à vitesse variable est appelée contrôle MPPT (Maximum Power Point Tracking). Le contrôle MPPT est réalisé en suivant le coefficient de puissance maximale (C_{PMax}) sur la courbe caractéristique de l'éolienne en dessous de la vitesse de rotation nominale [121].

La vitesse de rotation optimale de l'éolienne correspond à λ_{opt} et $\beta = 0$. Elle est utilisée comme référence pour le contrôleur du CCM afin de déterminer la commande (référence de la puissance active) qui sera appliquée au générateur.

3.1.1. Synthèse des correcteurs PI

La stratégie MPPT basée sur le contrôleur PI proposé est illustrée par la figure 3.4 [40] :

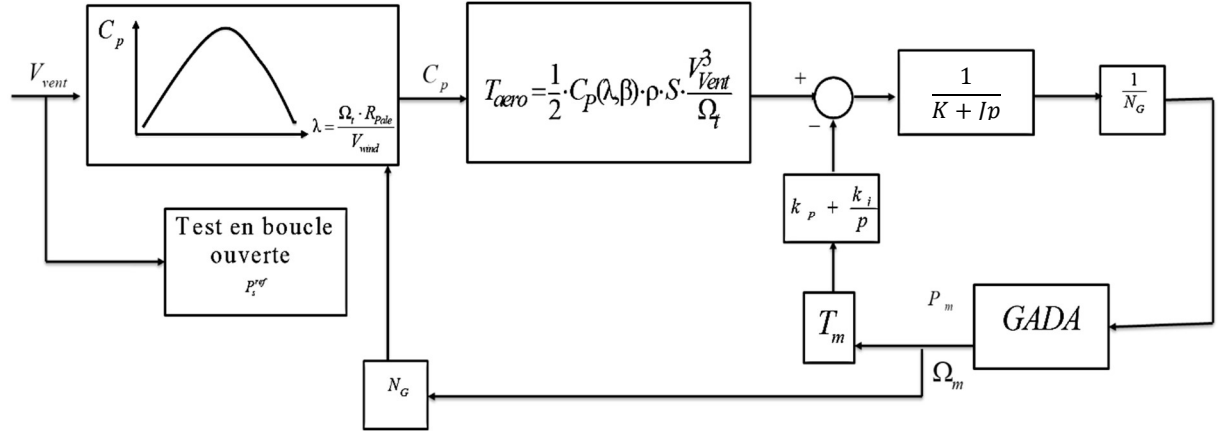


Figure 3.4. Schéma bloc du contrôleur PI appliqué au MPPT

Ce contrôleur devrait être utilisé pour annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en maintenant la stabilité du système.

Les performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) doivent être satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant, le couple peut présenter un dépassement important qui peut être préjudiciable au fonctionnement du système. Pour surmonter ce problème, une limitation de la référence de couple à la sortie du correcteur est utilisée, la vitesse à régler est définie à partir de l'équation mécanique, d'où la boucle de régulation simplifiée présentée à la figure 3.5.

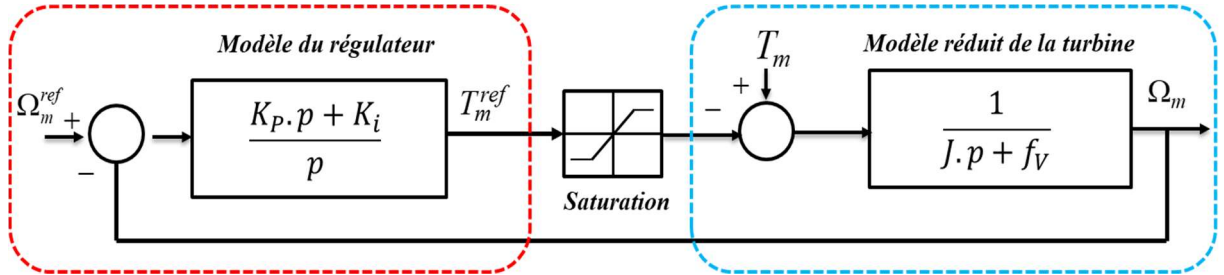


Figure 3.5. Schéma simplifié du MPPT basé sur le contrôleur PI

La fonction de transfert en boucle fermée peut être écrite sous la forme mathématique suivante :

$$\Omega_m = F(p) \cdot \Omega_m^{ref} + G(p) \cdot T_m \quad (3.1)$$

Où $F(p)$ est la fonction de transfert de la référence à la vitesse :

$$F(p) = \frac{1 + \frac{K_p}{K_i} p}{1 + \frac{(f_v + K_p)}{K_i} p + \frac{J}{K_i} p^2} \quad (3.2)$$

Et $G(p)$ est la fonction de perturbation :

$$G(p) = \frac{\frac{p}{K_i}}{1 + \frac{(f_v + K_p)}{K_i} p + \frac{J}{K_i} p^2} \quad (3.3)$$

Pour diminuer l'effet de perturbation (T_m), il vaut mieux choisir une valeur élevée pour le gain K_p . L'autre gain est choisi de manière à avoir une fonction de transfert du 2ème ordre, ayant une pulsation naturelle et un coefficient d'amortissement, déterminés comme suit :

$$\zeta = \frac{f_v + K_p}{J \cdot 2\omega_n} \quad \text{et} \quad \omega_n^2 = \frac{K_I}{J} \quad (3.4)$$

Donc, pour imposer un temps de réponse et un facteur d'amortissement, il vient :

$$K_p = \zeta J \cdot 2\omega_n - f_v \quad \text{et} \quad K_I = J \cdot \omega_n^2 \quad (3.5)$$

3.1.2. Synthèse des correcteurs RST

Un régulateur de type RST est un régulateur polynomial qui se présente comme une alternative intéressante des régulateurs de type Proportionnel - Intégral. Il permet de mieux gérer le compromis rapidité et performances. Les éléments R, S et T sont des polynômes dont le degré est fixé suivant le degré des fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement des pôles robustes. Cette stratégie permet le réglage des performances de l'asservissement à l'aide uniquement de deux paramètres de synthèses (T_c , T_f). Ces paramètres sont respectivement des horizons de commande et de filtrage à partir desquels sera défini la région où les pôles en boucle fermée seront placés [59][122]. La régulation RST est basée sur un algorithme de commande largement utilisé et dont la structure à 3 branches R, S et T permet de :

- ⊕ Gérer indépendamment les dynamiques de poursuite (asservissement) et la dynamique de réjection de perturbation (régulation).
- ⊕ Spécifier indépendamment les temps de montée et le dépassement sur la consigne.
- ⊕ Obtenir une régulation robuste vis-à-vis des variations du processus et des changements des points de consigne.
- ⊕ Obtenir des mesures plus proches de la consigne imposée et, en conséquence, des gains potentiels en précision.

Les paramètres $S(p)$ et $R(p)$ sont calculés selon l'équation de Bouzout[123][59]:

$$D = AS + BR \quad (3.6)$$

Avec D est un polynome de degré :

$$\deg(D(p)) = \deg(A(p)) + \deg(S(p)) \quad (3.7)$$

Les termes A et B s'expriment par :

$$A = Jp + f_v \quad \text{et} \quad B = 1 \quad (3.8)$$

La structure du contrôleur RST est donnée dans la figure 3.6.

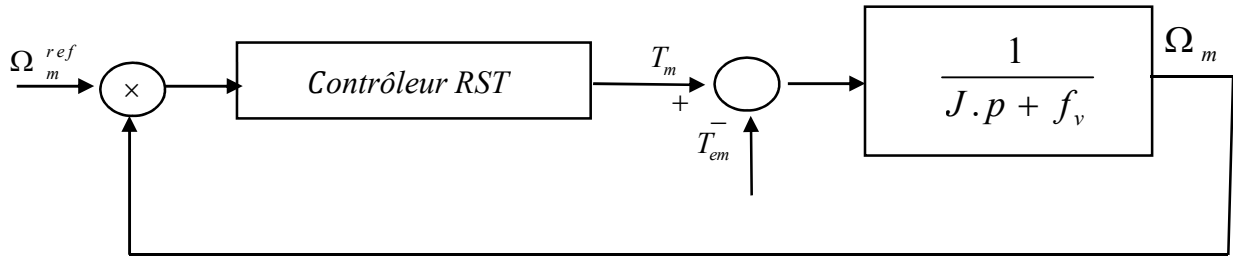


Figure 3.6. Diagramme du MPPT basé sur le contrôleur RST

3.1.3. Synthèse des correcteurs par la Logique floue (LF)

La méthode présentée ci-dessous consiste à combiner l'algorithme P&O avec un contrôleur flou en prenant en compte le sens de variation des perturbations. Comme le montre la figure 3.7, cette méthode est basée sur les instructions suivantes :

- Si une variation positive de la vitesse a entraîné une variation positive de la puissance, il faut ajouter une variation positive de la vitesse ;
- Si une variation négative de la vitesse a entraîné une variation positive de la puissance, il faut ajouter une variation négative de la vitesse ;
- Si une variation négative de la vitesse a entraîné une variation négative de la puissance, il faut ajouter une variation positive de la vitesse ;
- Si une variation positive de la vitesse a entraîné une variation négative de la puissance, il faut ajouter une variation négative de la vitesse.

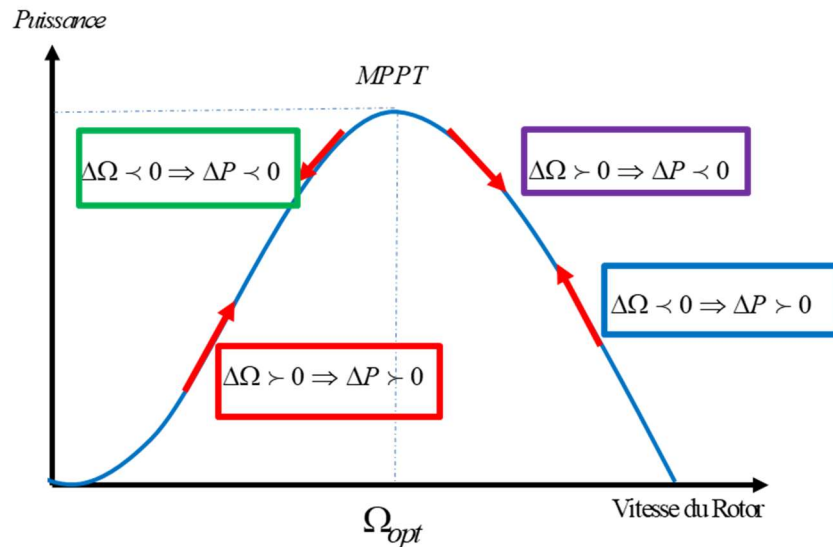


Figure 3.7. Stratégie MPPT combinant P&O et RLF

Pour implémenter cet algorithme dans un contrôleur flou, un modèle de Mamdani a été utilisé.

Le contrôleur proposé a deux entrées : la variation de la puissance de la GADA et la variation de la vitesse de rotation, et une seule sortie qui est la variation de vitesse optimale qui assure une efficacité aérodynamique maximale. Ces variables sont définies au cours d'une seule période d'échantillonnage.

Ces variables sont généralement rendues floues par des fonctions d'appartenance triangulaires symétriques, comme le décrit la figure 3.8.

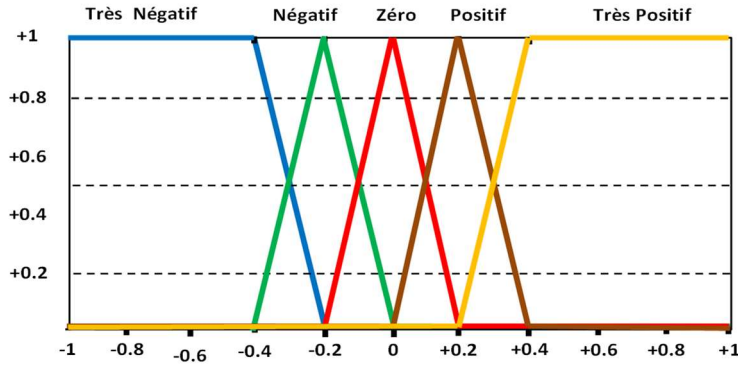


Figure 3.8. Fonction d'appartenances des variables d'entrée/Sortie

Les ensembles flous sont définis comme suit : *NB* : Négatif-Grand ; *NM* : Négatif-Moyen ; *NS* : Négatif-Petit ; *AZ* : Environ Zéro ; *PS* : Positif-Petit ; *PM* : Positif-Moyen ; *PB* : Positif-Grand.

Les règles floues, pour déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrée, sont regroupées dans le tableau 3.1.

		ΔP						
		NB	NM	NS	AZ	PS	PM	PB
$\Delta \Omega$	NB	PB	PB	PM	AZ	NM	NB	NB
	NM	PB	PM	PS	AZ	NS	NM	NB
	NS	PM	PS	PS	AZ	NS	NS	NM
	AZ	NB	NM	NS	AZ	PS	PM	PB
	PS	NM	NM	NS	AZ	PS	PS	PM
	PM	NB	NM	NS	PM	PS	PM	PB
	PB	NB	NB	NM	AZ	PM	PB	PB

Tableau 3.1. Règles floues du calcul des variations utilisées

3.2. Angle de calage (Pitch angle)

Selon l'équation 2.6, la puissance éolienne captée par une turbine est proportionnelle au cube de la vitesse du vent. Il existe une vitesse du vent à partir de laquelle la puissance mécanique transmise par la turbine est supérieure à la puissance nominale de la machine électrique. Les différents éléments du système sont dimensionnés en fonction des charges, de la vitesse de rotation et des puissances correspondant à cette vitesse du vent. Ces éléments ne peuvent supporter des valeurs dépassant certaines limites. Il est donc nécessaire de limiter la puissance captée par l'éolienne lorsque le vent devient trop fort.

3.2.1. Contrôle de l'angle de calage basé sur le contrôleur PI

La valeur de l'angle de calage β varie entre 0° et 90° afin de limiter la puissance mécanique à sa valeur nominale, une méthode basée sur le contrôle de la puissance du générateur sera utilisée.

Comme décrit dans la figure 3.9, deux contrôleurs PI ont été utilisés. Le premier PI pour générer l'angle de calage de référence β_{ref} et le second régulateur pour contrôler l'erreur entre β_{ref} et β .

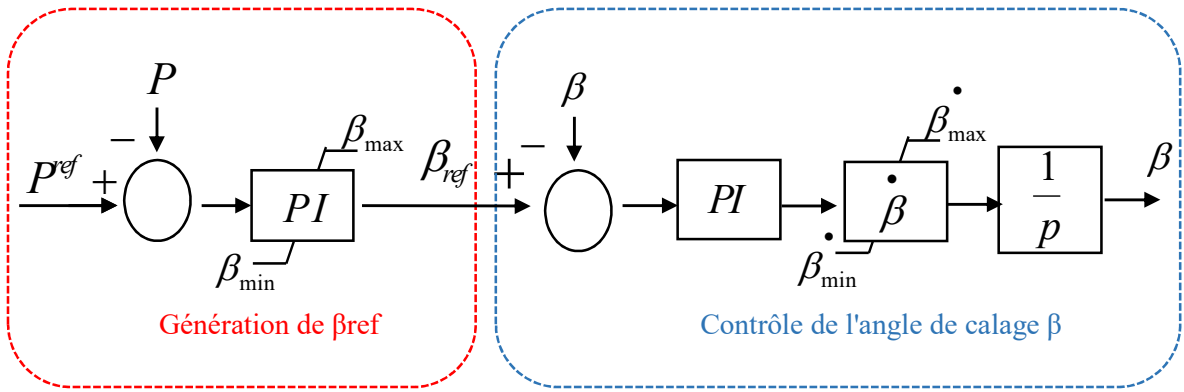


Figure 3.9. Contrôle de l'angle de calage à l'aide d'un contrôleur PI

La même approche est suivie pour contrôler l'angle de calage à l'aide des contrôleurs RST.

3.2.2. Contrôle de l'angle de calage basé sur un contrôleur par la logique floue

Dans cette partie, la méthode de la logique floue sans la mesure de la vitesse du vent, comme indiqué dans la figure 3.10, est exploitée. La vitesse de rotation du générateur, l'erreur de poursuite de la puissance active et la variation de l'erreur de poursuite sont les entrées de la commande tandis que la sortie de la commande est la référence de l'angle de calage β_{ref} .

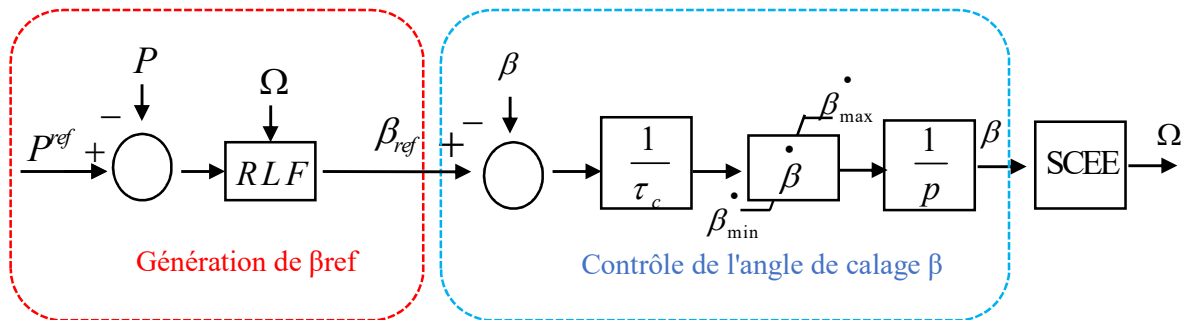


Figure 3.10. Commande de l'angle de calage à l'aide du RLF

3.3. Convertisseur côté machine (CCM)

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

Pour commander le CCM, une boucle de régulation va être mise en place pour chaque puissance avec un contrôleur indépendant tout en compensant les termes de perturbation, en se basant sur le modèle de la machine développé dans le deuxième chapitre, qui sont donnés par la relation (2.54), et ainsi le découplage de compensation est utilisé pour commander les puissances séparément.

$$\begin{cases} e_d = g\omega_s \frac{M}{L_s} \phi_s \\ e_q = \frac{V_s}{\omega_s M} (R_r + pL_r \sigma) \end{cases} \quad (3.9)$$

En régime statiques $s \rightarrow 0$:

$$\begin{cases} e_d = g \omega_s \frac{M}{L_s} \phi_s \\ e_q = \frac{V_s R_r}{\omega_s M} \end{cases} \quad (3.10)$$

Ainsi, pour rendre les axes d et q complètement indépendants, il est nécessaire d'ajouter des termes de découplage à la sortie des contrôleurs comme indiqué dans la figure (3.11).

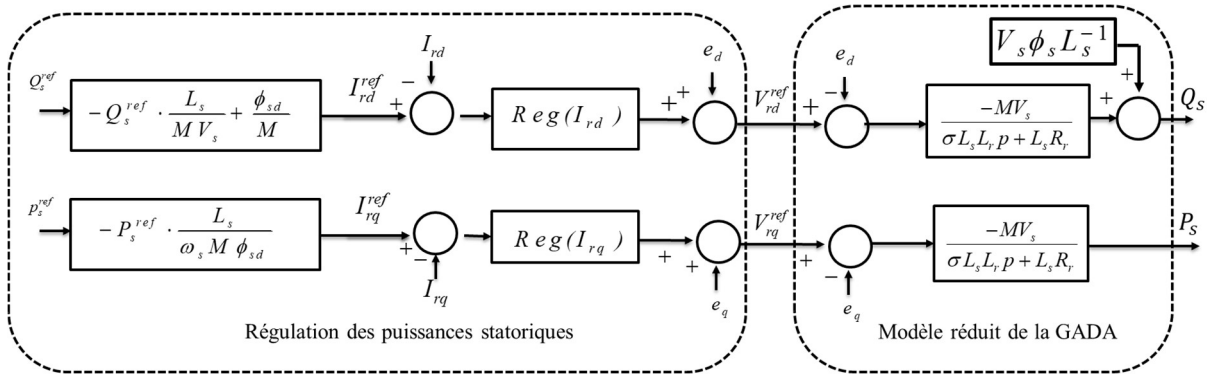


Figure 3.11. Modèle du bloc du contrôle du CCM de la GADA

3.3.1. Synthèse des correcteurs PI

Le régulateur proportionnel intégral (PI) est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables. Le contrôleur PI est une combinaison d'actions proportionnelle et intégrale. Il a pour effet d'améliorer simultanément le régime stationnaire et le régime transitoire. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes pour concevoir des régulateurs PI. Dans ce travail, c'est la méthode de conception basée sur la compensation de la constante de temps du régulateur avec celle du processus de la grandeur à réguler qui est retenue [124][62].

L'influence des termes de couplage entre les deux axes d-q est minimale, ce qui permet de contrôler chaque axe indépendamment.

Le contrôle PI étudié est illustré par la figure 3.12 [55].

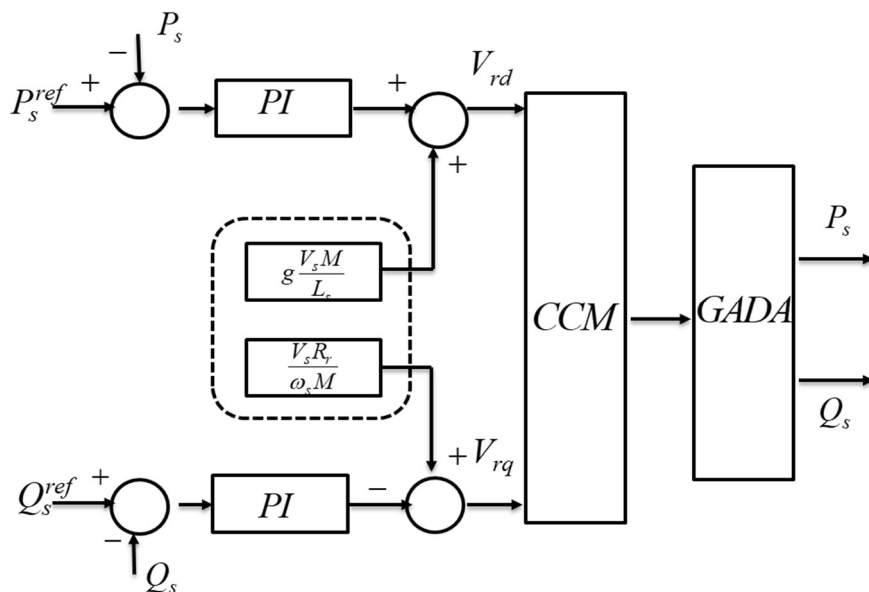


Figure 3.12. Conception de la commande PI pour le CCM

Une illustration représentative d'un système de contrôle PI est illustrée par la figure 3.13.

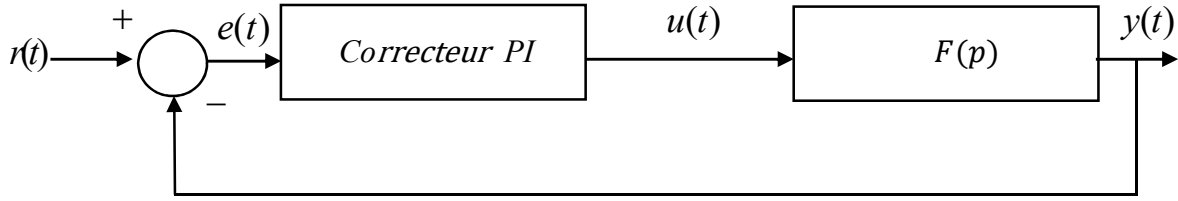


Figure 3.13. Structure typique de contrôleur PI

Avec

$$F(p) = \frac{V_s M}{R_r L_s + p L_s L_r \sigma} \quad (3.11)$$

La fonction de transfert d'un contrôleur PI est donnée par l'équation suivante :

$$C(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (3.12)$$

Avec k_p et k_i sont les paramètres du correcteur PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G(p) = C(p).F(p) = \frac{(p + \frac{k_i}{k_p}) \frac{V_s M}{L_s L_r \sigma}}{\frac{p}{k_p} (p + \frac{R_r}{L_r \sigma})} \quad (3.13)$$

Afin de compenser le zéro de la fonction de transfert, la combinaison suivante est choisie :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r}{L_r \sigma} \quad (3.14)$$

Donc $G(p)$ devient :

$$G(p) = \frac{1}{\tau_r p} \text{ et } \tau_r = \frac{L_s L_r \sigma}{k_p V_s M} \quad (3.15)$$

La fonction de transfert en boucle fermée peut être exprimée comme suit :

$$H(p) = \frac{1}{1 + \tau_r p} \quad (3.16)$$

τ_r désigne la constante de temps du système.

Par conséquent, les termes k_p et k_i sont donnés par :

$$\begin{cases} k_p = \frac{L_s L_r \sigma}{\tau_r V_s M} \\ k_i = \frac{L_s R_r}{\tau_r V_s M} \end{cases} \quad (3.17)$$

La méthode de compensation des pôles utilisée n'est pas la seule méthode de synthèse du régulateur PI.

Elle a l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de transfert de premier ordre et elle s'avère suffisante.

3.3.2. Synthèse des correcteurs RST

Le modèle RST proposé est exprimé comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} A(p) = a_1 p + a_0 \\ B(p) = b_0 \\ D(p) = d_3 p^3 + d_2 p^2 + d_1 p + d_0 \\ R(p) = r_1 p + r_0 \\ S(p) = s_2 p^2 + s_1 p + s_0 \end{array} \right. \quad (3.18)$$

Conformément à la stratégie de placement des pôles robustes, le degré du polynôme D exige que les trois pôles soient placés. Ce polynôme est d'abord décomposé en un produit de deux polynômes C et F .

$$D = C.F = \left(p + \frac{1}{T_c}\right) \left(p + \frac{1}{T_f}\right)^2 \quad (3.19)$$

Où, $P_c = -\frac{1}{T_c}$ est le pôle du polynôme C et $P_f = -\frac{1}{T_f}$ est le pôle double du polynôme du filtre F .

$$\left\{ \begin{array}{l} P_c = 5P_a = 5 \frac{L_s L_r}{L_s L_r - M^2} \\ T_c = \frac{1}{P_c} \\ T_f = \frac{1}{3} T \end{array} \right. \quad (3.20)$$

Les spécifications en boucle fermée recommandent que le modèle à suivre soit décrit par :

$$D = (p - 5P_a)(p - 15P_a)^2 \quad (3.21)$$

Grâce à l'identification des équations (3.18) et (3.21), il est possible de parvenir à un système d'équations linéaires qui peut être représenté par la matrice de Sylvester. Les polynômes $R(p)$, $S(p)$ et $T(p)$ sont déduits de cette matrice :

$$\left\{ \begin{array}{l} d_3 = a_1 s_2 \rightarrow s_2 = \frac{d_3}{a_1} \\ d_2 = a_1 s_1 \rightarrow s_1 = \frac{d_2}{a_1} \\ d_1 = a_0 s_1 + b_0 r_1 \rightarrow r_1 = \frac{d_1 - a_0 s_1}{b_0} \\ d_0 = b_0 r_0 \rightarrow r_0 = \frac{d_0}{b_0} \\ T = r_0 \end{array} \right. \quad (3.22)$$

3.3.3. Synthèse des correcteurs par la Logique floue (LF)

En utilisant l'équation (2.50), les références de courant du rotor peuvent être calculées comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{rq}^{ref} = -P_s^{ref} \cdot \frac{L_s}{\omega_s M \phi_{sd}} \\ I_{rd}^{ref} = -Q_s^{ref} \cdot \frac{L_s}{M V_s} + \frac{\phi_{sd}}{M} \end{array} \right. \quad (3.23)$$

$$P_s^{ref} = T_{em}^{ref} \omega_s \quad (3.24)$$

Où le couple électromagnétique de référence est issu de la stratégie de contrôle des MPPT.

La structure de contrôle par la logique floue proposé pour le CCM est illustrée à la figure 3.14:

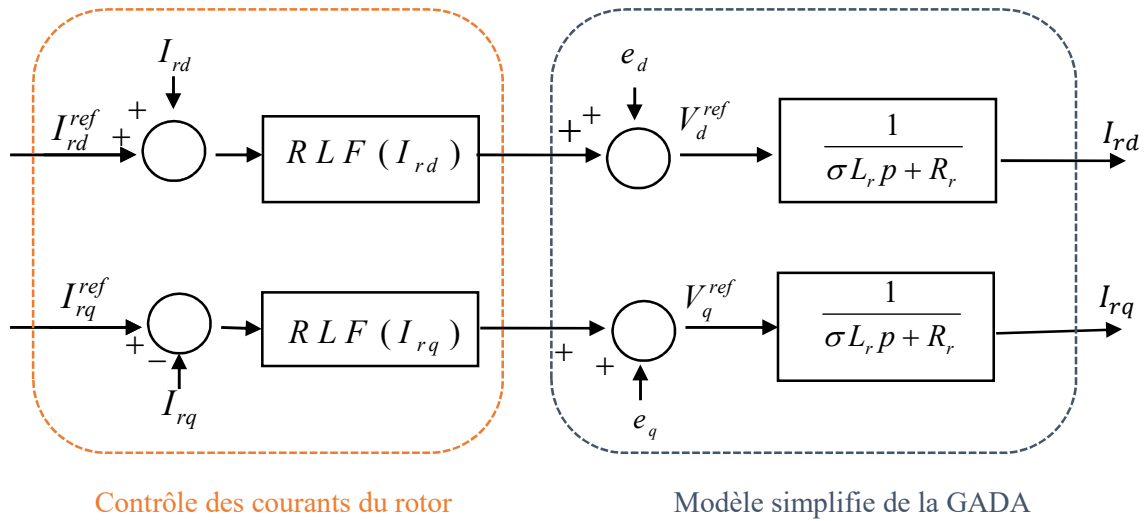


Figure 3.14. Structure du contrôle par la logique floue proposé pour le CCM

Le contrôleur développé est donné par la figure 3.15 :

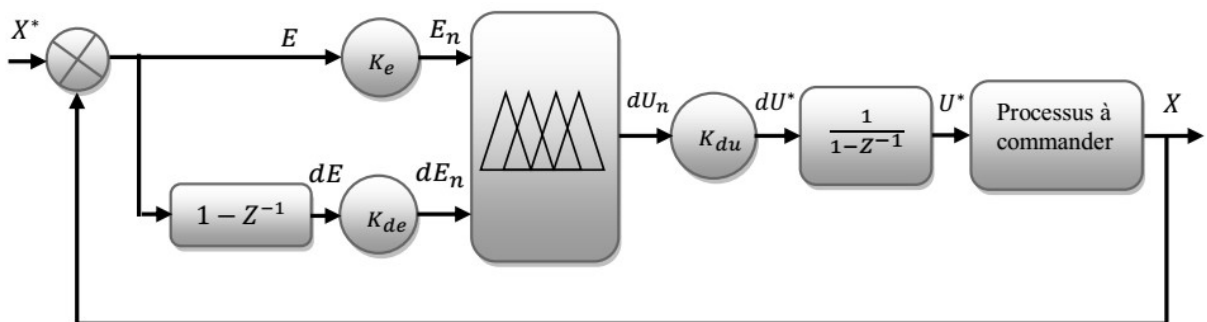


Figure 3.15. Schéma de conception du contrôleur par la logique floue

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

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Des facteurs d'échelle (K_e , K_{de} , et K_{du}), qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques désirées du système à régler ; de plus, les gains d'entrées (K_e et K_{de}) réduisent les grandeurs physiques d'entrées dans une plage de variation appelée univers de discours.
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour les formes triangulaires comme indiqué sur la figure 3.16.
- Un bloc de défuzzification de la variation de commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour

que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

- Des règles d'inférence permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans le tableau 3.2.
- Un bloc intégrateur utilisé pour intégrer la variation de la commande numérique résultante et de son application au système à commander.

		E						
		NB	NM	NS	AZ	PS	PM	PB
De	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	AZ
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	AZ	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	AZ	PS	PM
	AZ	NB	NM	NS	AZ	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	AZ	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	AZ	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	AZ	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Tableau 3.2. Matrice d'inférence floue pour le RLF proposé

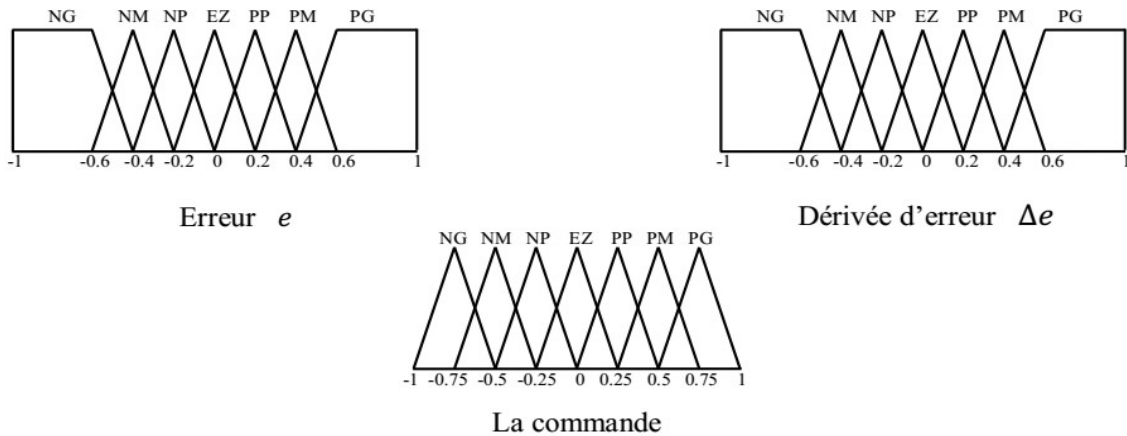


Figure 3.16. Fonctions d'appartenance utilisées par le contrôle flou

3.4. Convertisseur côté réseau (CCR)

Le convertisseur CCR permet de maintenir la tension du bus continu constante, quels que soient l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance au rotor de la MADA et de maintenir un facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau électrique.

La stratégie de commande illustrée par la figure (3.17), a donc deux fonctions :

- Le contrôle de la puissance réactive transitant le filtre triphasé RL ;
- Le contrôle de la tension du bus continu V_{dc} .

Afin d'entreprendre la commande du CCR, une modélisation du convertisseur associé au filtre triphasé de sortie RL dans le repère de Park a été présentée au deuxième chapitre, elle repose sur le principe du modèle moyen équivalent qui s'adapte bien aux systèmes à structure variable.

Les valeurs prises en compte dans la conception du filtre (RLC) d'injection de puissance dans le réseau électrique sont justifiées dans l'annexe « G ».

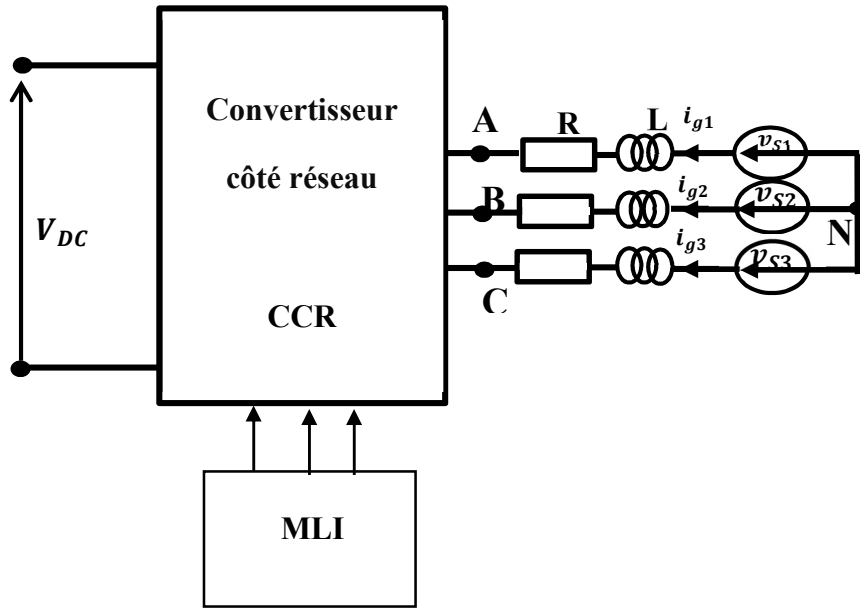


Figure 3.17. Schéma de principe de la commande du convertisseur CCR avec filtre RL

3.4.1. Synthèse des correcteurs PI

Les puissances active et réactive échangées entre le filtre et le réseau sont données par :

$$\begin{cases} P_g = V_{sq} I_{gq} \\ Q_g = -V_{sq} I_{gd} \end{cases} \quad (3.25)$$

L'équation (3.25) a montré que la dynamique de la puissance active et réactive est directement liée au contrôle des courants du réseau. La tension est constante et égale à la tension nominale AC.

L'application de la transformation de Laplace à l'équation (2.71) donne :

$$\begin{cases} V_{sd} = (R + pL)I_{gd} - \omega_s L I_{gq} + V_{gd} \\ V_{sq} = (R + pL)I_{gq} + \omega_s L I_{gd} + V_{gq} \end{cases} \quad (3.26)$$

Il s'agit d'écrire :

$$\begin{cases} V_d = (R + pL)I_{gd} \\ V_q = (R + pL)I_{gq} \end{cases} \quad (3.27)$$

Le système de contrôle utilise donc les boucles de contrôle du courant pour I_{gd} et I_{gq} .

La fonction de transfert de la boucle de contrôle du courant est donnée par :

$$F(p) = \frac{I_{gq}}{V_q} = \frac{I_{gq}}{V_q} = \frac{1}{R + pL} \quad (3.28)$$

En substituant (3.27) à (3.26) et en mettant $V_{sq} = 0$, les signaux de commande directe et en quadrature de référence peuvent être donnés comme :

$$\begin{cases} V_d^{ref} = -V_d + \omega_s L I_{gq} + V_{sd} \\ V_q^{ref} = -V_q - \omega_s L I_{gd} + V_{sq} \end{cases} \quad (3.29)$$

La structure de contrôle PI étudié est illustrée par la figure 3.18.

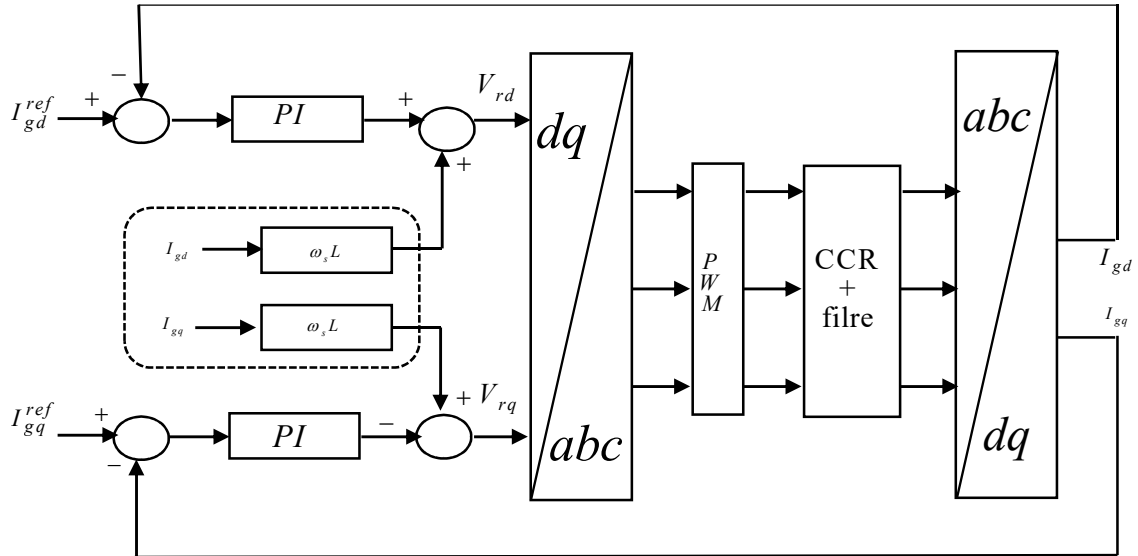


Figure 3.18. Bloc du contrôle PI proposé appliqué au CCR du SCEE basé sur la GADA

3.4.2. Synthèse des correcteurs RST

Soit le système corrigé de la figure 3.19 de fonction de transfert B/A , en reprenant le raisonnement utilisé pour le cas du CCR contrôlé par contrôleur RST, la structure de contrôle RST proposée est illustrée par la figure 3.20 .

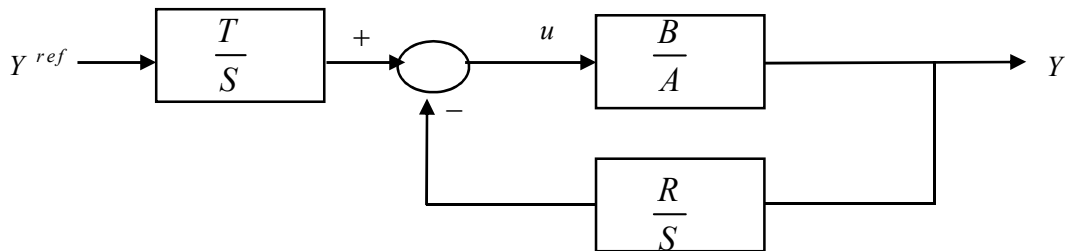


Figure 3.19. Schéma bloc d'un système régulé par un RST

Avec Y_{ref} est la référence des courants I_{gd} et I_{gq} calculés à partir des puissances P_g et Q_g de l'équation (3.20).

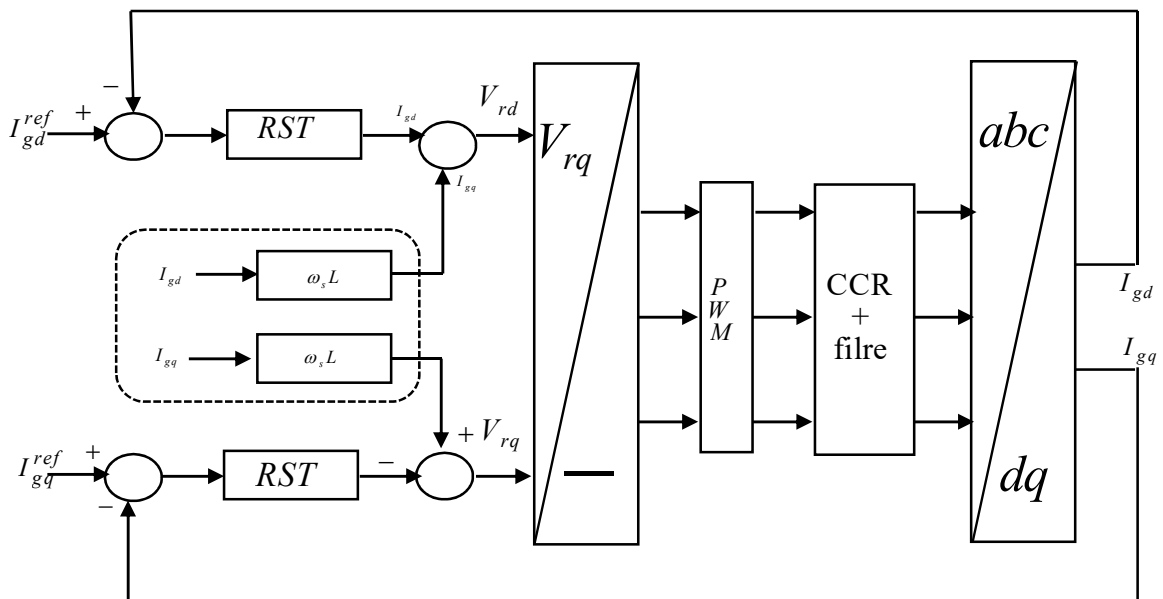


Figure 3.20. Bloc du contrôle RST proposé appliqué au CCR du SCEE basé sur la GADA

3.4.3. Synthèse des correcteurs par la Logique floue (LF)

En procédant de la même manière que pour le CCM contrôlé par la logique floue, et en reprenant le raisonnement utilisé pour le cas du CCR contrôlé par PI, la structure de contrôle proposée est illustrée par la figure 3.21.

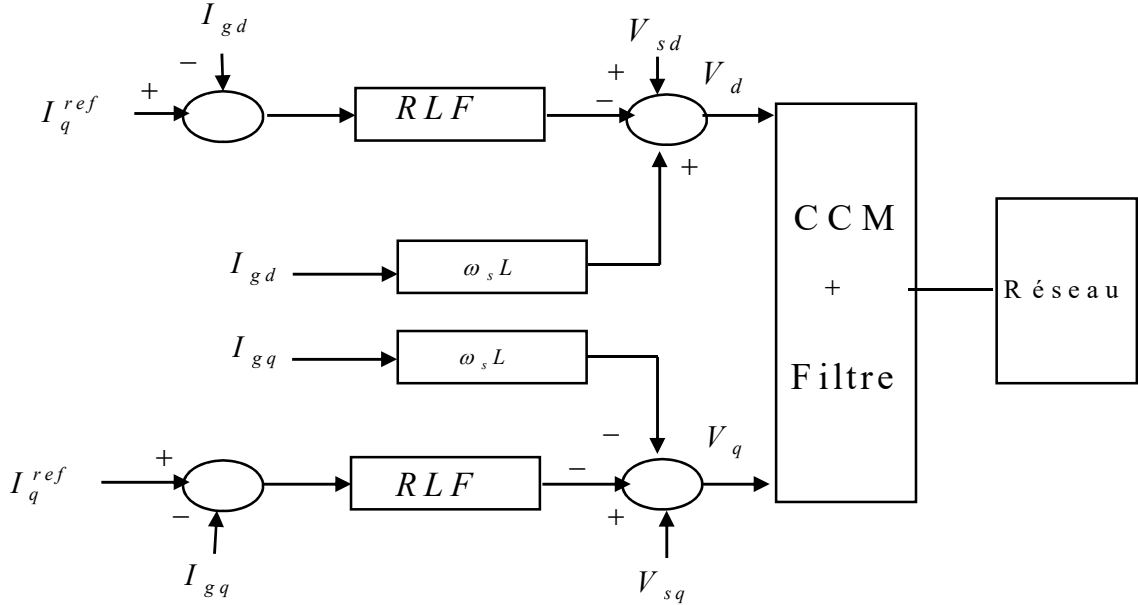


Figure 3.21. Bloc du contrôle par la logique floue proposé appliqué au CCR du SCEE basé sur la GADA

3.5. Contrôle du Bus continu

3.5.2. Synthèse des correcteurs PI

Pour contrôler la tension du bus continu V_{DC} , il faut mettre en œuvre un régulateur pour maintenir cette tension constante, quel que soit le débit du courant sur le condensateur. Les puissances instantanées mises en jeu pour le bus continu s'expriment par :

➤ La puissance du redresseur CCR :

$$P_{red} = V_{DC} \cdot i_{red} \quad (3.30)$$

➤ La puissance dans le condensateur :

$$P_{cond} = V_{DC} \cdot i_{cond} \quad (3.31)$$

➤ La puissance dans l'onduleur CCM :

$$P_{ond} = V_{DC} \cdot i_{ond} \quad (3.32)$$

Ces relations sont liées par la relation :

$$P_{red} = P_{ond} + P_{cond} \quad (3.33)$$

De plus, en négligeant les pertes dans les convertisseurs et dans le filtre (L, R), la puissance transitant le réseau P_{res} est supposée égale à la puissance en sortie du redresseur. En réglant la puissance P_{res} , il est alors possible de contrôler la puissance P_{cond} dans le condensateur et donc réguler la tension du bus continu [32].

La figure (3.22) montre la boucle de régulation de la tension du bus continu. Pour simplifier la chaîne de régulation, les courants transitant de référence sont toujours considérés égaux aux courants transitant mesurés, car le temps de réponse du courant est plus rapide que celui de la tension. Le gain unitaire G_C représente le gain du convertisseur CCR. La puissance disponible P_{ond} représente une perturbation pour la boucle de régulation. Si cette perturbation est parfaitement compensée, alors le schéma bloc de régulation se simplifie au schéma de la figure (3.23).

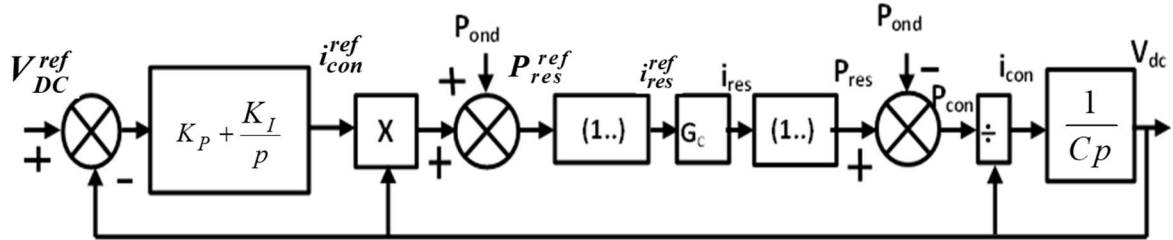


Figure 3.22. Schéma de la boucle de régulation de la tension du bus continu V_{dc}

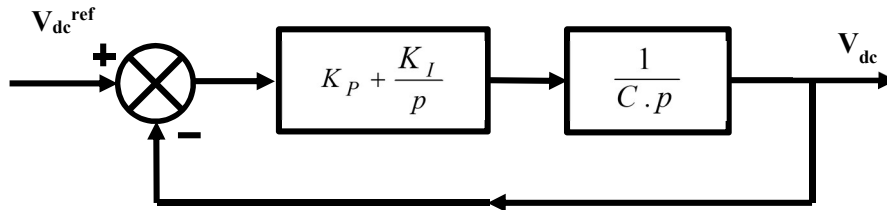


Figure 3.23. Schéma simplifié de la boucle de régulation de la tension du bus continu

À partir du schéma simplifié de la boucle de régulation, on détermine l'expression de la fonction de transfert en boucle fermée FTBF :

$$FTBF(p) = \frac{1 + \frac{K_p}{K_I} p}{1 + \frac{K_p}{K_I} p + \frac{C}{K_I} p^2} \quad (3.34)$$

Cette fonction de transfert s'identifie bien à une fonction de transfert du deuxième ordre avec un zéro au numérateur. On peut alors exprimer les coefficients du régulateur PI tel que :

$$\frac{K_p}{K_I} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad \text{et} \quad \omega_n^2 = \frac{K_I}{C} \quad (3.35)$$

Avec ζ représente le coefficient d'amortissement et ω_n la pulsation de coupure du système en boucle fermée. Un choix judicieux de ces paramètres permet une nette amélioration de la réponse du système. Avec un choix du coefficient d'amortissement égal à 0.707, la pulsation d'un système du deuxième ordre ω_n est donnée par :

$$t_{r(5\%)} \cdot \omega_n = 2,7 \quad (3.36)$$

Avec t_r est le temps de réponse à 95% de la consigne.

La même approche est suivie pour contrôler la tension du bus continu à l'aide des contrôleurs RST.

3.5.2. Synthèse des correcteurs par la Logique floue (LF)

La tension du bus continu V_{DC} est régulée par un régulateur par la logique floue.

Les termes linguistiques utilisés dans cette synthèse par la logique floue sont définis par :

P pour Positif, N pour Négatif, Z pour égal zéro, S pour petit (Small), B grand (Big), M moyen (Medium).

Les notations des sous-ensembles flous utilisés pour fuzzifier les variables précédentes sont : NB : Big-Négative ; NM : Medium-Négative ; NS : Small-Négative ; AZ : About-Zéro ; PS : Small-Positive ; PM : Medium-Positive ; PB : Big-Positive.

Pour mettre en œuvre cet algorithme dans un contrôleur flou, on définit deux entrées : l'erreur $e = V_{DC}^* - V_{DC}$ et sa variation Δe .

⇒ Fuzzification

Afin de faciliter les réglages du contrôleur flou, nous utiliserons des formes triangulaires comme indiqué sur les figures (3.24) et (3.25), ce qui permet de traiter très simplement des fonctions linéaires par morceaux en entrée.

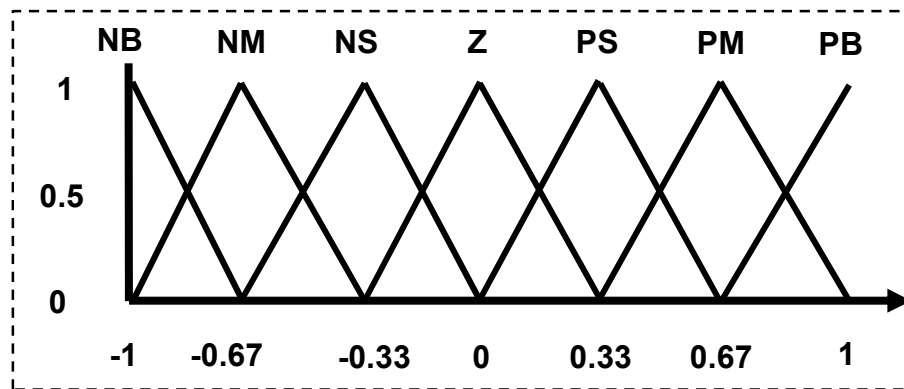


Figure 3.24. Fonction d'appartenance de l'erreur et de sa variation Δe

⇒ Moteur d'inférence

La matrice d'inférence permettant de donner les différentes expressions linguistiques équivalentes de la grandeur de commande u est constituée de 49 règles résumées dans le tableau (3.3).

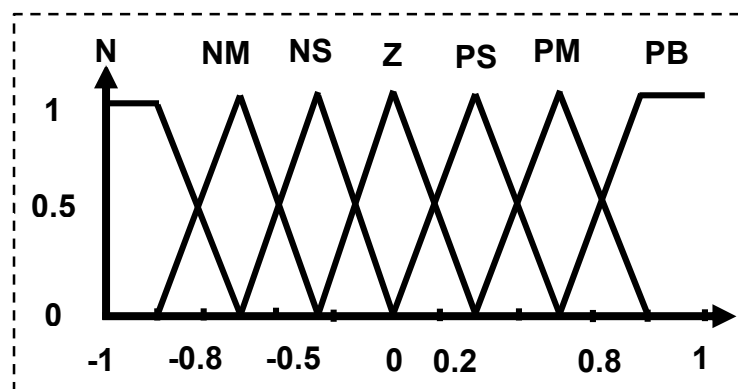


Figure 3.25. Fonction d'appartenance de la variable de sortie

Les résultats de la simulation seront présentés afin de montrer le degré d'amélioration du comportement dynamique du système en utilisant un RLF, et les comparer avec les résultats obtenus avec celles d'un régulateur classique PI et RST.

		E						
De		NB	NM	NS	AZ	PS	PM	PB
	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	AZ
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	AZ	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	AZ	PS	PM
	AZ	NB	NM	NS	AZ	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	AZ	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	AZ	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	AZ	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Tableau 3.3. Matrice d'inférence floue pour le régulateur de la tension du bus continu

4. Résultats de validation

Pour évaluer les performances des stratégies de contrôle élaborées précédemment dans ce chapitre, un modèle du système de production de l'énergie éolienne est développé dans un environnement Matlab/Simulink et simulé dans diverses conditions de vitesse du vent.

Les paramètres du système éolien utilisés dans cette étude de simulation sont regroupés dans le tableau 2.1.

La vitesse nominale du vent est de 12 m/s et la vitesse maximale est de 15 m/s. Dans des conditions de faible vitesse du vent au-dessous de la valeur nominale, l'objectif de poursuite du point de puissance maximale peut être atteint par la commande du convertisseur côté générateur. Dans des conditions de vitesse du vent élevée au-dessus de la vitesse nominale, l'angle de calage peut être régulé pour fournir une valeur appropriée pour le coefficient de puissance, de sorte que la puissance de sortie de l'éolienne soit approximativement maintenue à sa valeur nominale.

Dans une série de tests, il est supposé que la vitesse du vent variera de 8m/s à 15m/s, comme le montre la figure 3.26, afin d'investiguer les performances du système.

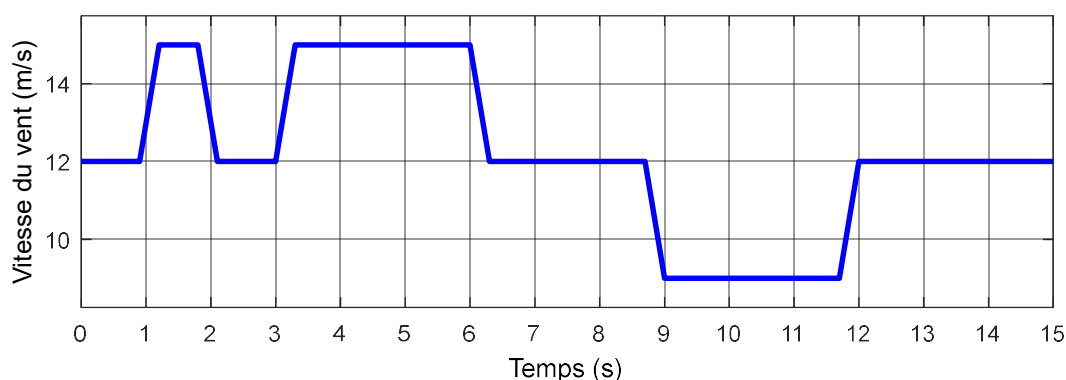


Figure 3.26. Profil de la vitesse du vent

Les résultats de la simulation pour le système étudié sont donnés ci-après.

La figure 3.27 illustre les courbes des puissances active et réactive au stator.

D'après les résultats de la simulation, lorsque la vitesse du vent est égale à 12 m/s, la puissance atteint sa valeur nominale ; lorsque la vitesse du vent augmente de 12m/s à 15 m/s, la puissance augmentera d'abord puis diminuera jusqu'à sa valeur nominale. Pendant la période comprise entre 1 seconde et 6

secondes, la puissance active de sortie est régulée par le contrôleur d'angle de calage, et sa réponse dynamique est lente parce que le contrôleur d'angle de calage est un dispositif mécanique. Ensuite, la vitesse du vent diminue jusqu'à 12 m/s. La puissance active est maintenue à sa valeur nominale. Lorsque la vitesse du vent diminue à 8 m/s, la puissance active de sortie diminue également, ce qui est dû au fait qu'elle est régulée par le contrôleur du convertisseur côté générateur et elle suivra de plus près la puissance maximale. Après 12 secondes, la vitesse du vent passe à 12 m/s et l'éolienne produira la puissance active nominale.

Pour obtenir un facteur de puissance unitaire dans ce système, la puissance réactive doit rester à zéro, et d'après la courbe de la puissance réactive présentée par la figure 3.27, il est clair que, quelle que soit la vitesse du vent, la puissance réactive tend à être maintenue à une valeur nulle. Le rôle du contrôleur d'angle de calage est de réguler ce dernier lorsque la vitesse du vent dépasse sa valeur nominale de 12 m/s. Lorsque la vitesse du vent est entre 8 m/s et 12 m/s, l'angle de calage sera maintenu à une valeur nulle, cas auquel l'éolienne capte la puissance éolienne maximale. Lorsque la vitesse du vent augmente à 15 m/s, l'angle de calage augmente aussi pour limiter la puissance éolienne captée à sa valeur nominale. Le profil du courant de l'axe q du stator est illustré par la figure 3.28, et il ressort que la puissance active et le courant de l'axe q du stator ont des profils similaires.

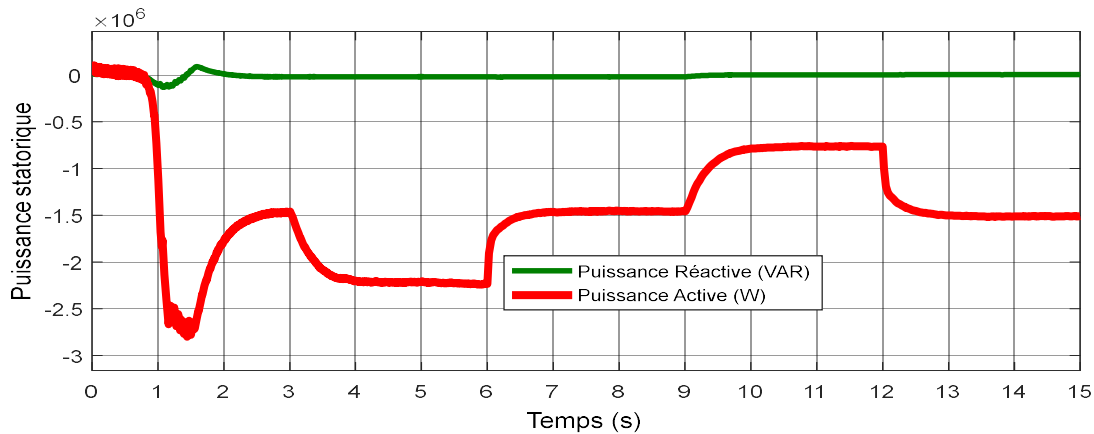


Figure 3.27. Allures des puissances active et réactive au stator de la GADA

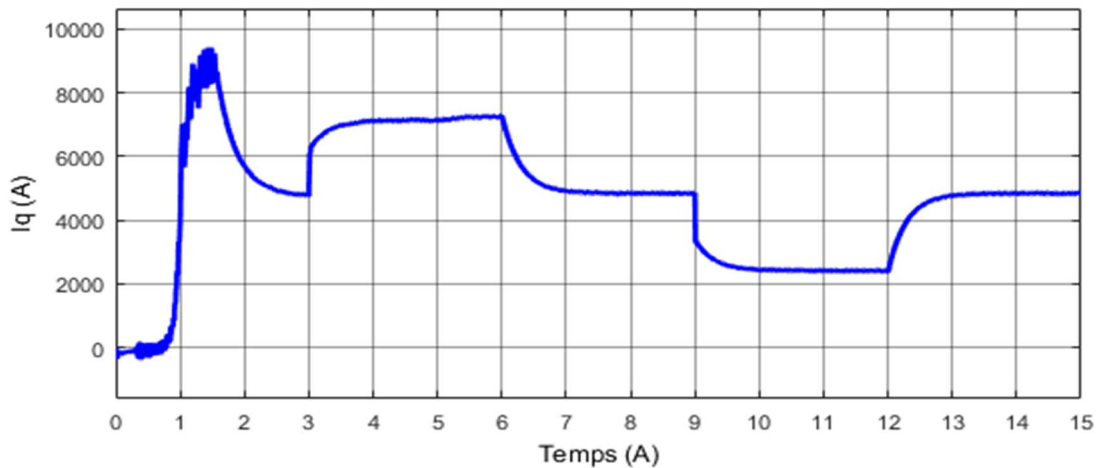


Figure 3.28. Évolution du courant quadratique du stator

Cela est dû au fait que la puissance active est directement contrôlée par le courant quadratique du stator selon l'équation (2.50). La figure 3.29 présente la courbe du courant direct de l'axe du rotor. Sur la base des figures 3.27 et 3.29, les résultats permettent de conclure que la puissance réactive peut être directement contrôlée par l'axe direct du courant statorique. De même, l'équation (2.50) permet de tirer la même conclusion.

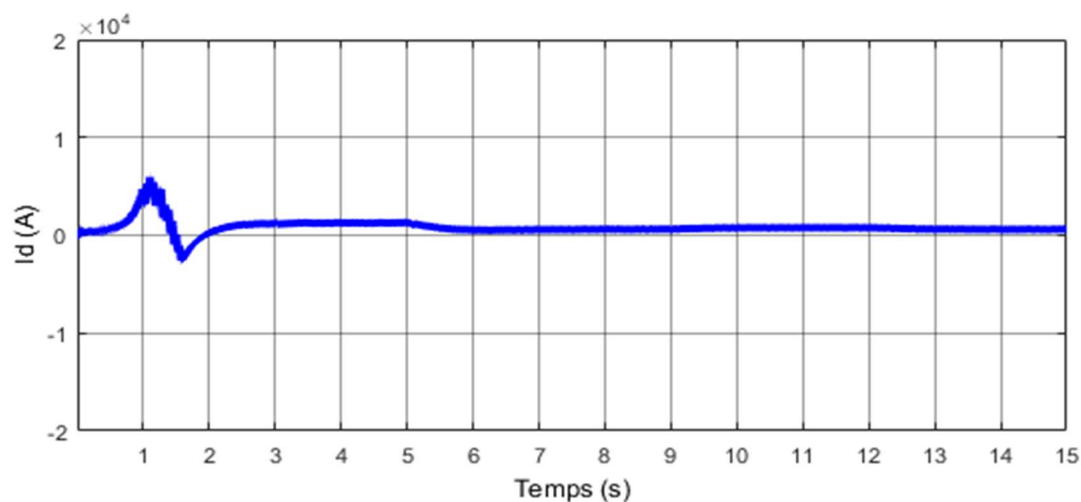


Figure 3.29. Évolution du courant direct du stator

En vertu du schéma de contrôle orienté par le flux statorique, la puissance active et la puissance réactive sont directement contrôlées par les courants quadratique et direct des axes du stator, respectivement. Les équations (2.41) et (2.42) montrent que les courants quadratique et direct du stator ont une relation directe avec les courants quadratique et direct du rotor, comme le montrent les figures 3.28 et 3.29. Cela explique pourquoi leurs profils sont similaires.

Les profils des courants du rotor et du stator dans le référentiel triphasé sont présentés, respectivement par les figures 3.30 et 3.31 qui montrent que la fréquence des courants statoriques est beaucoup plus élevée que celle des courants rotoriques, car $f_r = g \cdot f_s$, où g est le glissement.

Le couple électromagnétique de la figure 3.32 est également contrôlé par l'axe quadratique du courant du rotor. Cette conclusion peut être facilement atteinte en utilisant l'équation (2.43).

La figure 3.33 montre que le contrôleur de convertisseur côté réseau tente à maintenir la tension du bus continu constante dans les diverses conditions de la vitesse du vent.

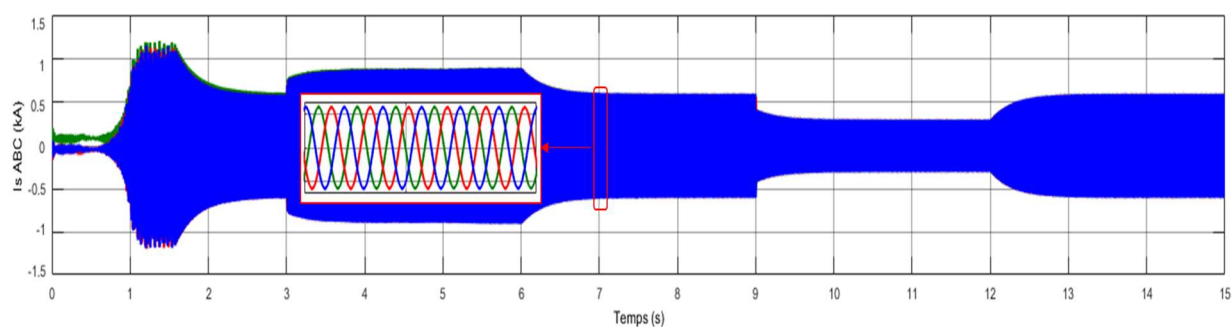


Figure 3.30. Allures des courants du stator

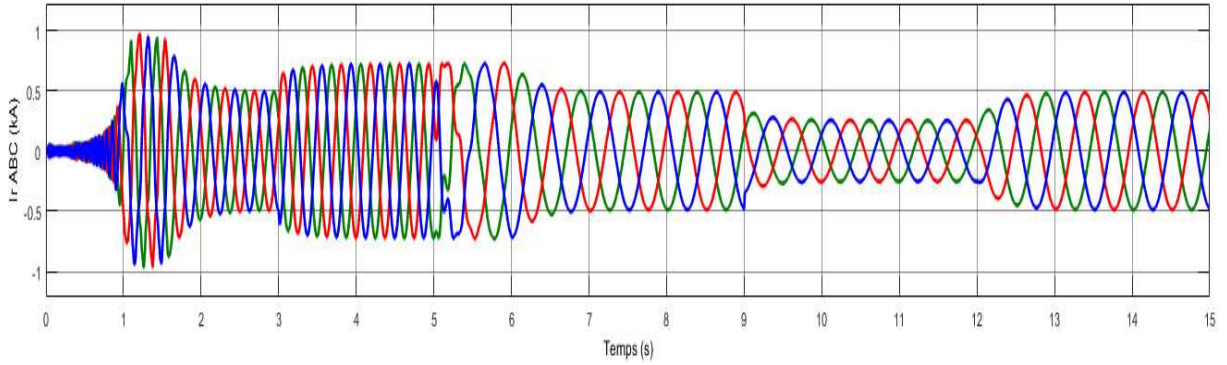


Figure 3.31. Allures des courants du rotor

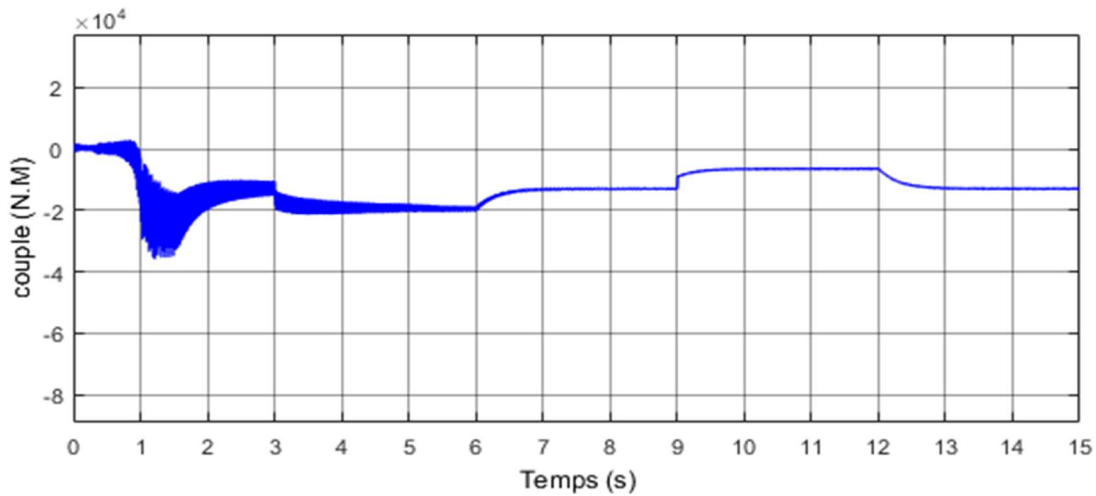


Figure 3.32. Évolution du couple électromagnétique

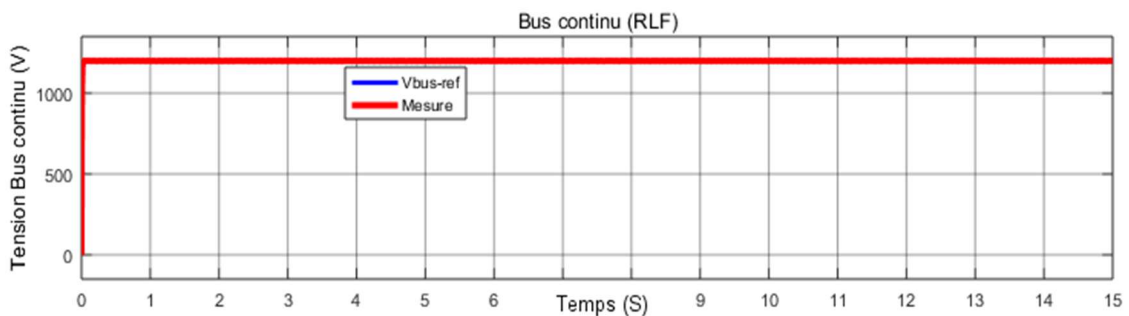


Figure 3.33. Évolution de la tension du bus continu V_{DC} dans le cas d'un régulateur par la logique floue (RLF)

Pour tester encore les performances de la commande du convertisseur côté réseau, de la commande du convertisseur côté générateur et du suivi de la puissance maximale MPPT, pour les diverses commandes proposées dans ce chapitre, le SCEE basé sur la GADA connectée au réseau a été simulé dans une condition de variation de la vitesse du vent en échelon et en rampe, comme le montre la figure 3.34.

La vitesse du vent varie de 2 m/s à 12 m/s puis à 14 m/s, ce qui est inférieur à la vitesse nominale du vent. Par conséquent, l'éolienne doit fonctionner en mode de fonctionnement MPPT et générer la puissance maximale en fonction de la vitesse spécifique du vent.

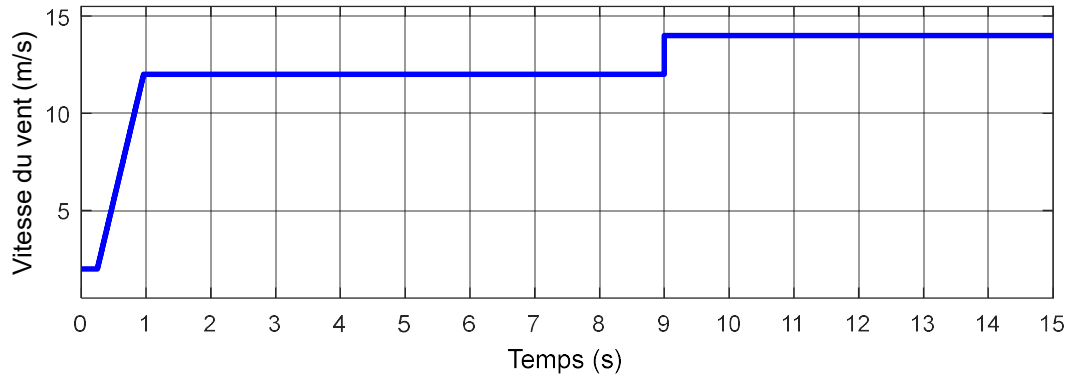


Figure 3.34. Évolution de la vitesse du vent

Les performances des contrôles proposés sont testées dans les conditions mentionnées ci-dessus et les résultats sont illustrés dans les figures suivantes.

L'évolution du coefficient de puissance avec MPPT, de la vitesse du générateur et des puissances active et réactive sont illustrées par les figures ci-dessous.

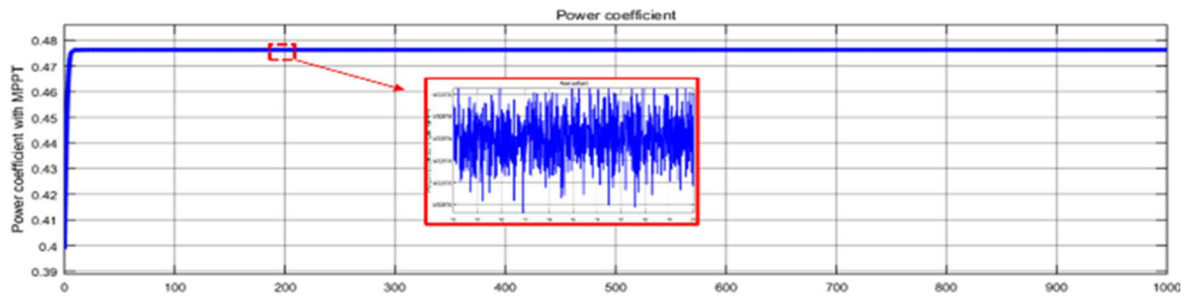


Figure 3.35. Évolution du coefficient de puissance C_p dans le cas d'un régulateur PI

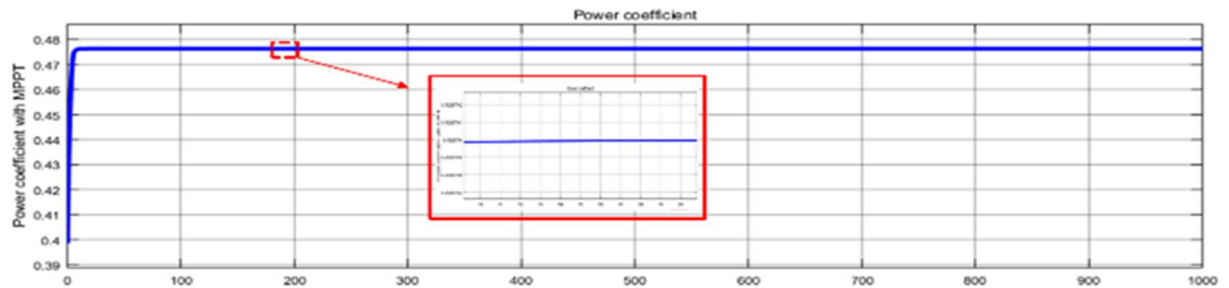


Figure 3.36. Évolution du coefficient de puissance C_p dans le cas d'un régulateur par la logique floue (RLF)

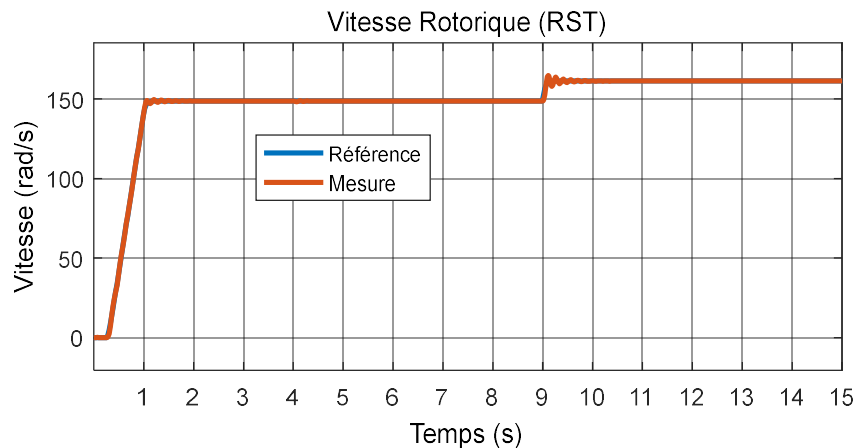


Figure 3.37. Évolution de la vitesse du rotor basé sur un régulateur RST

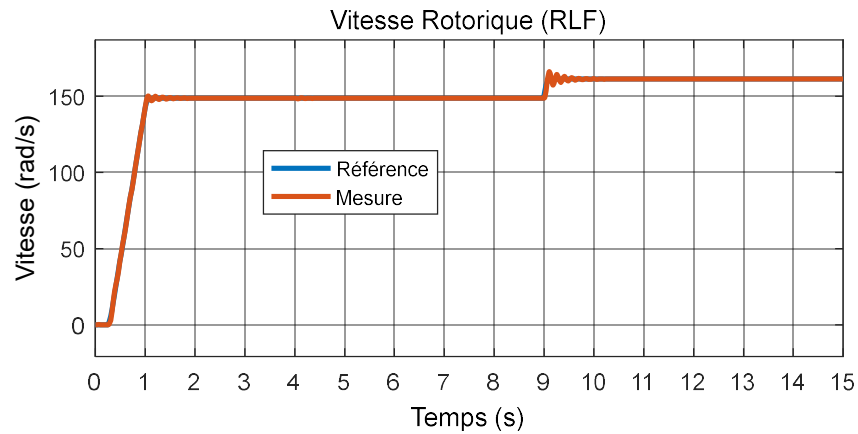


Figure 3.38. Évolution de la vitesse du rotor basé sur un RLF

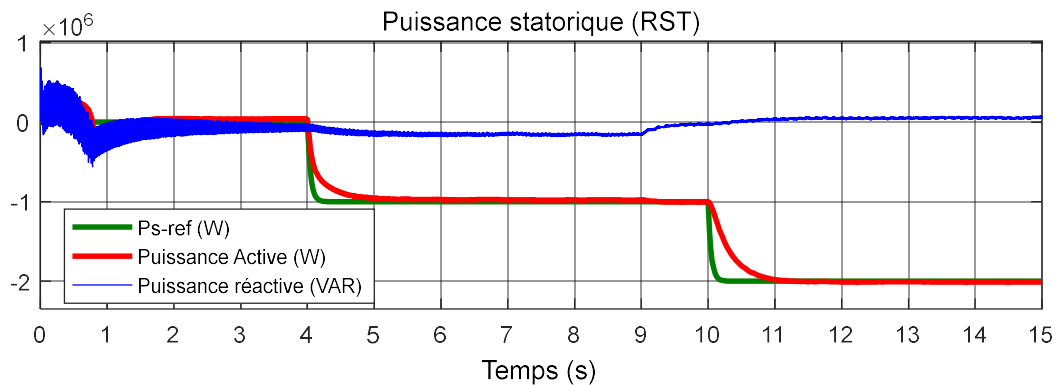


Figure 3.39. Évolutions des puissances active et réactive au stator basé sur un régulateur RST

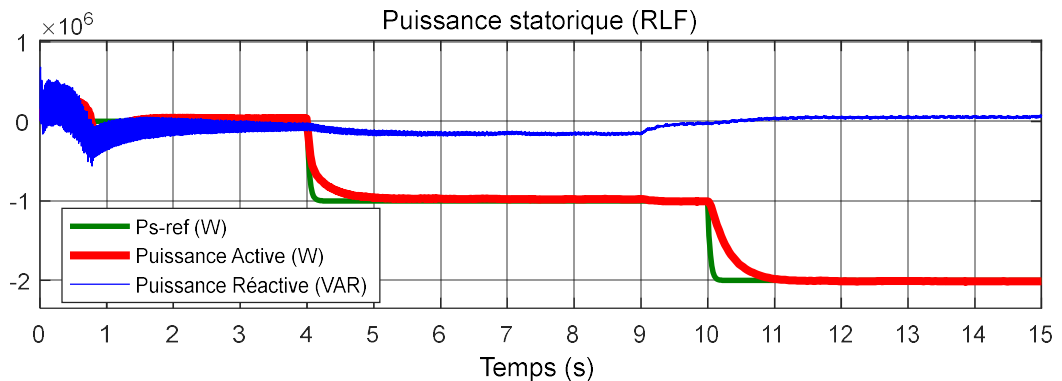


Figure 3.40. Évolutions des puissances active et réactive au stator basé sur un RLF

Les régulateurs MPPT suivent le point de puissance optimale à des vitesses du vent variables, en maintenant le coefficient de puissance à sa valeur maximale $C_{pmax} = 0,476$. Sur la base des résultats de la simulation, la méthode RLF atteint le régime permanent avec une erreur négligeable. Les contrôleurs PI présentent des oscillations remarquables en régime statique.

Selon les figures 2.21, 3.37 et 3.38 illustrant l'évolution de la vitesse mécanique, le temps de réponse des contrôleurs PI et FLC est meilleurs que celui du RST, mais en même temps, pour le contrôleur PI, un dépassement significatif est observé. En outre, pour les puissances (figures 2.22, 3.39 et 3.40), le régulateur flou présente un temps de réponse plus rapide et une réponse transitoire plus rapide par rapport au régulateur RST. D'après les résultats de la simulation, les puissances suivent parfaitement leurs références avec un découplage parfait entre les deux axes d et q en régime permanent.

La figure (3.41) illustrant l'évolution de la tension du bus continu pour un régulateur de type PI montre que la réponse présente une certaine oscillation avant de converger vers la valeur de référence 1150V, ceci est justifié par la présence d'élément capacitif de nature lente.

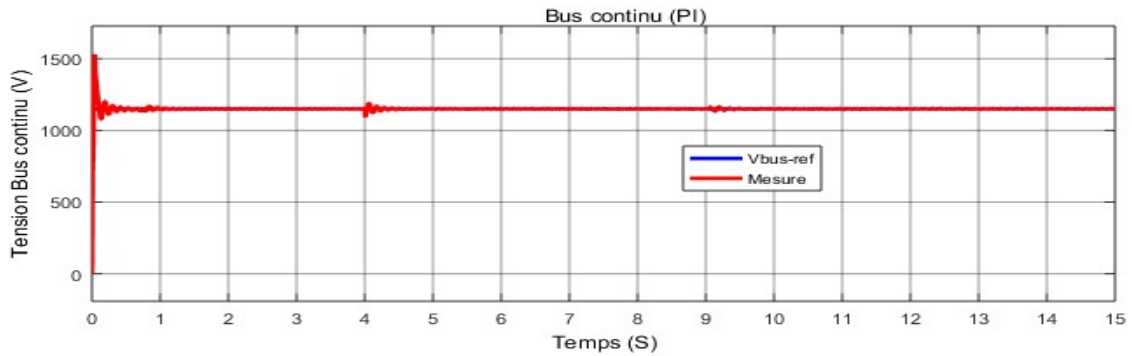


Figure 3.41. Évolution de la tension du bus continu V_{DC} dans le cas d'un régulateur PI

Dans les mêmes conditions de simulation du régulateur PI ; le régulateur à base de la logique floue a compensé les fluctuations de la tension du bus continu, comme le montre la figure (3.33).

Afin de tester la robustesse des stratégies de contrôle proposées, une variation des paramètres du générateur a été introduite, notamment : une variation de 50% de la résistance du rotor (R_r) et de l'inductance du rotor (L_r) sont introduites à $t = 12s$. Les figures 3.42, 3.43 et 3.44 montrent l'effet de cette variation sur l'évolution de la courbe de puissance.

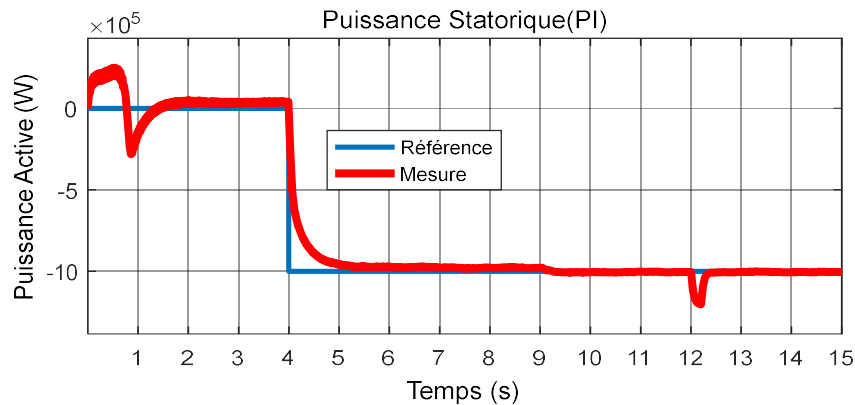


Figure 3.42. Évolutions des puissances pour une variation de 50% de R_r et L_r dans le cas d'un contrôleur PI

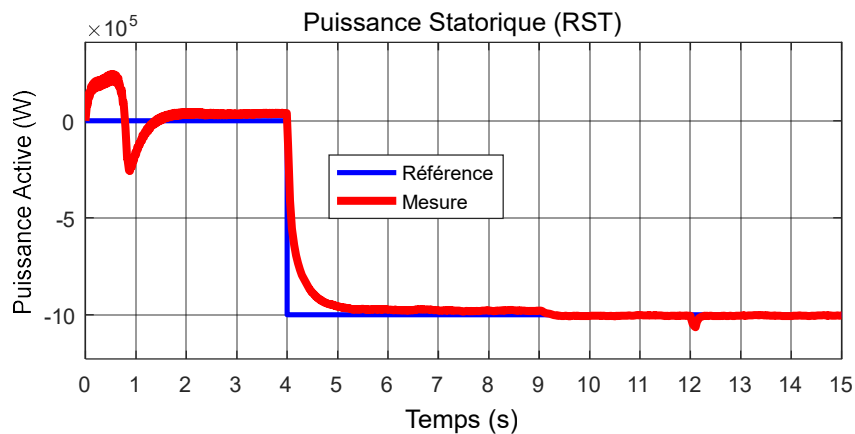


Figure 3.43. Évolutions des puissances pour une variation de 50% de R_r et L_r dans le cas d'un régulateur RST

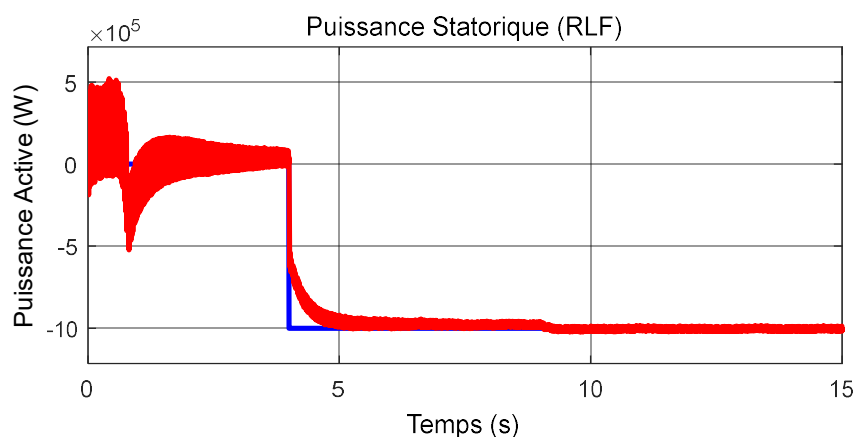


Figure 3.44. Évolutions des puissances pour une variation de 50% de R_r et L_r dans le cas d'un RLF

D'après les résultats de la simulation, ces variations n'ont aucune influence sur les performances du RLF. Mais pour les régulateurs RST et PI, la réponse temporelle est altérée. Le contrôleur flou a un net avantage, les pics de perturbations sont beaucoup moins importants.

Les figures 3.45 et 3.46 montrent les formes d'onde des courants statorique et rotorique dans le cas du RLF. Le courant a une forme d'onde sinusoïdale, tant dans le circuit du stator que dans celui du rotor. De plus, l'amplitude et la fréquence du courant rotorique varient en fonction de la vitesse du générateur.

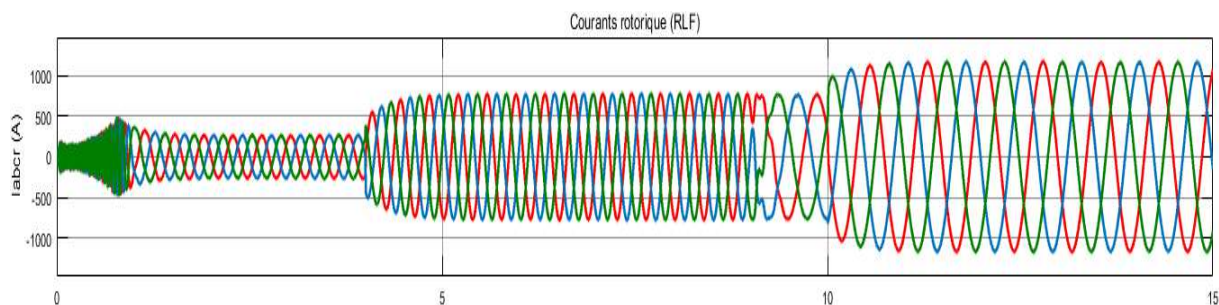


Figure 3.45. Allures des courants circulant au rotor dans le cas d'un RLF

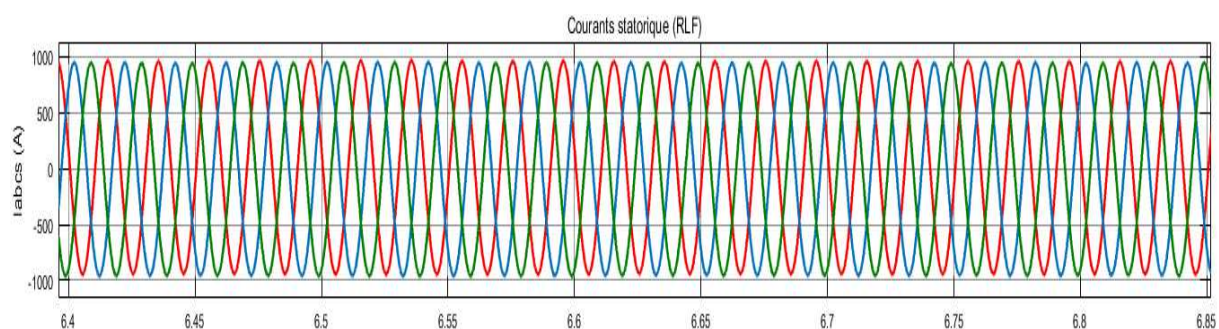


Figure 3.46. Allures des courants statoriques générés dans le cas d'un RLF

En guise de conclusion, la commande utilisant la logique floue présente des meilleures performances comparées à celles de la commande à base des régulateurs PI et RST. Ceci nécessite un réglage plus précis de ses paramètres et de tenir en compte des incertitudes du système à corriger.


5. Conclusion

Dans ce troisième chapitre, les performances de diverses stratégies de contrôle proposées pour commander un système de conversion d'énergie éolienne basé sur la GADA connecté au réseau

électrique ont été examinées. Dans un premier temps, les notions les plus importantes pour la compréhension du raisonnement flou ont été abordées. Par la suite, les contrôleurs PI, RST et par la logique floue ont été conçus afin de répondre aux spécifications suivantes : suivi des références et de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des variations de la vitesse du vent. En fin une étude comparative entre ces différentes techniques a été présentée.

Les résultats obtenus ont montré que le contrôle par la logique floue présente des meilleures performances par rapport aux régulateurs PI classiques et RST, ce qui fait du régulateur flou un choix acceptable pour les systèmes de conversion de l'énergie éolienne nécessitant un réglage précis et moins sensible aux perturbations externes et aux variations paramétriques.

Malgré ces bonnes performances atteintes, un contrôleur à base de la logique floue reste difficile à synthétiser. En fait, son réglage peut être relativement long. Il s'agit parfois beaucoup plus des empiriques que d'une réelle réflexion. Pour remédier à ce problème le chapitre qui suit propose d'autres commandes non linéaires qui sont basées sur les techniques de l'automatique avancée.



**CHAPITRE 4 : SYNTHÈSE ET
IMPLÉMENTATION SUR DSP DES LOIS
DE COMMANDE NON-LINÉAIRES POUR
LE CONTRÔLE DU SCEE**

1. Introduction

La plupart des systèmes réels, et notamment les systèmes de conversion de l'énergie éolienne basés sur la machine asynchrone à double alimentation, présentent des perturbations externes, des non-linéarités et des erreurs paramétriques. Les méthodes de commande linéaires classiques, même si leur conception et leur mise en œuvre sur un calculateur numérique sont relativement simples, deviennent impuissantes, incapables de tenir compte de certains phénomènes et donnent souvent des résultats moins efficaces. De ce fait, la tendance de la recherche actuelle porte sur l'utilisation de l'automatique avancée pour concevoir des commandes non linéaires robustes présentant des résultats acceptables sur de larges plages de fonctionnement.

À cette fin, la technique du backstepping est souvent utilisée, c'est une méthode de synthèse des lois de contrôle non linéaires systématiques et récursives utilisant le principe de stabilité de Lyapunov. L'idée de la commande par backstepping est de transformer des systèmes bouclés en sous-systèmes du premier ordre en cascade. C'est une méthode de synthèse à plusieurs étapes où, à chaque étape, une loi de commande intermédiaire (également appelée fonction de stabilisation ou loi de commande virtuelle) assurant la convergence du système vers son état d'équilibre est générée en utilisant une fonction de Lyapunov appropriée. Cette dernière assure ainsi, progressivement, la stabilisation de chaque étape de la synthèse. Ceci a l'avantage d'assurer une stabilité asymptotique globale du système en boucle tout en garantissant une robustesse de haute qualité.

La commande par mode glissant est une autre technique de commande non linéaire qui est aussi jugée robuste. L'objectif de cette méthode est, en utilisant un contrôle discontinu, de forcer le système à évoluer après un temps fini et à rester sur une surface, appelée surface du glissement, où le comportement résultant correspond à la dynamique souhaitée. La dynamique du système peut être rendue insensible aux variations paramétriques, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations externes. La conception de la loi de commande par mode glissant est relativement simple et présente des qualités de robustesse vis-à-vis de certaines classes de perturbations.

L'avantage commun de ces deux lois de commande est la possibilité d'être utilisées seules ou en hybridation avec d'autres techniques de commande.

En vue d'amélioration des performances du SCEE basé sur la GADA, deux stratégies de contrôle non linéaires seront développées, applicables lorsque la précision et d'autres caractéristiques dynamiques du système sont requises, en tenant compte des non-linéarités du modèle. La première utilise le contrôle en mode glissant, la seconde est basée sur la méthode du backstepping. Enfin, une stratégie basée sur la combinaison de ces deux techniques de commande sera abordée. Le schéma de contrôle global d'une éolienne équipée d'une génératrice asynchrone à double alimentation GADA connectée au réseau est illustré par la figure (4.1).

Les algorithmes de contrôle proposés dans ce chapitre seront mis en œuvre sur du matériel EZDSP TMS320F28335 ; puis le code sera validé sur DSP par la technique de cosimulation, Hardware in the Loop (HIL), où le modèle du SCEE basé sur la GADA dans le logiciel SIMULINK interagit avec les lois de contrôle implémentées sur le DSP. Afin de montrer les performances de ces contrôleurs, une

série de tests sera effectuée, à savoir le suivi des points de consigne, la variation de la vitesse de la DFIG et les variations paramétriques.

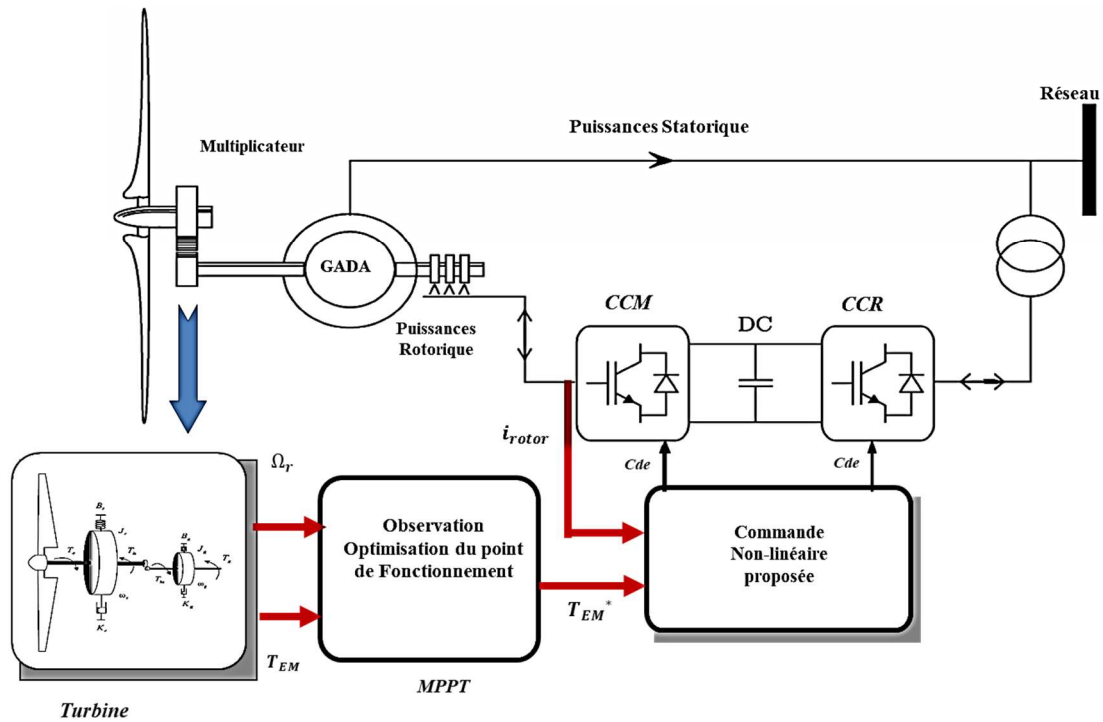


Figure 4.1. Stratégie de commande adoptée pour le système de conversion éolien

2. Commande par mode glissant d'ordre supérieur

Dans cette section, la technique de contrôle par mode glissant d'ordre supérieur est appliquée sur la génératrice asynchrone à double alimentation employée dans un système de conversion de l'énergie éolienne. Les expressions des différentes variables de contrôle seront établies sur la base du modèle établi au niveau du deuxième chapitre. Il est à rappeler que ce modèle a été calculé en utilisant le principe d'orientation du flux statorique.

La synthèse du contrôleur proposé est basée sur l'utilisation de la technique des modes glissants et l'algorithme de super-twisting, qui sont conçus pour assurer un contrôle en mode glissant du second ordre, cet algorithme est caractérisé par sa particularité d'utiliser uniquement les informations sur la surface du glissement S tandis que l'évaluation du signe de sa dérivée \dot{S} n'est pas nécessaire. La convergence de cet algorithme est décrite aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase (S, \dot{S}) .

Cette fonction permet d'atténuer l'effet de broutement engendré qui représente un problème souvent rencontré dans le cas du contrôle standard par mode glissant.

La loi de commande Super-twisting $u(t)$ est formée de deux parties, la première est définie par sa dérivée par rapport au temps (u_1), tandis que la deuxième est donnée par la fonction de la variable de glissement (u_2). Elles ne dépendent pas de la dérivée de la variable de glissement. La discontinuité n'intervient ici que sur la dérivée temporelle de l'entrée de commande.

$$\begin{cases} \dot{u}_1 = -\alpha \cdot \text{sign}(S) \\ u_2 = -\theta \cdot |S|^{0.5} \text{sign}(S) \end{cases} \quad (4.1)$$

2.1. Poursuite du point de puissance maximale (MPPT) du système éolien proposé

L'objectif de cette partie est de développer une stratégie MPPT pour un transfert d'énergie optimal dans un système d'énergie éolienne basé sur la GADA.

Pour extraire la puissance maximale, la vitesse spécifique doit être fixée à sa valeur optimale λ_{opt} afin d'obtenir le coefficient de puissance maximale $C_{P_{MAX}}$.

Le coefficient de puissance C_P doit être maintenu à sa valeur maximale afin d'atteindre la valeur du couple optimal T_{opt} , qui est donnée par l'équation suivante [19][125]:

$$T_{opt} = K_{opt} \cdot \Omega_m^2 \quad (4.2)$$

Où ,
$$K_{opt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_{blade}^5 \cdot \frac{C_{P_{MAX}}}{\lambda_{opt}^3} \quad (4.3)$$

L'erreur de poursuite suivante est considérée :

$$e = T_{opt} - \hat{T}_m \quad (4.4)$$

En combinant, les deux relations (2.17) et (4.3), la dynamique de cette erreur est ainsi obtenue:

$$\dot{e} = \dot{T}_{opt} - \dot{\hat{T}}_m = 2 \cdot K_{opt} \cdot \Omega_m \cdot \left(\frac{T_m}{J} - \frac{K}{J} \cdot \Omega_m - \frac{T_{em}}{J} \right) - \dot{\hat{T}}_m \quad (4.5)$$

Les fonctions A_1 et A_2 suivantes sont à définir :

$$\begin{cases} A_1 = 2 \cdot \frac{K_{opt}}{J} \cdot \Omega_m \\ A_2 = 2 \cdot \frac{K_{opt}}{J} \cdot \Omega_m \cdot (T_m - K \cdot \Omega_m) - \dot{\hat{T}}_m \end{cases} \quad (4.6)$$

Puis, la fonction (4.7) est obtenue :

$$\ddot{e} = -A_1 \cdot \ddot{T}_{em} + \dot{A}_2 \quad (4.7)$$

La commande suivante est considérée :

$$\begin{cases} T_{em} = y + B_1 |e|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sgn}(e) \\ \dot{y} = +B_2 \cdot \text{sng}(e) \end{cases} \quad (4.8)$$

Où B_1, B_2, Γ_m et Γ_M sont des constantes qui satisfont les inégalités suivantes[126] :

$$\begin{cases} B_1 > \frac{\Phi_2}{\Gamma_m} \\ B_2^2 \geq \frac{4\Phi_2 \Gamma_M (A_1 + \Phi_1)}{\Gamma_m^3 \cdot (A_1 - \Phi_1)} \\ |\dot{A}_2| < \Phi_2 \\ 0 < \Gamma_m \leq A_1 \leq \Gamma_M \end{cases} \quad (4.9)$$

Avec Φ_1 et Φ_2 sont des constantes positives. Il est alors possible de conclure à l'existence de t_c tel que $\forall t > t_c, \hat{T}_m = T_{opt}$.

Le contrôle étudié est illustré par la figure 4.2.

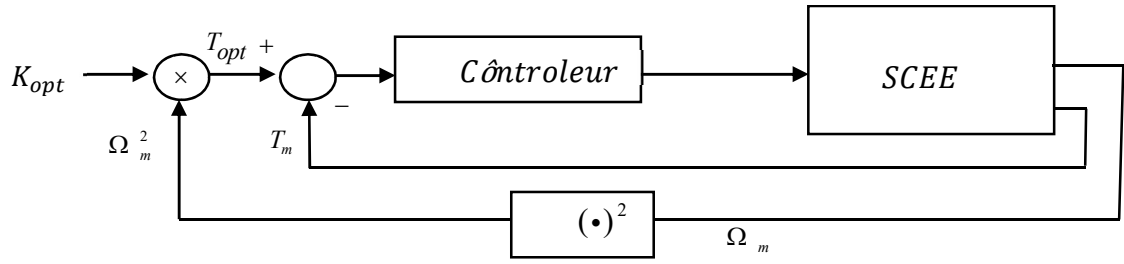


Figure 4.2. Stratégie de la commande proposée appliquée au MPPT

2.2. Contrôle du convertisseur côté machine (CCM)

Afin d'assurer la convergence des puissances vers leurs références, les composantes directe et quadratique des références de courant du rotor sont définies par :

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -P_s^{ref} \cdot \frac{L_s}{\omega_s M \phi_{sd}} \\ I_{rd}^{ref} = -Q_s^{ref} \cdot \frac{L_s}{MV_s} + \frac{\phi_{sd}}{M} \end{cases} \quad (4.10)$$

Les surfaces de glissement représentent l'erreur entre les références de courant et les courants réels du rotor ; elles sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} s_d = I_{rd}^{ref} - I_{rd} \\ s_q = I_{rq}^{ref} - I_{rq} \end{cases} \quad (4.11)$$

En combinant, les expressions (4.10) et (4.11), la dynamique des fonctions glissantes est exprimée par :

$$\begin{cases} \frac{ds_q}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - L_r \omega_r \sigma \cdot I_{rd} - \frac{M \cdot \omega_r}{L_s} \cdot \phi_{sd}) - \frac{dI_{rq}^{ref}}{dt} \\ \frac{ds_d}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + L_r \omega_r \sigma \cdot I_{rq}) - \frac{dI_{rd}^{ref}}{dt} \end{cases} \quad (4.12)$$

Les deux termes C_1 et C_2 sont introduits tels que :

$$\begin{cases} C_1 = \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rq} - L_r \omega_r \sigma I_{rd} - \frac{M \omega_r}{L_s} \phi_{sd}) - \frac{dI_{rq}^{ref}}{dt} \\ C_2 = \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + L_r \omega_r \sigma I_{rq}) - \frac{dI_{rd}^{ref}}{dt} \end{cases} \quad (4.13)$$

Ensuite, les dérivées secondes des fonctions glissantes sont alors données par :

$$\begin{cases} \frac{d^2 s_q}{dt^2} = \frac{1}{L_r \sigma} \dot{V}_{rq} + \frac{dC_1}{dt} \\ \frac{d^2 s_d}{dt^2} = \frac{1}{L_r \sigma} \dot{V}_{rd} + \frac{dC_2}{dt} \end{cases} \quad (4.14)$$

Les lois de contrôle se composent chacune de deux termes exprimés par :

$$V_{rq} = u_1 + u_2 \quad \text{avec} \quad \begin{cases} u_1 = -\alpha_1 \cdot \text{sign}(S_q) \\ u_2 = -\theta_1 |S_q|^{0.5} \text{sign}(S_q) \end{cases} \quad (4.15)$$

$$V_{rd} = w_1 + w_2 \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \dot{w}_1 = -\alpha_2 \cdot \text{sign}(S_d) \\ w_2 = -\theta_2 |S_d|^{0.5} \text{sign}(S_d) \end{cases} \quad (4.16)$$

Pour assurer la convergence en un temps fini, les paramètres θ_i et α_i sont choisis en respectant les conditions suivantes [127]:

$$\begin{cases} \alpha_i > \frac{\mu_i}{L_r \sigma} \ \& \ \theta_i \geq \frac{4\mu_i(\alpha_i + \mu_i)}{L_r^2 \sigma^2 (\alpha_i - \mu_i)} \\ |\dot{c}_i| < \mu_i; i = 1, 2 \end{cases} \quad (4.17)$$

Avec μ_i ($i=1,2$) sont des constantes positives.

V_{rd} et V_{rq} seront les deux composantes du vecteur de contrôle utilisé pour contraindre le système à converger vers $S_{dq}=0$. Le vecteur de contrôle équivalent V_{eqdq} est calculé en imposant $\frac{dS_{dq}}{dt} = 0$, de sorte que les composantes de contrôle équivalentes sont données par l'équation suivante :

$$V_{eqdq} = \begin{cases} V_{eqrd} = R_r I_{rd} - L_r \omega_r \sigma I_{rq} + L_r \sigma \frac{dI_{rd}^{ref}}{dt} \\ V_{eqrq} = R_r I_{rq} + L_r \omega_r \sigma I_{rd} + \frac{M \omega_r}{L_s} \phi_{sd} + L_r \sigma \frac{dI_{rq}^{ref}}{dt} \end{cases} \quad (4.18)$$

La figure 4.3 illustre le contrôle du mode de glissement étudié :

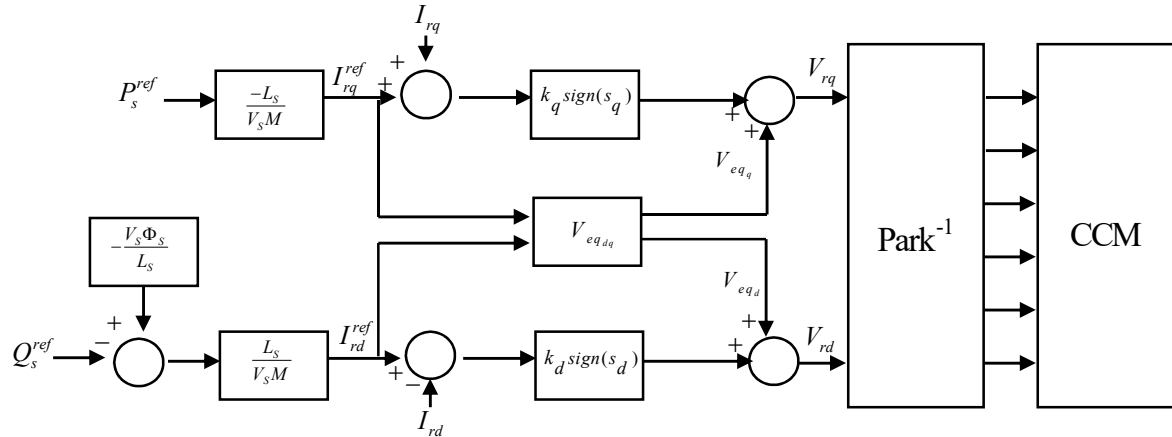


Figure 4.3. Contrôle du CCM par mode glissant

2.3. Contrôle du convertisseur coté réseau CCR

Pour concevoir les contrôleurs du CCR, deux surfaces de commutation S_{g1} et S_{g2} sont choisies comme suit :

$$\begin{cases} S_{g1} = I_{gd}^{ref} - I_{gd} \\ S_{g2} = I_{gq}^{ref} - I_{gq} \end{cases} \quad (4.19)$$

$$\begin{cases} \frac{V_{gd}}{L} - \left[\frac{R}{L} I_{gd}^{ref} - \omega_s I_{gq}^{ref} \right] = -k_{s1} \text{sat}(s_{s1}) \\ \frac{V_{gq}}{L} - \left[\frac{R}{L} I_{gq}^{ref} + \omega_s I_{gd}^{ref} + \frac{V_{gd}}{L} \right] = -k_{s2} \text{sat}(s_{s2}) \end{cases} \quad (4.20)$$

Afin de converger vers zéro en un temps fini, la loi de contrôle est conçue de telle sorte que :

$$\begin{cases} \frac{ds_{g1}}{dt} = -k_{g1} \text{sat}(s_{g1}) \\ \frac{ds_{g2}}{dt} = -k_{g2} \text{sat}(s_{g2}) \end{cases} \quad (4.21)$$

En considérant les équations (4.20) et (4.21), les expressions de tensions de commande sont données par :

$$\begin{cases} V_d^{ref} = RI_{gd}^{ref} - L\omega_s I_{gq}^{ref} - Lk_{g1} \text{sat}(s_{g1}) \\ V_q^{ref} = RI_{gq}^{ref} + L\omega_s I_{gd}^{ref} + V_{gd} - Lk_{g2} \text{sat}(s_{g2}) \end{cases} \quad (4.22)$$

La figure 4.4 illustre le contrôle par mode de glissement étudié.

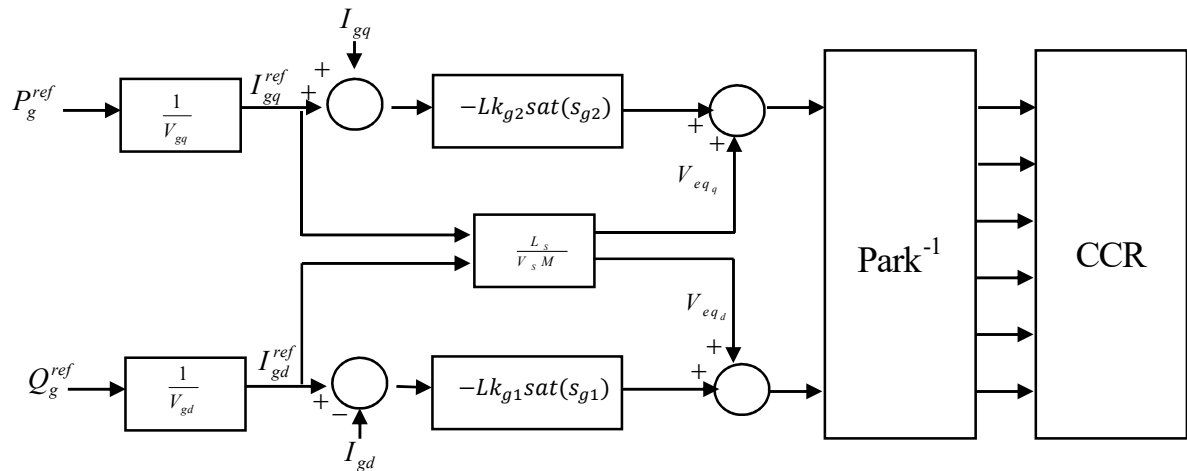


Figure 4.4. Contrôle du CCR par mode glissant

3. Commande par Backstepping

Dans cette partie, un contrôle par Backstepping est appliqué à la génératrice asynchrone à double alimentation utilisée dans un système de conversion de l'énergie éolienne. Les expressions des différentes variables de contrôle seront fondées sur le modèle décrit au deuxième chapitre. Il est à rappeler que ce modèle a été calculé en appliquant le principe de l'orientation du flux statorique.

Le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non-linéarité. Cependant, pour que la technique puisse s'appliquer, le système non linéaire doit être sous forme « strict feedback » (rétroaction stricte), la dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépend de manière additive de la composante suivante (voir annexe C).

La méthode du backstepping commence par la définition d'une fonction énergétique qui intègre l'écart entre les sorties régulées du système et les objectifs de contrôle. Le principe est de construire à chaque étape un écart entre l'état actuel du système et un contrôle virtuel qui garantirait, s'il pouvait être appliqué tel quel, que la dérivée de la fonction de Lyapunov ne soit pas positive. À la fin de chaque étape, la fonction énergétique est complétée par cet écart, afin d'assurer la convergence vers le zéro. Le processus est achevé lorsque le vecteur de commande du système apparaît : la commande virtuelle définie à la dernière étape est alors un contrôle réel, garantissant la convergence des états du système vers zéro et l'équilibre des sorties régulées autour des objectifs de contrôle [35][90][128].

3.1. Poursuite du point de puissance maximale (MPPT) du système éolien proposé

Dans cette partie, une stratégie de contrôle est développée pour contrôler le couple électromagnétique de la GADA afin d'ajuster la vitesse de rotation pour optimiser la puissance électrique produite.

L'objectif est de synthétiser un contrôleur de telle sorte que le couple \hat{T}_m suit une référence de couple désirée T_{opt} .

Pour ce faire, l'éolienne doit fonctionner dans la deuxième zone. Pour atteindre T_{opt} , le C_P doit être maintenu à sa valeur maximale.

Le couple optimal est donné par les équations (4.2) et (4.3). T_{opt} est utilisé comme référence. L'erreur de poursuite est donnée par :

$$e = T_{opt} - \hat{T}_m \quad (4.23)$$

En combinant (4.23), (2.17) et (4.3), la dynamique de cette erreur est alors obtenue :

$$\dot{e} = \dot{T}_{opt} - \dot{\hat{T}}_m = 2 \cdot K_{opt} \cdot \Omega_m \cdot \left(\frac{T_m}{J} - \frac{K}{J} \cdot \Omega_m - \frac{T_{em}}{J} \right) - \dot{\hat{T}}_m \quad (4.24)$$

Afin de stabiliser le système, une fonction de Lyapunov est définie, telle que [26]:

$$V = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2} \tilde{X}^T P \tilde{X} \quad (4.25)$$

Où P est une matrice positive choisie qui vérifie l'équation suivante (H_m est une matrice de Hurwitz) :

$$H_m^T P + P H_m = -I_2 \quad (4.26)$$

La dynamique de la fonction de Lyapunov se résume ainsi :

$$\dot{V} = \dot{e} \cdot e - \frac{1}{2} \tilde{X}^T \tilde{X} \quad (4.27)$$

Avec un choix judicieux de la relation entre l'erreur et sa dérivée, tel que :

$$\dot{e} = -m \cdot e \quad (4.28)$$

Où m est une constante positive.

L'équation (4.27) devient :

$$\dot{V} = -m \cdot e^2 - \frac{1}{2} \tilde{X}^T \tilde{X} < 0 \quad (4.29)$$

En combinant (4.24) et (4.29), l'expression de la référence T_{em}^{ref} peut être déduite comme suit :

$$T_{em}^{ref} = \hat{T}_m - K \cdot \Omega_m + \frac{J}{2K_{opt} \Omega_m} (m \cdot e - \dot{\hat{T}}_m) \quad (4.30)$$

3.2. Contrôle du convertisseur côté rotor

La méthode utilisant le contrôleur de backstepping est divisée en deux étapes [129] [130]:

Étape 1 : calcul des courants de référence du rotor

Cette étape consiste à identifier les erreurs " e_1 " et " e_2 ". " e_1 " représente l'erreur entre la puissance active réelle P_s et la puissance active de référence P_s^{ref} , tandis que " e_2 " est l'erreur entre la puissance réactive du stator Q_s et sa référence Q_s^{ref} .

$$\begin{cases} e_1 = P_s^{ref} - P_s \\ e_2 = Q_s^{ref} - Q_s \end{cases} \quad (4.31)$$

La dérivée de l'équation (4.31) est :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{dP_s^{ref}}{dt} + V_s \frac{M}{L_s} \frac{dI_{rq}}{dt} \\ \dot{e}_2 = \frac{dQ_s^{ref}}{dt} + \frac{V_s M}{L_s} \frac{dI_{rd}}{dt} \end{cases} \quad (4.32)$$

Afin de stabiliser le système, la fonction quadratique est définie :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (4.33)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (4.34)$$

En combinant l'équation (4.32) avec les équations (4.34) et (2.50), il en résulte ce qui suit :

$$\dot{V}_1 = e_1 \left[\frac{dP_s^{ref}}{dt} + \frac{MV_s}{\sigma L_s L_r} \left(V_{rq} - R_r I_{rq} - \omega_r I_{rd} - g V_s \frac{M}{L_s} \right) \right] + e_2 \left[\frac{dQ_s^{ref}}{dt} + \frac{MV_s}{\sigma L_s L_r} \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + \omega_r I_{rq} \right) \right] \quad (4.35)$$

Afin de réaliser l'objectif visé ($\dot{V}_1 < 0$), les références suivantes ont été choisies :

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = a \left[k_1 e_1 + \frac{dP_s^{ref}}{dt} + \frac{\sigma M L_r V_s}{L_s} \left(V_{rq} - \sigma L_r \omega_r I_{rd} - g V_s \frac{M}{L_s} \right) \right] \\ I_{rd}^{ref} = a \left[k_2 e_2 + \frac{dQ_s^{ref}}{dt} + \frac{\sigma L_r L_s}{M V_s} \left(V_{rd} + \sigma L_r \omega_r I_{rq} \right) \right] \end{cases} \quad (4.36)$$

Avec $a = \frac{\sigma L_s L_r}{V_s M R_r}$.

Avec un choix judicieux de la relation entre l'erreur et sa dérivée, telles que : $\dot{e}_1 = -k_1 e_1$ et $\dot{e}_2 = -k_2 e_2$, Où k_1 et k_2 sont des constantes positives. La dérivée de la fonction de Lyapunov devient:

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0 \quad (4.37)$$

Étape 2 : Calcul des tensions de référence du rotor

Les erreurs " e_3 " et " e_4 " sont ainsi définies entre les composantes de courant du rotor et leurs références.

$$\begin{cases} e_3 = I_{rd}^{ref} - I_{rd} \\ e_4 = I_{rq}^{ref} - I_{rq} \end{cases} \quad (4.38)$$

La dérivée de cette nouvelle équation est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \frac{dI_{rd}^{ref}}{dt} - \frac{1}{\sigma L_r} \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + \sigma L_r \omega_r I_{rq} \right) \\ \dot{e}_4 = \frac{dI_{rq}^{ref}}{dt} - \frac{1}{\sigma L_r} \left(V_{rq} - R_r I_{rq} - \sigma L_r \omega_r I_{rd} - \frac{g M V_s}{L_s} \right) \end{cases} \quad (4.39)$$

La fonction de Lyapunov est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2}e_3^2 + \frac{1}{2}e_4^2 \quad (4.40)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 \quad (4.41)$$

Les expressions (4.39) et (4.41) requièrent les lois de contrôle suivantes :

$$\begin{cases} V_{rq}^{ref} = \sigma L_r \left[k_4 e_4 + \frac{dI_{rq}^{ref}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_r} \left(R_r I_{rq} + \sigma L_r \omega_r I_{rd} + \frac{gMV_s}{L_s} \right) \right] \\ V_{rd}^{ref} = \sigma L_r \left[k_3 e_3 + \frac{dI_{rd}^{ref}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_r} \left(R_r I_{rd} - \sigma L_r \omega_r I_{rq} \right) \right] \end{cases} \quad (4.42)$$

Avec un choix judicieux de la relation entre l'erreur et sa dérivée, telles que : $\dot{e}_3 = -k_3 e_3$ et $\dot{e}_4 = -k_4 e_4$, Où k_3 et k_4 sont des constantes positives, les dérivées de l'équation (4.41) deviennent :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 < 0 \quad (4.43)$$

Le schéma du contrôle proposé est illustré par la figure 4.5.

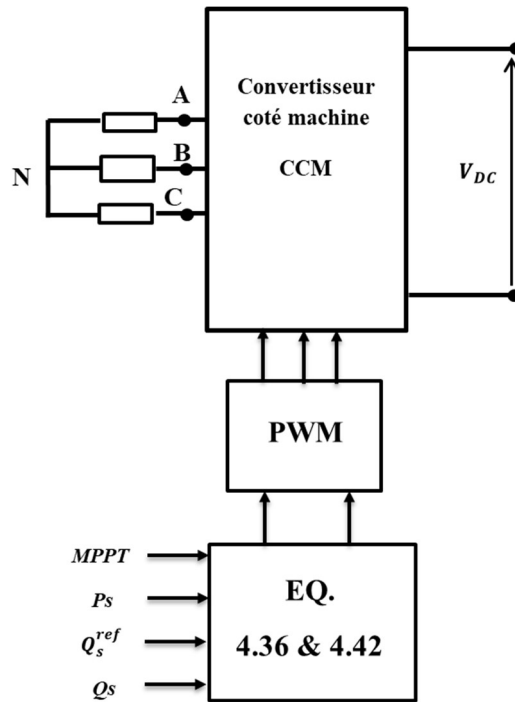


Figure 4.5. Contrôle du CCM par Backstepping

3.3. Contrôle du convertisseur coté réseau

Les deux erreurs de poursuite " e_5 " et " e_6 " sont définies par :

$$\begin{cases} e_5 = I_{gd}^{ref} - I_{gd} \\ e_6 = I_{gq}^{ref} - I_{gq} \end{cases} \quad (4.44)$$

La dérivée de l'équation (4.44) donne :

$$\begin{cases} \dot{e}_5 = \frac{dI_{gd}^{ref}}{dt} + \frac{V_{gd}}{L} + \frac{R}{L} I_{gd} - \omega_s I_{gq} \\ \dot{e}_6 = \frac{dI_{gq}^{ref}}{dt} + \frac{R}{L} I_{gq} + \omega_s I_{gd} - \frac{V_{sq}}{L} \end{cases} \quad (4.45)$$

La fonction suivante de Lyapunov est utilisée :

$$V_3 = \frac{1}{2} (e_5^2 + e_6^2) \quad (4.46)$$

Si la fonction de Lyapunov est dérivée, en remplaçant les dérivées des erreurs données dans (4.46), on aura :

$$\dot{V}_3 = e_5 \left(\frac{dI_{gd}^{ref}}{dt} + \frac{V_{gd}}{L} + \frac{R}{L} I_{gd} - \omega_s I_{gq} \right) + e_6 \left(\frac{dI_{gq}^{ref}}{dt} + \frac{R}{L} I_{gq} + \omega_s I_{gd} - \frac{V_{sq}}{L} \right) \quad (4.47)$$

Les tensions de commande sont alors déduites comme suit :

$$\begin{cases} V_{gd}^{ref} = -L \left[k_5 e_5 + \frac{dI_{gd}^{ref}}{dt} + \frac{R}{L} I_{gd} - \omega_s I_{gq} \right] \\ V_{gq}^{ref} = -L \left[k_6 e_6 + \frac{dI_{gq}^{ref}}{dt} + \frac{R}{L} I_{gq} + \omega_s I_{gd} - \frac{V_{sq}}{L} \right] \end{cases} \quad (4.48)$$

Afin d'assurer une dynamique des composantes de courant du réseau plus rapide, nous définissons une relation entre l'erreur et sa dérivée, telles que : $\dot{e}_5 = -k_5 e_5$ et $\dot{e}_6 = -k_6 e_6$, Où k_5 et k_6 sont des constantes positives.

Par conséquent :

$$\dot{V}_3 = -k_5 e_5^2 - k_6 e_6^2 < 0 \quad (4.49)$$

Le schéma du contrôle proposé est illustré par la figure 4.6.

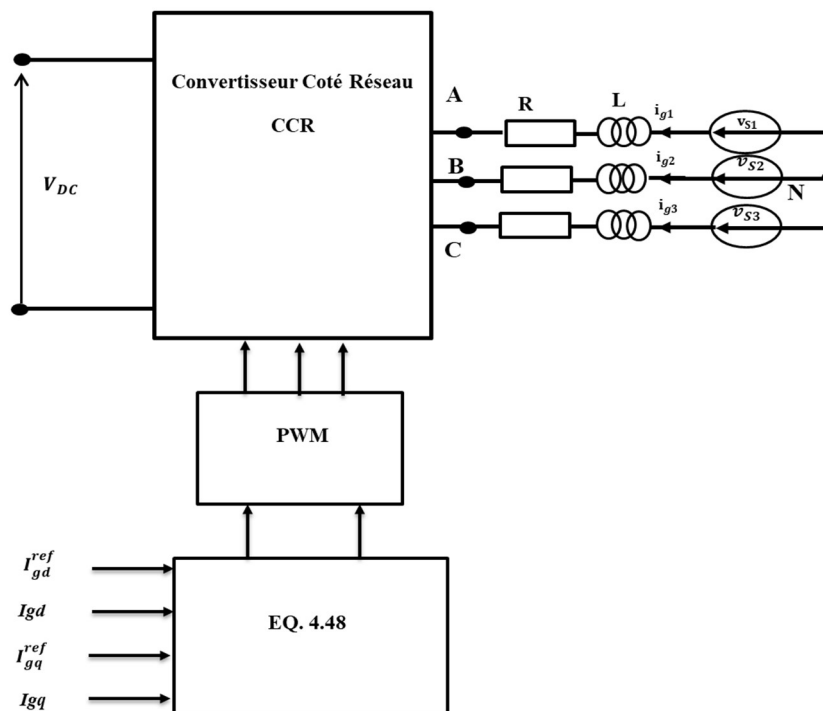


Figure 4.6. Commande du CCR par Backstepping

3.4. Contrôle de la tension du bus DC

L'équation du bus continu peut être écrite comme suit [63]:

$$P_c = cV_c \frac{dV_c}{dt} = P_g - P_r \quad (4.50)$$

Où P_r , P_g et P_c sont respectivement la puissance active du côté du RSC, du côté du GSC et dans le condensateur.

Le schéma du contrôleur de tension de la liaison CC est illustré par la figure 4.7.

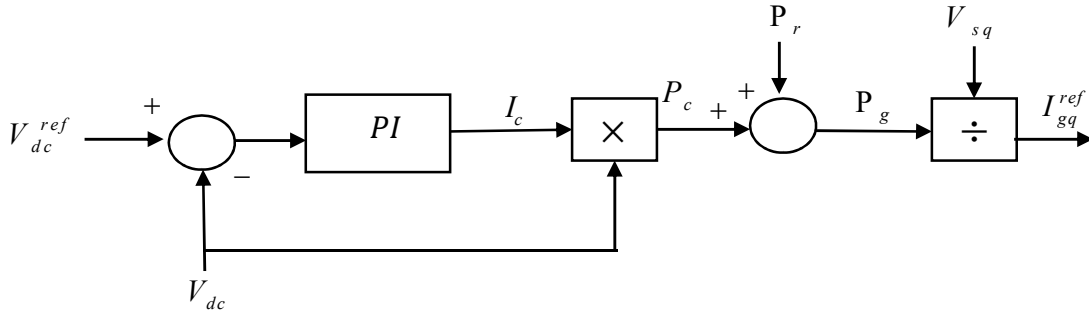


Figure 4.7. Schéma de contrôle de la tension du bus CC

Afin de concevoir le contrôleur, la structure donnée par la figure 4.7 doit être simplifiée.

La puissance disponible P_r représente une perturbation pour la boucle de contrôle. Si cette perturbation est parfaitement compensée, alors le schéma de bloc du contrôle est simplifié comme l'illustre le diagramme de la figure 4.8.

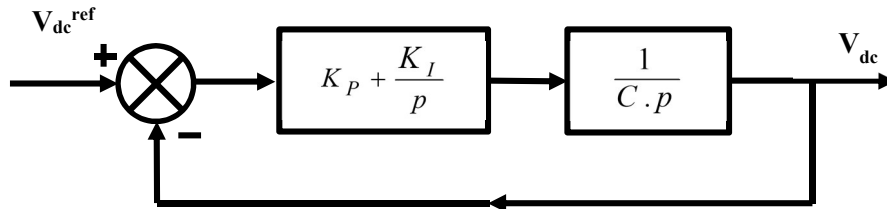


Figure 4.8. Diagramme de contrôle simplifié de la tension du bus DC

À partir de la figure 4.8, l'expression de la fonction de transfert F en boucle fermée peut être déterminée:

$$FTBF(p) = \frac{1 + \frac{K_P}{K_I} p}{1 + \frac{K_P}{K_I} p + \frac{C}{K_I} p^2} \quad (4.51)$$

Cette fonction de transfert est clairement identifiée comme une fonction de transfert du second ordre avec un zéro au numérateur. Ainsi, les coefficients du régulateur PI peuvent être exprimés sous la forme:

$$\frac{K_P}{K_I} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad \text{et} \quad \omega_n^2 = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad (4.52)$$

ζ représente le coefficient d'amortissement et ω_n représente la pulsation de coupure du système en boucle fermée. Un choix correct de ces paramètres permet une amélioration significative de la réponse du système.

Le coefficient d'amortissement est choisi égal à 0,707 et la pulsation d'un système du second ordre est donnée par :

$$t_{r(5\%)} \cdot \omega_n = 2,7 \quad (4.53)$$

Avec t_r est le temps de réponse à 95% de la consigne.

4. Commande hybride basée sur le backstepping-mode glissant

Dans cette partie, l'accent est mis sur l'application de la méthode de backstepping associée au contrôle du mode glissant pour commander le système de conversion de l'énergie éolienne basé sur la génératrice asynchrone à double alimentation connectée au réseau électrique. Les expressions de la valeur de commande seront établies sur la base du concept élaboré dans les sections précédentes.

4.1. Poursuite du point de puissance maximale (MPPT) du système éolien proposé

Le coefficient de puissance C_p doit être maintenu à sa valeur maximale afin d'atteindre le couple optimal T_{opt} .

Il a été déjà démontré que l'expression des lois de commande par backstepping est la suivante :

$$T_{em}^{ref} = \hat{T}_m - K \cdot \Omega_m + \frac{J}{2K_{opt} \Omega_m} \left(m \cdot e - \dot{\hat{T}}_m \right) \quad (4.54)$$

Par conséquent l'expression de la commande par backstepping associée au réglage du mode glissant est calculée comme suit :

$$T_{em}^{ref} = \hat{T}_m - K \cdot \Omega_m + \frac{J}{2K_{opt} \Omega_m} \left(m \cdot e + n \cdot \text{sat}(e) - \dot{\hat{T}}_m \right) \quad (4.55)$$

Où m et n sont des constantes positives.

4.2. Contrôle du convertisseur côté rotor

Etant donné que l'expression des lois de la commande par backstepping est la suivante :

$$\begin{cases} V_{rq}^{ref} = \sigma L_r \left[k_4 e_4 + \frac{dI_{rq}^{ref}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_r} \left(R_r I_{rq} + \sigma L_r \omega_r I_{rd} + \frac{g M V_s}{L_s} \right) \right] \\ V_{rd}^{ref} = \sigma L_r \left[k_3 e_3 + \frac{dI_{rd}^{ref}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_r} \left(R_r I_{rd} - \sigma L_r \omega_r I_{rq} \right) \right] \end{cases} \quad (4.56)$$

Avec :

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -P_s^{ref} \cdot \frac{L_s}{\omega_s M \phi_{sd}} \\ I_{rd}^{ref} = -Q_s^{ref} \cdot \frac{L_s}{M V_s} + \frac{\phi_{sd}}{M} \end{cases} \quad (4.57)$$

Alors l'expression de la commande de stabilisation par backstepping associée au réglage du mode glissant est déduite comme suit :

$$\begin{cases} V_{rq}^{ref} = \sigma L_r \left[\frac{dI_{rq}^{ref}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_r} \left(R_r I_{rq} + \sigma L_r \omega_r I_{rd} + \frac{gMV_s}{L_s} \right) \right] + \sigma L_r (k_7 e_7 + k_{71} sat(e_7)) \\ V_{rd}^{ref} = \sigma L_r \left[\frac{dI_{rd}^{ref}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_r} (R_r I_{rd} - \sigma L_r \omega_r I_{rq}) \right] + \sigma L_r (k_8 e_8 + k_{81} sat(e_8)) \end{cases} \quad (4.58)$$

Où k_7 , k_{71} , k_8 et k_{81} sont des constantes positives.

Pour assurer la convergence de la fonction candidate de Liapounov, nous définissons une relation entre l'erreur et sa dérivée, telles que : $\dot{e}_7 = -k_7 e_7$ et $\dot{e}_8 = -k_8 e_8$.

Par conséquent :

$$-k_7 e_7^2 - k_{71} e_7 sat(e_7) - k_8 e_8^2 - k_{81} e_8 sat(e_8) < 0 \quad (4.59)$$

4.3. Contrôle du convertisseur coté réseau

Considérant l'expression des lois de la commande par backstepping déjà démontrée :

$$\begin{cases} V_{gd}^{ref} = -L \left[k_5 e_5 + \frac{dI_{gd}^{ref}}{dt} + \frac{R}{L} I_{gd} - \omega_s I_{gq} \right] \\ V_{gq}^{ref} = -L \left[k_6 e_6 + \frac{dI_{gq}^{ref}}{dt} + \frac{R}{L} I_{gq} + \omega_s I_{gd} - \frac{V_{sq}}{L} \right] \end{cases} \quad (4.60)$$

Où k_5 et k_6 sont choisis pour être des paramètres positifs.

L'expression de la commande de stabilisation par backstepping associée au réglage du mode glissant sera élaborée comme suit :

$$\begin{cases} V_{gd}^{ref} = -L \left(\frac{dI_{gd}^{ref}}{dt} + \frac{R}{L} I_{gd} - \omega_s I_{gq} \right) + L (k_9 e_9 + k_{91} sat(e_9)) \\ V_{gq}^{ref} = -L \left[k_6 e_6 + \frac{dI_{gq}^{ref}}{dt} + \frac{R}{L} I_{gq} + \omega_s I_{gd} - \frac{V_{sq}}{L} \right] + L (k_{10} e_{10} + k_{101} sat(e_{10})) \end{cases} \quad (4.61)$$

Où k_9 , k_{91} , k_{10} et k_{101} sont des constantes positives.

Afin d'assurer une dynamique plus rapide des composantes de courant du réseau, nous définissons une relation entre l'erreur et sa dérivée, telles que : $\dot{e}_9 = -k_9 e_9$ et $\dot{e}_{10} = -k_{10} e_{10}$.

Par conséquent :

$$-k_9 e_9^2 - k_{91} e_9 sat(e_9) - k_{10} e_{10}^2 - k_{101} e_{10} sat(e_{10}) < 0 \quad (4.62)$$

Le schéma bloc de la commande du système de conversion d'énergie éolienne basé sur la machine asynchrone à double alimentation par la combinaison de la méthode backstepping et le mode glissant est représenté sur la figure 4.9.

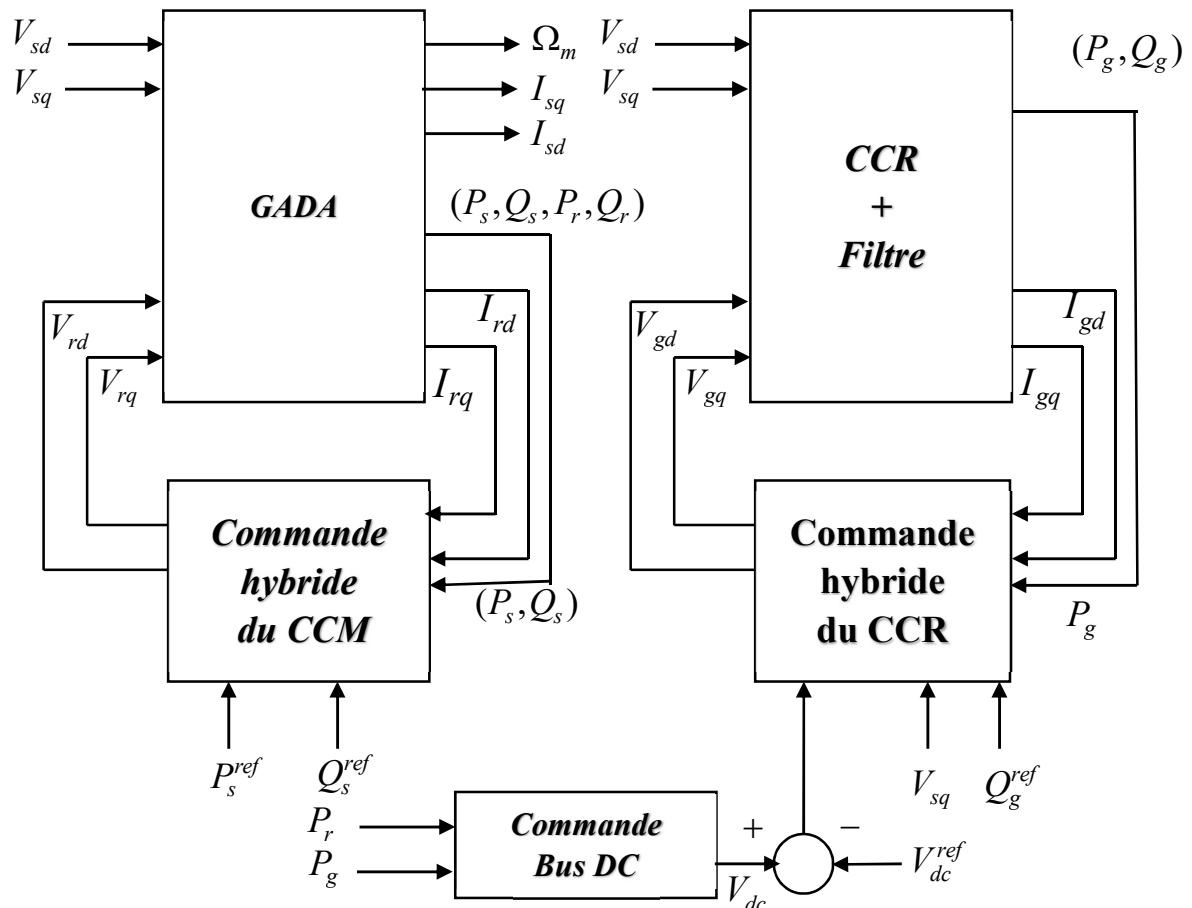


Figure 4.9. Schéma de principe de la commande du SCEE basé sur la MADA par la combinaison de la méthode backstepping et le mode glissant

5. Implémentation de l'algorithme de commande sur DSP

5.1. Présentation

Comparativement au contrôleur analogique, le contrôleur numérique suscite beaucoup d'attention en raison de ses performances stables, de sa flexibilité et de sa capacité à utiliser des techniques de contrôle plus complexes.

Le développement des processeurs de signaux numériques programmables (DSP) au cours des dernières années crée des opportunités florissantes dans l'électronique de puissance. L'architecture spéciale et les performances élevées des DSP permettent de mettre en œuvre une grande variété d'algorithmes de contrôle et de mesure à un rythme d'échantillonnage élevé et un coût raisonnable. Les systèmes d'électronique de puissance sont généralement une combinaison complexe d'éléments linéaires, non linéaires et de commutation. Les convertisseurs haute fréquence ajoutent une autre dimension à la complexité en raison de leur dynamique rapide. Les systèmes d'électronique de puissance en temps réel exigent donc l'utilisation d'une acquisition de données et d'un contrôle à grande vitesse. Les DSP à haute performance répondent aux exigences de traitement imposées par ces systèmes.

Il existe aujourd'hui plusieurs approches de mise en œuvre pour les calculateurs numériques, qui comprennent les microprocesseurs/processeurs de signaux numériques (DSP), les FPGA (Field Programmable Gate Array) et la conception de circuits intégrés spécifiques (Custom IC Design). Les caractéristiques de ces éléments sont listées dans le tableau 4.1.

Calculateur numérique	Caractéristiques
DSP	<ul style="list-style-type: none"> - Les cartes DSP peuvent être reprogrammées ; - La vitesse est généralement plus lente que celle des circuits intégrés ou IC ; - La mise en œuvre est plus ou moins simple pour l'application prévue par rapport aux autres calculateurs ; - La DSP est plus coûteuse que la conception de circuits intégrés personnalisés ; - Les convertisseurs de puissance à haute fréquence doivent utiliser des DSP haute performance .
FPGA	<ul style="list-style-type: none"> - Le FPGA peut être programmé sur site ; - Le traitement est plus rapide qu'une DSP à usage général ; - Pour la conception des FPGA, il n'y a pas d'étape de fabrication physique, ce qui se traduit par un temps de conception très court ; - Le prix typique du FPGA est plus élevé que celui des DSP ;
Custom IC Design	<ul style="list-style-type: none"> - En raison de la conception matérielle, les performances sont généralement meilleures que celles du FPGA ; - Cependant, il en résulte un temps de conception beaucoup plus long que celui du FPGA puisqu'il y a une étape de layout ; - La conception de circuits intégrés personnalisés est moins chère que le FPGA et le DSP.

Tableau 4.1. Caractéristiques des calculateurs numériques

Le choix de ces solutions numériques peut amener à perdre quelques avantages offerts par les solutions analogiques. Ceci est dû principalement au fait que la discrétisation et la quantification des algorithmes de contrôle à implémenter, ainsi que les temps de calcul peuvent détériorer les performances du contrôle en terme de vitesse de correction et de résolution du contrôle ; d'où l'importance accordée à la détermination de la période d'échantillonnage, à l'optimisation des algorithmes de contrôle, et au choix du contrôleur numérique en terme de fréquence d'horloge et de capacité de calcul.

La discrétisation du système et le choix de la fréquence d'échantillonnage sont détaillés dans l'annexe « H ».

Afin de mettre en œuvre les lois de contrôle développées dans cette section sur un calculateur numérique, la carte eZdsp F28335 basée sur le DSP TMS320F28335 de TEXAS INSTRUMENTS a été choisie.

Ce DSP est une machine de contrôle universelle très puissante grâce au nombre de périphériques qu'il possède.

Un autre avantage très important de cette plate-forme est sa compatibilité avec Matlab/Simulink. Cela permet de profiter de tous les avantages du prototypage rapide dans l'environnement graphique de ces logiciels.

5.2. Structure d'un contrôle en temps réel par eZdsp F28335 supporté par Simulink

L'Atelier de contrôle en temps réel supporté par Simulink/MATLAB fait intégrer des cibles pour les blocs TI C2000 DSP, en particulier, de notre cas la carte eZdsp F28335.

La Figure (4.10) montre comment Simulink interagit avec un compilateur de code « **Composer Studio CCS** ».

Au début, le modèle est créé sous l'environnement de Simulink en utilisant le domaine temporel discret « discrete time domain » et des blocs spécifiques à la cible. Ensuite, en utilisant " **Build model** " à l'intérieur de Simulink, l'Embedded Target pour la plateforme TI C2000 DSP génère un programme équivalent en langage C pour l'environnement du code Composer Studio, ce dernier s'occupe de transférer le code objet résultant à la cible finale eZdsp F28335 et permet également de contrôler la carte et de visualiser les signaux [131][90].

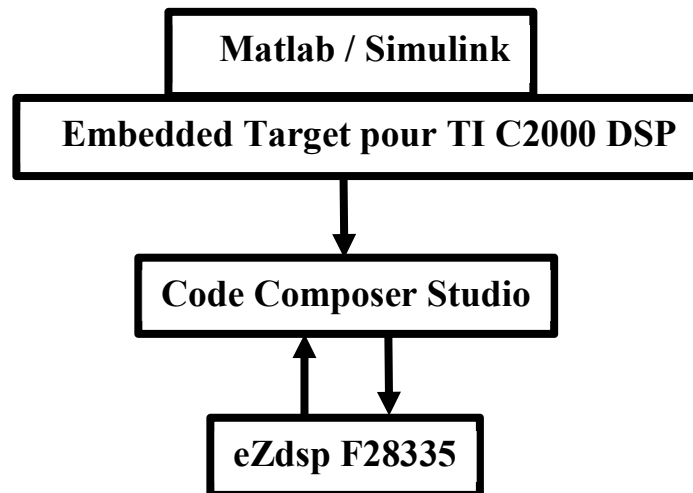


Figure 4.10. Étapes de développement d'une application pour DSPs

5.2.1. Code composer studio « CCS »

Le Code composer Studio (CCS) est un puissant environnement de développement intégré et utilisé pour l'élaboration de programmes et d'applications pour les processeurs embarqués de Texas Instruments. Dans ce travail, le CCS version 5 est utilisé.

Le Code Composer Studio (CCS) fournit donc plusieurs outils pour faciliter la construction et la mise au point des programmes utilisant les DSPs. Il comprend un éditeur de code source, un compilateur de langage c/c++, un assembleur de code, un éditeur de liens et un environnement d'exécution permettant de télécharger un programme exécutable sur une carte cible, de l'exécuter et de le déboguer au besoin [131].

Le code peut être élaboré directement sur CCS en langage C, mais il est aussi possible de procéder par sa génération à partir d'un modèle construit sur SIMULINK, qui est une sorte de programmation graphique.

Pour pouvoir utiliser SIMULINK en génération de code il faut disposer de l'outil Embded Coder ainsi que la librairie relative au DSP employé, voir annexe « F ».

Les DSPs de Texas Instrument comportent un support d'émulation intégré permettant au « CCS » de contrôler l'exécution des programmes en temps réel. Cette émulation intégrée fournit des différentes possibilités hardware telles que :

- Démarrage, arrêt et remise à zéro du DSP ;

- Chargement des codes depuis ou vers le DSP ;
- Consultation des registres ou de la mémoire du DSP ;
- Fixation des points d'arrêt dans le programme ;
- Chargement de données en temps réel (RTDX) entre hôtes et DSP ;

Le (RTDX, Real Time Data eXchange) permet au utilisateur du système de transférer les données entre le PC et le dispositif « DSP » sans arrêt de l'application en cours d'exécution sur le DSP [132].

5.2.2. La Carte eZdsp TMS F28335

Le kit eZdspTMSF28335, voir figure 4.11, est une carte autonome munie d'un DSP à virgule flottante TMS320F28335 (figure 4.12) qui permet de développer et exécuter des programmes afin d'évaluer les exigences des applications et la qualité des différents contrôles. Les principales caractéristiques du kit eZdsp F28335 se résument dans les points suivants :

- Contrôleur de signal numérique **DSP** à virgule flottante 32 bits **TMS320F28335** ;
- Fréquence de fonctionnement 150 MHz ;
- Mémoire Flash interne 512 ko, RAM 68 Ko sur circuit et SRAM 128ko x 16 ;
- ADC 12 bits, 80 ns avec 16 canaux d'entrée (ADCINA0.7 ; ADCINB0.7) ;
- 12 sorties PWM (ePWMA, ePWMB) et 6 sorties rapides HRPWM ;
- 88 E/S numériques GPIO ;
- Interface RS-232 avec émetteur-récepteur intégré et connecteur D9 broches ;
- Interface CAN avec émetteur-récepteur interne et connecteur D9 broches ;
- Plusieurs connecteurs d'expansion fournissant l'accès à tous les signaux d'E/S F28335 ;
- Contrôleur JTAG USB intégré et Connecteur d'émulation JTAG IEEE 1149.1.

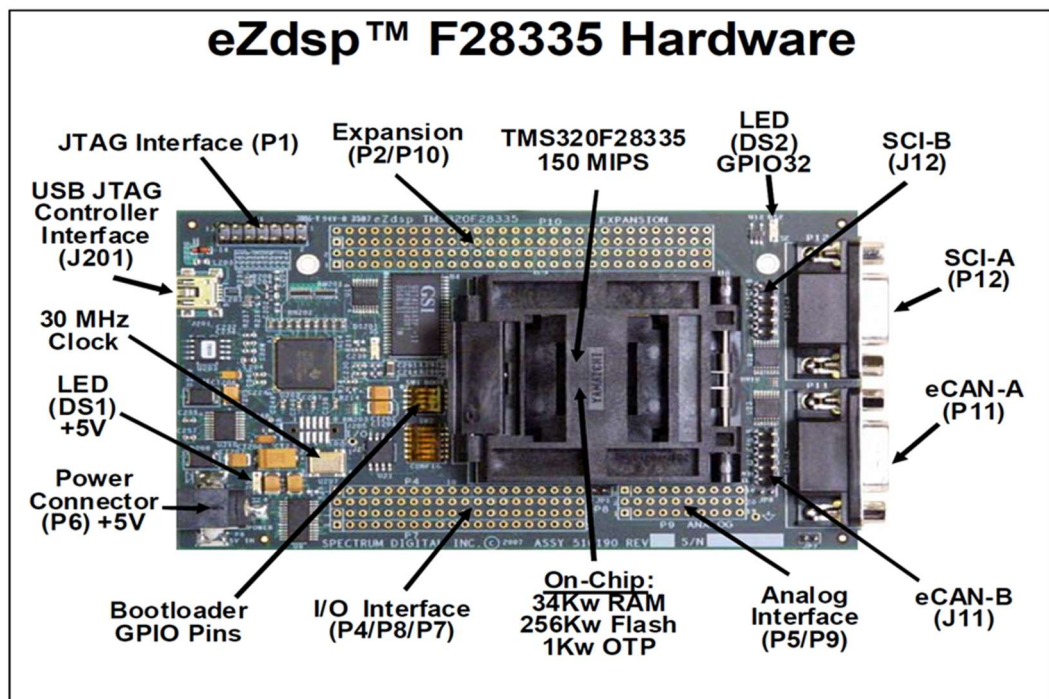


Figure 4.11. Constitution matérielle de la carte eZdspF28335



Figure 4.12. DSP à virgule flottante TMS320F28335

5.3. Hardware-in-the-Loop (HIL)

Afin de valider les codes tournants sur DSP, la technique du Hardware-in-the-Loop (HIL) est employée. La technique Hardware-in-the-Loop (HIL) est une sorte de simulation en temps réel qui permet à un système modélisé d'interagir avec des dispositifs matériels réels. C'est un moyen de tester le programme qui tourne dans le DSP sans avoir besoin de le faire opérer sur une réelle plate-forme d'un système de conversion d'énergie éolienne [55].

La figure 4.13 montre le modèle à mettre en œuvre sur le DSP et le HIL des contrôles proposés.

La figure 4.14 montre le modèle du SCEE sous Matlab / Simulink communiquant avec le DSP tandis que la figure 4.15 montre le schéma d'implémentation des lois de contrôle proposé en co-simulation (HIL) communiquant avec Matlab / Simulink.

Le programme généré et mis en œuvre est censé communiquer avec le modèle du SCEE par la liaison série.

La communication entre l'hôte (modèle du SCEE dans Simulink) et la cible (eZdsp F28335) est illustrée par les figures 4.16 et 4.17.

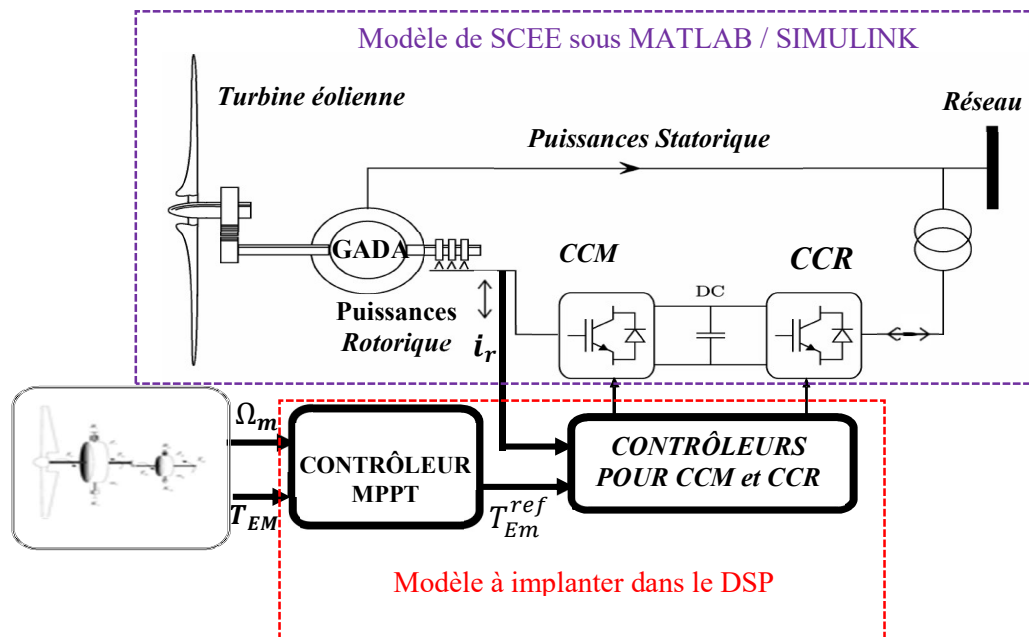


Figure 4.13. Modèle à mettre en œuvre sur le DSP et le HIL des contrôles proposés

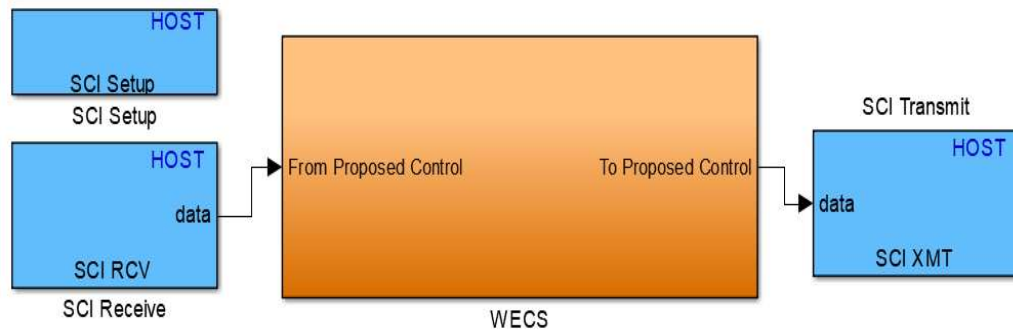


Figure 4.14. Modèle du SCEE sous Matlab / Simulink

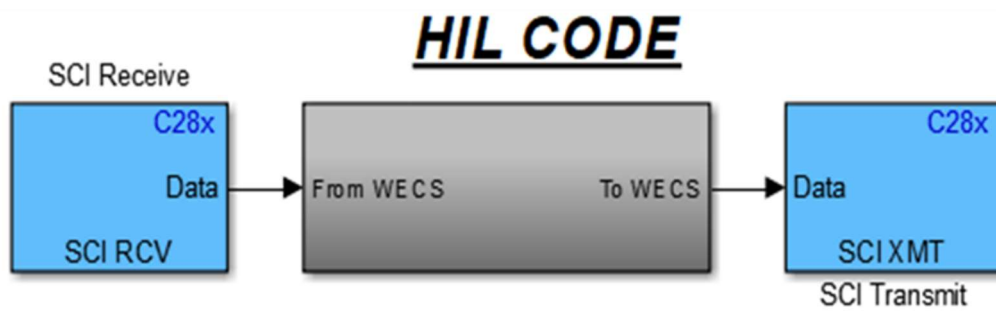


Figure 4.15. Co-simulation (HIL code) des lois de contrôle

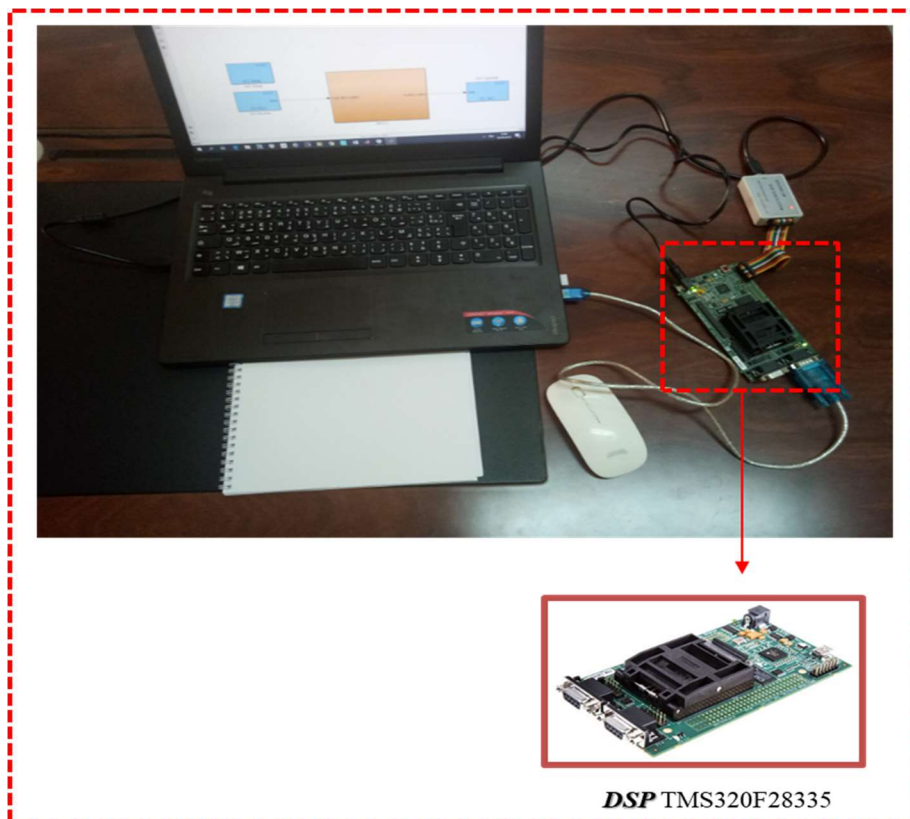


Figure 4.16. Communication DSP TMS320F28335 et Matlab / Simulink

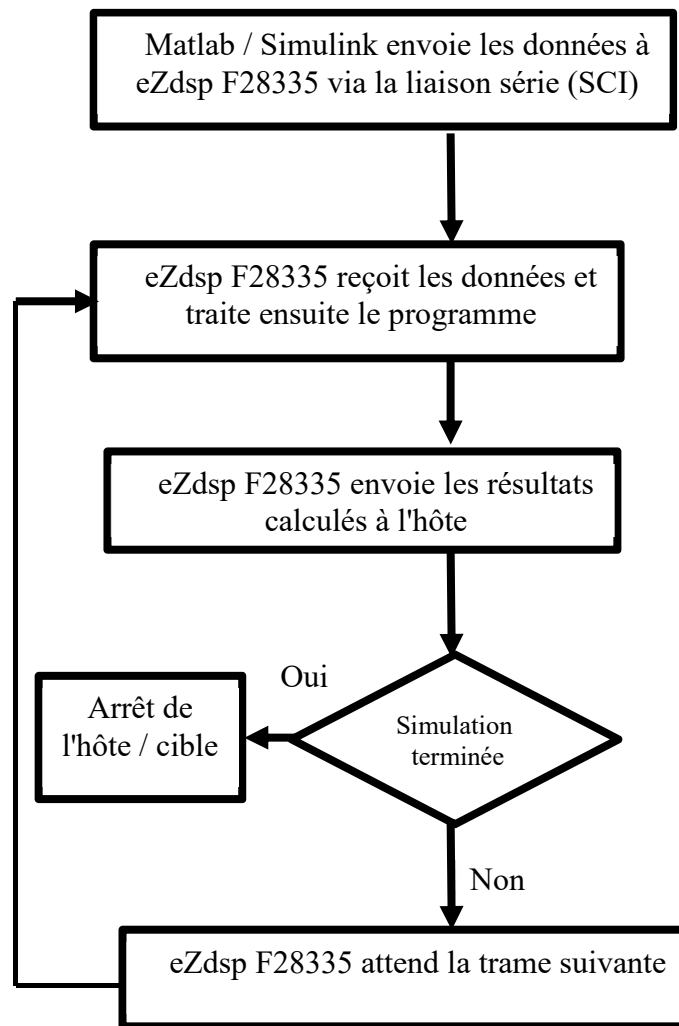


Figure 4.17. Interaction entre DSP et Matlab / Simulink

6. Résultats d'implémentation

Le système de conversion de l'énergie éolienne pour lequel ce travail a été développé est basé sur une GADA connectée au réseau. Le tableau 4.2 résume les paramètres du dit système.

Afin de réaliser le test de suivi des points de consigne, l'éolienne doit être entraînée par une caractéristique de vitesse du vent, qui reflète la réalité, varie autour d'une valeur moyenne. Pour cela, et dans le souci de mettre le système sous des conditions défavorables en vue d'étudier sa réponse à ce scénario, une variation a été introduite afin de pouvoir rapprocher le profil du vent. Ainsi, la vitesse du vent commence par 8 m/s, et à $t= 0,2$ seconde, elle passe à 15 m/s.

La robustesse des contrôleurs proposés est examinée lorsque le système est confronté à des variations des paramètres électriques du générateur. Dans le contrôle, les paramètres sont maintenus constants à leurs valeurs nominales, mais ils sont modifiés à 50 % de leurs valeurs nominales dans le modèle de la GADA. Toutefois, afin de tester la robustesse des stratégies de contrôle (les commandes implémentées sur le DSP), une variation a été introduite pour les paramètres les plus influencés par la variation de température dans la GADA, à savoir la résistance du rotor R_r et l'inductance du rotor L_r . Ainsi, une variation de 50% de R_r et L_r a été introduite.

Composant	Paramètre	Valeur numérique
GADA	P_n	1.5 MW
	p	2
	R_s	0.012 Ω
	R_r	0.021 Ω
	L_s	0.0137 H
	L_r	0.0136 H
	M	0.0135H
	J	0.175 kg.m ²
	K	0.0024 N/rd/s
Bus continu et Filtre RL	R	0.4 Ω
	L	3 mH
	C	2.2 mF
Tension de ligne		575 V
Fréquence du réseau	f	50 Hz
Fréquence MLI		5 KHz
Contrôleur PI	DC bus	$k_p=0.05, k_I=100$
	Contrôleur CCM	$k_p=0.0044, k_I=10$
	Contrôleur CCR	$k_p=350, k_I=10$
	MPPT	$k_p=350, k_I=10$
SMC	Contrôleur CCM	$k_d=350, k_q=10$
	Contrôleur CCR	$k_{g_1}=50, k_{g_2}=50$
	MPPT	$A_1=1000, A_2=750000, B_1=2500, B_2=250000, k_{opt} = 0.134$

Tableau 4.2. Paramètres de validation des lois de contrôle non linéaires proposés pour le SCEE basé sur la GADA

6.1. Commande par modes glissants d'ordre supérieur (CMGOS)

L'évolution de la vitesse du rotor est représentée par la figure 4.18 pour le contrôleur PI et par la figure 4.19 pour le CMGOS. Selon les résultats obtenus, le CMGOS a un meilleur temps de réponse en vitesse de rotor (200 ms) par rapport au temps de réponse sous les régulateurs PI (220 ms).

Selon les Figures 4.20 et 4.21, les puissances suivent leurs références, et afin de garantir un facteur de puissance unitaire côté stator, la puissance réactive est maintenue à zéro, hormis la présence de très petites oscillations lors de l'apparition de la perturbation. De plus, les résultats obtenus convergent vers ceux de la simulation sur Simulink.

Les figures 4.22 et 4.23 montrent le courant du stator sous les contrôleurs PI et SMC respectivement.

La figure 4.24 illustre l'évolution de la tension du bus DC sous le contrôleur PI. La réponse présente quelques oscillations avant de converger vers la valeur de référence (1150 V) ; ceci est justifié par la présence d'un élément capacitif de nature lente.

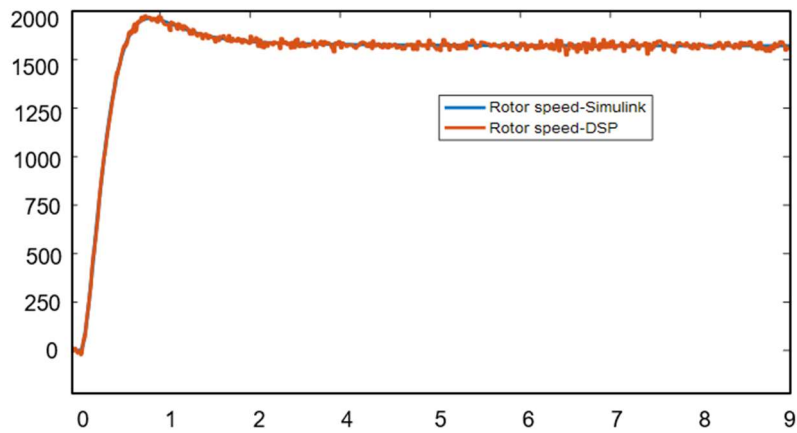


Figure 4.18. Réponse en vitesse (tr/min) (contrôleur PI-DSP)

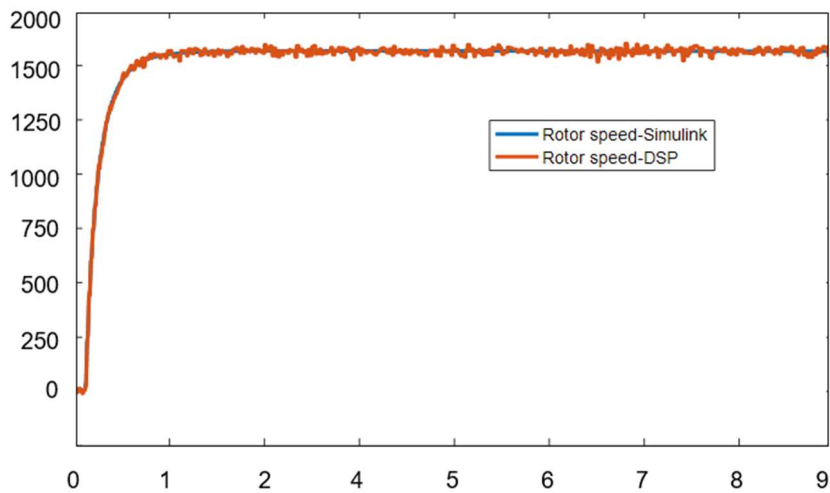


Figure 4.19. Réponse en vitesse (tr/min) (CMGOS-DSP)

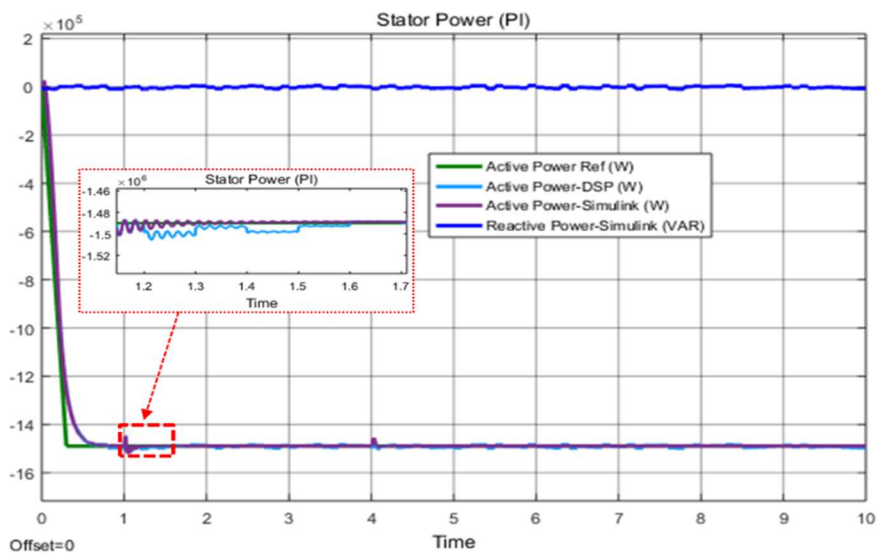


Figure 4.20. Évolution de la puissance (contrôleurs PI-DSP)

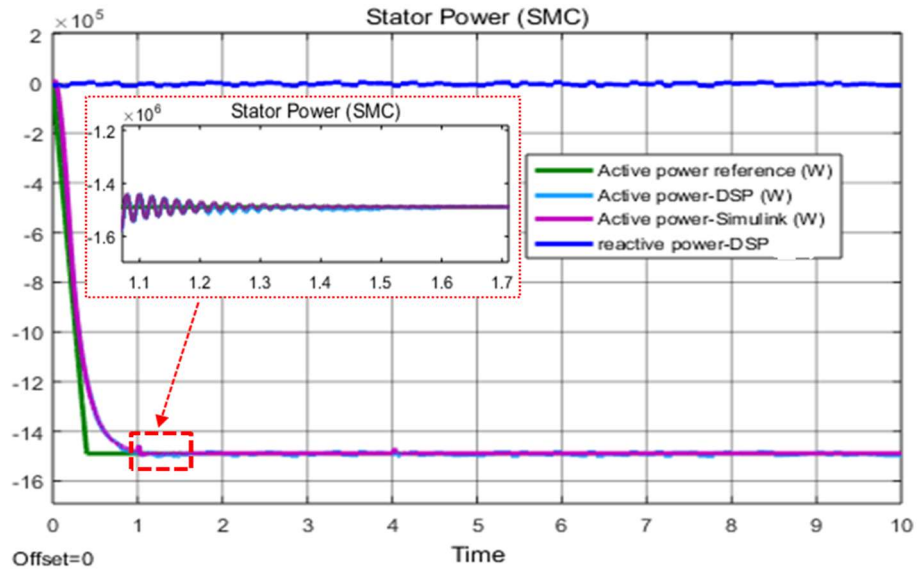


Figure 4.21. Évolution de la puissance (CMGOS-DSP)

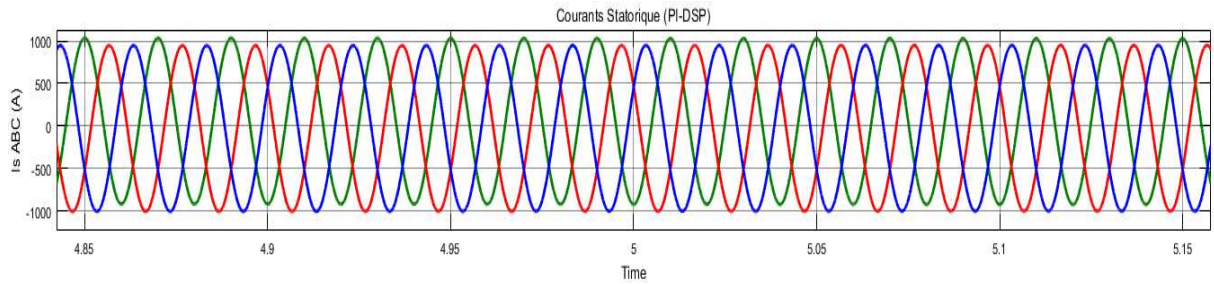


Figure 4.22. Évolution du courant du stator (contrôleurs PI-DSP)

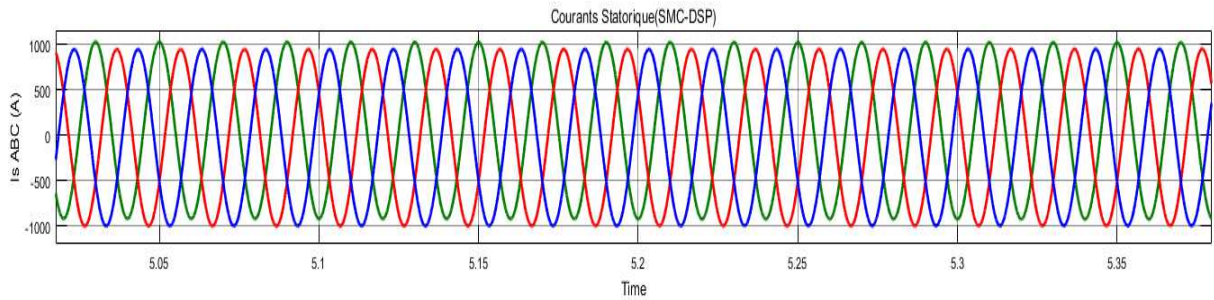


Figure 4.23. Évolution du courant du stator (CMGOS-DSP)

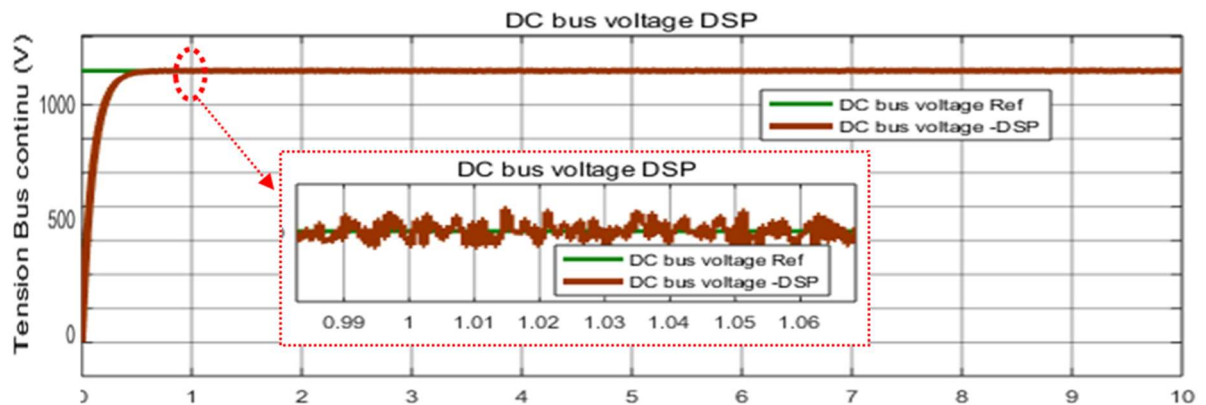


Figure 4.24. Évolution de la tension du bus DC (DSP)

Les figures 4.25 et 4.26 montrent que les changements des paramètres n'ont aucune influence sur les performances du CMGOS proposé. L'évolution de la puissance active des régulateurs PI présente un certain dépassement avant de converger vers la valeur de référence.

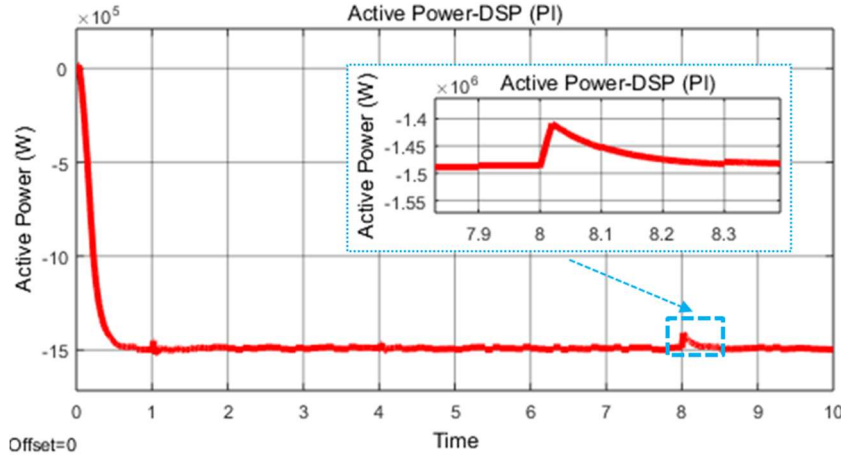


Figure 4.25. Évolution de la puissance active lors des variations de R_r et L_r (contrôleurs PI-DSP)

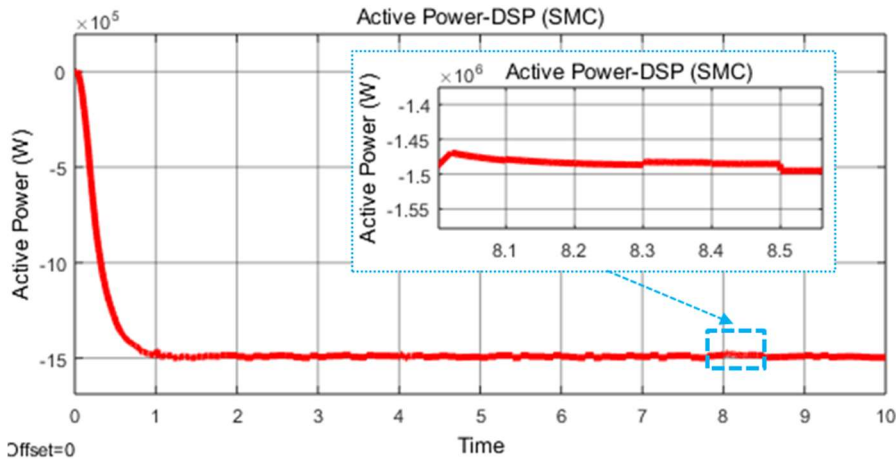


Figure 4.26. Évolution de la puissance active lors des variations de R_r et L_r (CMGOS-DSP)

Ces résultats montrent les performances de régulation et de robustesse des régulateurs PI et du contrôle du mode glissant mis en œuvre sur le DSP. Ainsi, le CMGOS montre une meilleure performance de régulation telle que l'absence d'erreur statique par rapport au point de consigne et de perturbation au niveau des puissances du stator.

6.2. Commande par la méthode backstepping

L'évolution de la vitesse du générateur est donnée par la figure 4.27 et les courbes des puissances active et réactive sont présentées respectivement par les figures 4.28 et 4.29.

Les puissances suivent leurs références avec une bonne précision et en régime permanent, les constatations montrent que les deux axes d et q sont effectivement découplés.

Les figures 4.30 et 4.31 montrent la forme d'onde des courants. Les courants du stator et du rotor ont tous les deux une forme d'onde sinusoïdale. En outre, l'amplitude et la fréquence du courant du rotor varient en fonction de la vitesse du générateur. Une très bonne qualité des courants contrôlés par la commande proposée peut également être notée.

D'après ces résultats, la commande Backstepping permet une meilleure régulation de suivi par rapport aux régulateurs PI.

La robustesse des régulateurs proposés est vérifiée lorsque le système est confronté à des variations de paramètres électriques du générateur. Dans la commande, les paramètres sont maintenus constants à leurs valeurs nominales, mais ils sont modifiés à 50 % de leurs valeurs nominales dans le modèle de GADA.

Ainsi, une variation de 50 % de la résistance du rotor (R_r) et de l'inductance du rotor (L_r) est introduite à $t = 10s$. En effet, ces deux paramètres sont les plus influencés par la variation de la température.

Les résultats obtenus, illustrés par la figure 4.32, indiquent clairement que :

- Le contrôleur par Backstepping fait preuve de performances supérieures en rejetant efficacement les effets des perturbations tels qu'observés par les profils de puissance suivant leurs références. À noter que ces changements de paramètres n'ont aucune influence sur les performances de contrôle proposés.
- Dans le cas d'une commande utilisant un correcteur PI, sous l'effet des variations paramétriques, une augmentation de l'amplitude de la perturbation est constatée et un régime transitoire lent pendant la phase de stabilisation est observé.

Les résultats peuvent être résumés comme indiqué dans le tableau 4.3 :

	Backstepping	PI
Suivi des points de consigne	Très bien	Bien
Oscillations	Oscillations moins significatives	Très significatives
Variation des paramètres	Aucune influence avec des performances supérieures	Transfert lent pendant la phase de mise au point
Précision	Haute	Moyenne

Tableau 4.3. Comparaison des performances du backstepping implémenté dans DSP par rapport au contrôleur PI

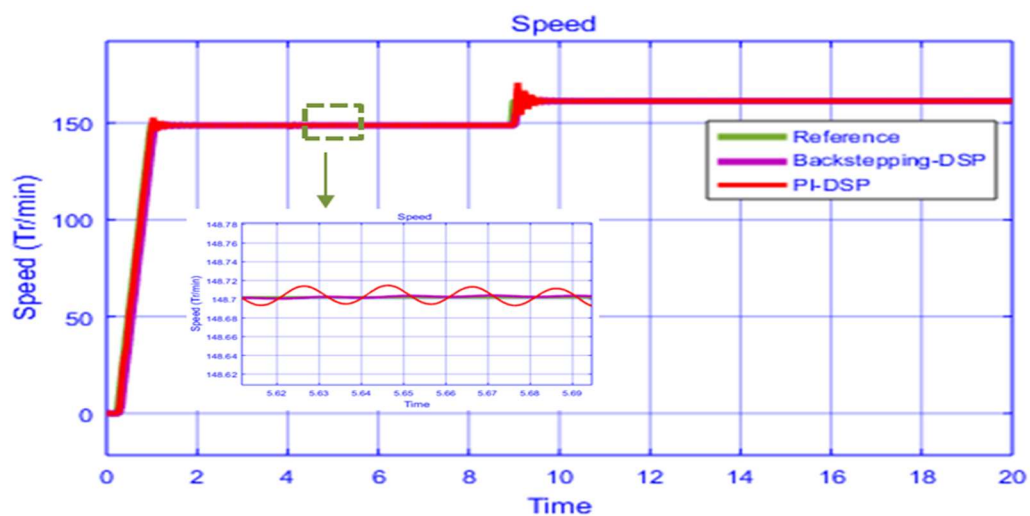


Figure 4.27. Réponse en vitesse (backstepping-DSP-Simulink)

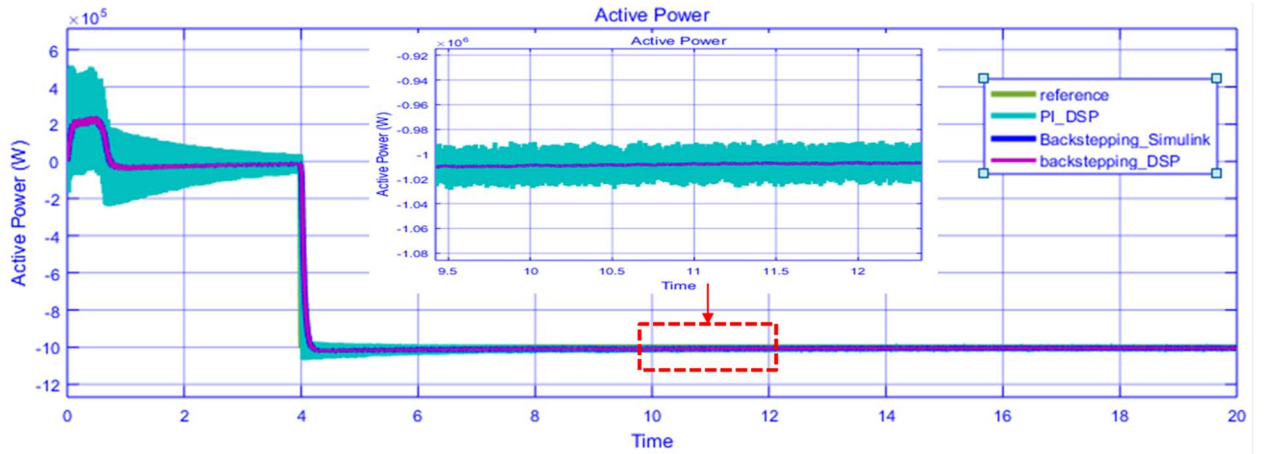


Figure 4.28. Évolution de la puissance active du stator (backstepping-DSP-Simulink)

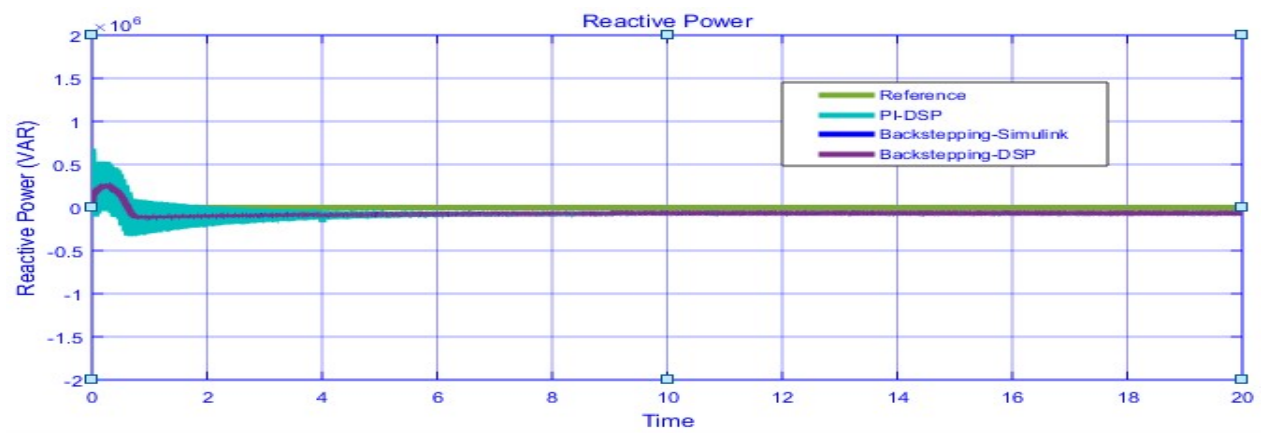


Figure 4.29. Évolution de la puissance réactive du stator (backstepping-DSP-Simulink)

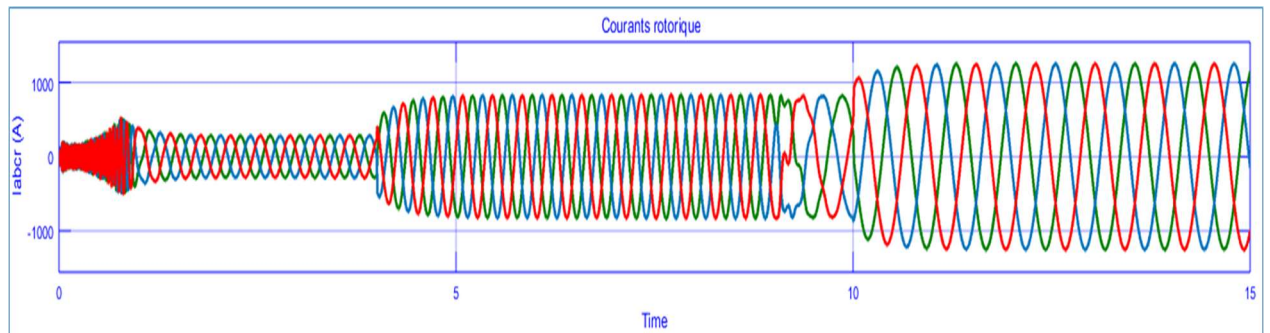


Figure 4.30. Évolution du courant du rotor (backstepping-DSP-Simulink)

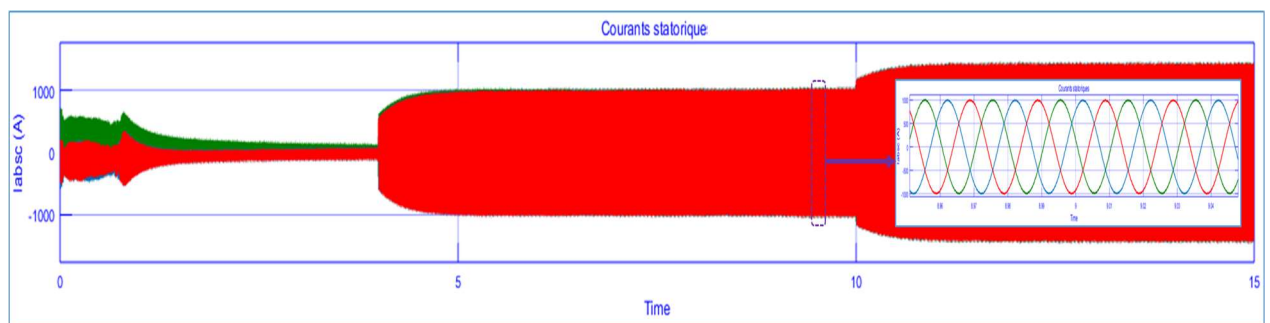


Figure 4.31. Évolution du courant du Stator (backstepping-DSP-Simulink)

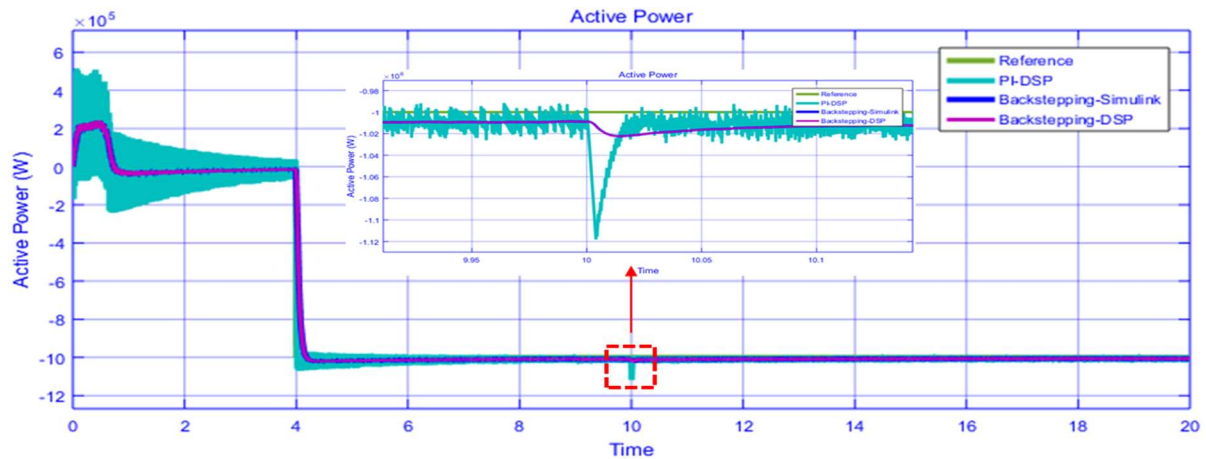


Figure 4.32. Évolution des puissances du stator pour une variation de 50% des valeurs de R_r et L_r (backstepping-DSP-Simulink)

6.3. Commande backstepping associée au réglage par mode glissant

Les lois de commande proposées sont implémentées sur le DSP TMS320L28335 en tant que HIL communiquant avec le modèle SCEE sur MATLAB/Simulink. Afin de valider les performances et la robustesse de la combinaison proposée, une série de tests a été réalisée.

Ces tests sont effectués dans les conditions suivantes : Variation du point de consigne de la puissance ; variation de la vitesse : à $t = 8$ [s], $\rightarrow 2 : 150$ [rd/s] $\rightarrow 170$ [rd/s] ; variation du paramètre de la GADA : $t = 12$ [s], $R_r \rightarrow 2 * R_r$, $R_s \rightarrow 2 * R_s$, $L_r \rightarrow 2 * L_r$ et $L_s \rightarrow 2 * L_s$.

En appliquant les commandes proposées, La vitesse de référence du rotor et la vitesse réelle de mesure sont présentées par la figure 4.33. Les résultats révèlent une convergence rapide et une bonne performance de suivi de la vitesse mécanique réelle pendant tout le profil de la vitesse du vent. L'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse réelle est très faible.

La puissance optimale extraite de l'éolienne par l'algorithme MPPT est utilisée comme puissance de référence. Ainsi, pour garantir un facteur de puissance unitaire, il est nécessaire d'avoir une référence nulle pour la puissance réactive.

Les figures 4.34 et 4.35 montrent respectivement la réponse des deux puissances (active et réactive) de la GADA, il est à noter que les deux puissances suivent ces références avec succès, et avec un temps de réponse rapide.

Pour les tests de robustesse, la variation de 50% des résistances (R_s , R_r) et 50% des inductances (L_s , L_r) n'ont que très peu d'influence sur le temps de réponse et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoire. Ainsi, Il ressort de la figure 4.38 que les réponses des deux puissances ne sont pas affectées par les variations des paramètres de la GADA, ce qui confirme la robustesse du contrôle proposé.

Les figures 4.36 et 4.37 montrent les formes d'onde des courants. Les courants du stator et du rotor ont tous les deux une forme d'onde sinusoïdale. De plus, la fréquence et l'amplitude du courant du rotor varient en fonction de la vitesse du générateur.

Ainsi la qualité de l'énergie produite est vérifiée par une analyse harmonique des courants dans les enroulements de la machine (Figure 4.39).

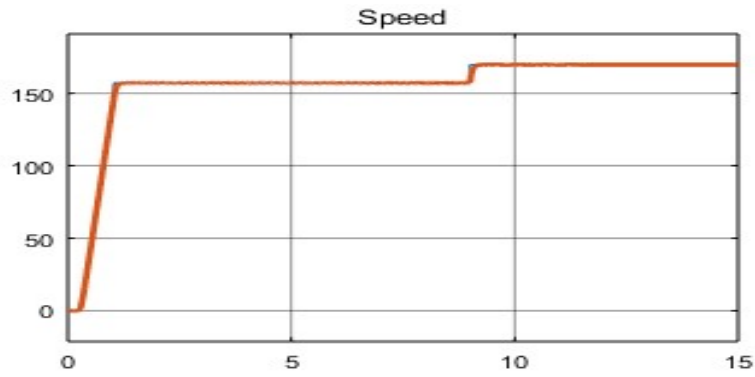


Figure 4.33. Réponse en vitesse (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink)

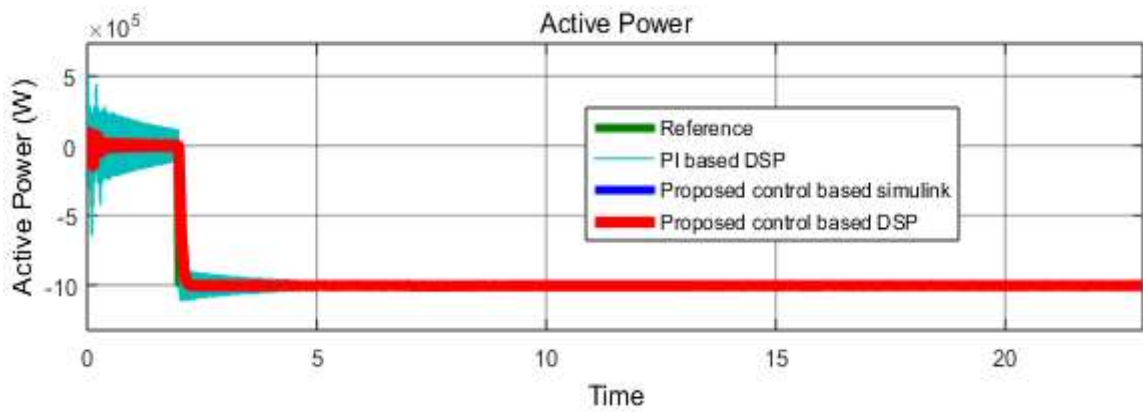


Figure 4.34. Évolution de la puissance active du stator (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink)

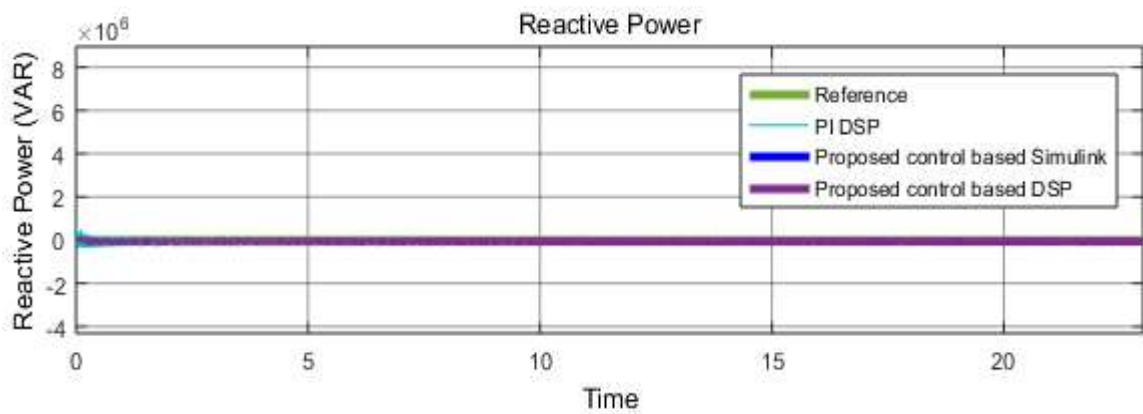


Figure 4.35. Évolution de la puissance réactive du stator (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink)

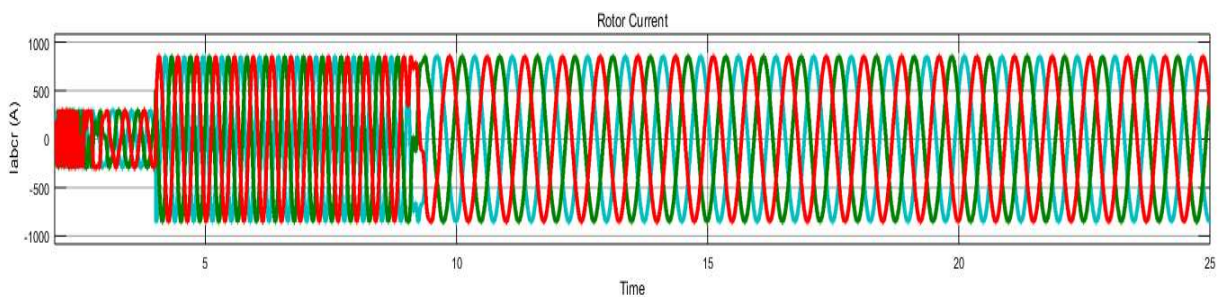


Figure 4.36. Évolution du courant rotorique (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink)

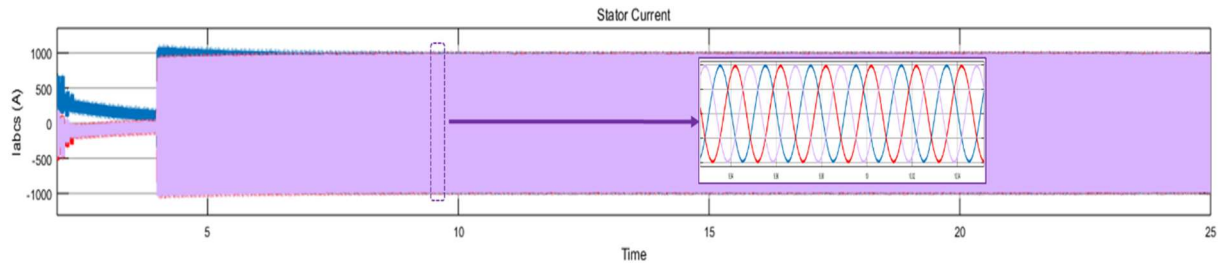


Figure 4.37. Évolution du courant statorique (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink)

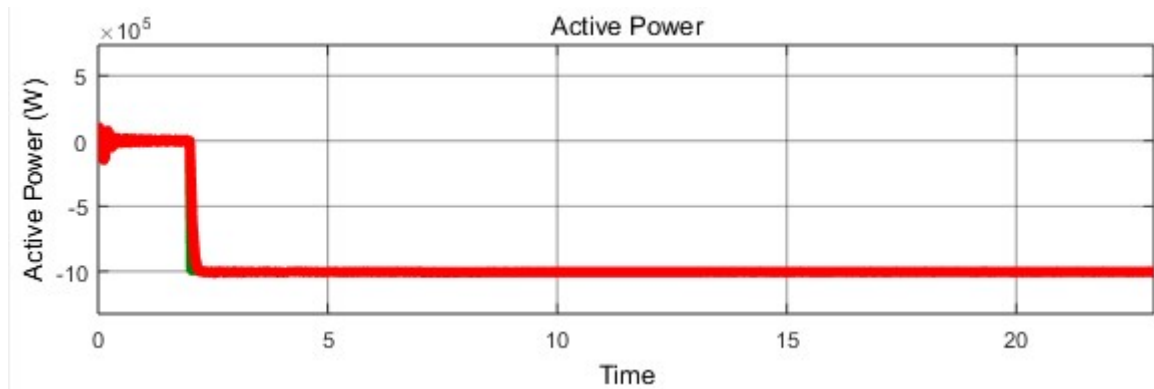


Figure 4.38. Évolution de la puissance du stator pour une variation de 50% des valeurs de R_r , R_s , L_r et L_s (Combinaison backstepping CMGOS-DSP-Simulink)

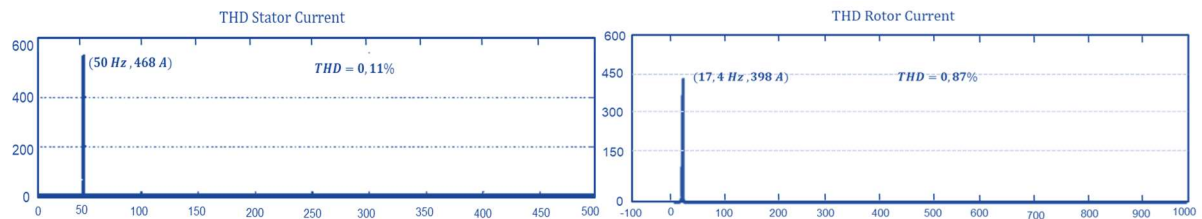


Figure 4.39. Analyse harmonique des courants simples créés au stator et au rotor

Les principales conclusions à tirer de ces résultats sont les suivantes :

- Les résultats obtenus démontrent que la stratégie de contrôle proposée offre de bonnes performances statiques et dynamiques du système ;
- Le suivi des points de consigne, la robustesse et la rapidité de réponse sont atteints ;
- Les résultats, de la mise en œuvre des contrôles suggérés sur la DSP en tant que HIL, confirment les résultats obtenus dans Simulink. En conséquence, l'efficacité de ce contrôle a été vérifiée.

Pour revérifier la précision du modèle du système étudié et les performances des lois de commande proposées, nous avons confronté les résultats obtenus avec ceux issus des réalisations expérimentales [30][177][178] (Voir tableau 4.4). Ainsi les performances réalisées sous la plateforme de cosimulation DSP in the loop proposée convergent vers celles obtenues par ces données expérimentales.

7. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'élaboration d'une stratégie de contrôle pour les GADAs connectées au réseau et intégrées dans un SCEE fonctionnant à vitesse variable. Ce travail a atteint deux objectifs :

contribuer à l'optimisation de la production d'un système d'énergie éolienne équipé d'une GADA, grâce à un système de contrôle non linéaire robuste utilisant des outils d'automatisation avancés et valider ces lois de contrôle en utilisant des calculateurs numériques (DSP) et en employant la technique HIL.


À travers ce chapitre, dans un premier temps, des lois de commande basées sur les techniques de contrôle à structure variable ont été établies, cette structure communément appelée le mode glissant a été associée à l'algorithme de super-twisting pour la commande mode glissant d'ordre supérieur afin de contrôler séparément les deux convertisseurs coté réseau (CCR) et coté machine (CCM) et de développer une stratégie dans l'objectif de maximiser l'extraction de l'énergie éolienne (MPPT) pour une éolienne à vitesse variable. Dans un deuxième temps, le backstepping a été conçu pour contrôler les convertisseurs bidirectionnels (CCM, CCR et filtre) reliant les enroulements du rotor de la GADA au réseau et pour suivre le maximum de puissance. En troisième lieu, une stratégie basée sur la combinaison de ces deux approches assurant le contrôle de la puissance active et réactive produite par la GADA dans un système de conversion de l'énergie éolienne ainsi que la possibilité de l'amélioration de la qualité d'énergie électrique fournie au réseau a été appliquée.

Enfin, le modèle de commande sur DSP a été établi, puis le code sur TMS320F2833 DSP a été validé comme co-simulation (Hardware in the Loop) interagissant avec le modèle du SCEE basé sur la GADA en SIMULINK. Les résultats de l'implémentation de DSP en co-simulation sont similaires à ceux obtenus avec la simulation dans Simulink.

La comparaison établie dans ce chapitre, entre le contrôleur PI et les contrôleurs proposés, a prouvé la robustesse de ces derniers en terme de sensibilité aux variations de paramètres et de réponse transitoire sous les variations de vitesse du vent qui peuvent avoir effet sur la qualité de l'énergie produite. Les résultats présentés ont montré que cette combinaison améliorée pourrait être une solution intéressante pour les systèmes basés sur la GADA connectée au réseau pour la conversion de l'énergie éolienne.

	Générateur	Validation	Technique de commande	THD (%)	Robustesse à la variation paramétrique
[178]	PMSG	Simulation basée sur un profil réel de la vitesse du vent (Site de Dakhla)	Backstepping	1,13	Peu d'influence
[177]	DFIG	Réalisation pratique	IRFOC PI	5	Peu d'influence
[30]	DFIG	Réalisation pratique	SMC	----	Aucune influence
Notre travail proposé	DFIG	Co simulation HIL	-----	0,87	Aucune influence

Tableau 4.4. Comparaison des résultats obtenus avec ceux issus des réalisations expérimentales



**CHAPITRE 5 : SYNTHÈSE ET
IMPLÉMENTATION SUR DSP DES LOIS
DE COMMANDE AVANCÉE À BASE
D'OBSERVATEURS DU SCEE**

1. Introduction

La conception des algorithmes de commande robuste nécessite des capteurs permettant de mesurer à chaque instant une valeur de l'état réel du système. Ces capteurs sont parfois trop coûteux ou difficiles à réaliser pour des raisons techniques et/ou économiques. D'ailleurs, l'utilisation des capteurs physiques dans une structure de commande des machines électriques, notamment dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne, engendre les contraintes suivantes :

- un coût supplémentaire des capteurs et de leurs électroniques associées ;
- l'encombrement dû à l'installation des capteurs et à leur câblage ;
- la sensibilité des capteurs à leur environnement (température, bruit, oscillations mécaniques, compatibilité électromagnétique, etc.) ;
- la possibilité de défaillance d'un capteur ou d'une de ses connexions, ce qui réduit la fiabilité du système.

Mesurer toutes les variables d'état avec les capteurs physiques dans le but de valider convenablement les lois de commande n'est pas réalisable pour une application industrielle, en particulier pour les applications embarquées. En effet, mis à part le prix et la place occupée par les capteurs, le nombre des convertisseurs A/D, une grande source de consommation énergétique, augmente avec le nombre des capteurs. Afin de réduire le plus possible le nombre des capteurs dans l'objectif de l'intégration du système, la technique d'observateur est utilisée pour estimer en ligne les états non mesurables à partir des informations données par les capteurs physiques.

Les « capteurs logiciels » ou capteurs informatiques appelés observateurs d'état, sont des algorithmes implémentés sur un ordinateur pour reconstituer en temps réel l'état courant d'un système, à partir des mesures disponibles des sorties et des entrées du système et une connaissance à priori du modèle mathématique du système.

Dans ce chapitre, certaines optimisations seront apportées aux commandes avancées développées dans les chapitres précédents en utilisant des observateurs d'état. Tout d'abord, la notion d'observation et d'observateurs sera abordée en discutant l'observabilité du système étudié. Ensuite, les observateurs à base de filtre de Kalman étendu, l'observateur classique à grand gain, l'observateur à mode glissant et l'observateur MRAS adaptatif seront employés pour observer certaines grandeurs du système éolien connecté au réseau électrique afin de réduire la complexité et le coût du matériel, atteindre une robustesse mécanique accrue, opérer dans les environnements hostiles, présenter une fiabilité plus élevée et assurer une inertie inchangée du système.

Pour résoudre le problème majeur de certains observateurs qui est l'effet déstabilisant du phénomène de pic, la conception d'un observateur non linéaire robuste basé sur un observateur flou dynamique à grand gain sera développée également dans ce chapitre. L'application de ces observateurs dans le SCEE basé sur la MADA connecté au réseau sera divisée en quatre parties : l'observation des grandeurs mécaniques (couple et vitesse), l'observation des variables d'état du modèle de la machine, l'observation des paramètres de la GADA et l'observation de la perte de puissance dans les convertisseurs et le courant

du bus continu. Le nouvel observateur non linéaire proposé sera combiné avec des commandes non linéaires robustes pour contrôler le SCEE. Le tout sera implémenté sur une carte DSP TMS320F28335. À travers les résultats de la mise en œuvre du DSP en HIL, nous prouverons que cette combinaison améliorée augmente les performances souhaitées.

2. L'observabilité et les observateurs des systèmes non linéaires

2.1. État de l'art

L'observation des systèmes est le domaine permettant d'estimer les grandeurs qui ne sont pas mesurables, et l'observateur est l'outil mathématique faisant office du capteur logiciel, permettant de collecter une estimation de l'état inconnu recherché. Cette estimation ne peut se faire en général qu'avec une connaissance de modèle du système étudié, mais aussi par la connaissance des différentes sorties et entrées de ce dernier. Une intense activité de recherche a été ainsi consacrée à travers le monde sur l'étude de ce problème d'observation et sur la synthèse d'observateurs qui en résulte, pour différents types de système.

Les premières recherches sur les observateurs ont été publiées vers les années 1960 par Kalman [133][134] et plus tard par Luenberger [135]. Les chercheurs s'intéressent depuis ce temps à la conception d'observateurs d'état pour des systèmes linéaires invariants dans le temps dans un environnement déterministe ou stochastique.

La non-linéarité et la non-stationnarité des systèmes industriels ont incité les chercheurs à développer des approches d'observateurs linéaires étendus telles que le filtre de Kalman étendu [134]. L'inconvénient majeur de ce type d'observateur est la difficulté de résoudre l'équation mesurable du système [136][133][137]. À ce niveau, la transformation non linéaire est souvent difficile et l'application est réservée à une petite classe de systèmes non linéaires.

Une autre approche est apparue, vers les années 90, qui consiste à faire bon usage des techniques d'inégalités matricielles linéaires (IMT) [136]. Cette méthode consiste à synthétiser le gain de l'observateur en résolvant un système d'IMT, par exemple l'observateur généralisé de Luenberger, mais l'inconvénient majeur de cette méthode est la difficulté relative à trouver une solution pour le système d'IMT considéré.

Les observateurs à grand gain [138][139][139] sont des observateurs non linéaires qui tiennent compte de la non-stationnarité et de la non-linéarité des processus industriels et assurent en même temps une bonne estimation de l'état réel avec un ajustement facile du vecteur de gain [140][141][142]. Ils ont été introduits pour la première fois par Gauthier et al. dans [143][144]. La principale caractéristique de cet observateur est sa facilité de mise en œuvre et d'ajustement au moyen d'un seul paramètre de synthèse. La méthode du MRAS repose sur la comparaison des grandeurs obtenues de deux façons différentes, d'un côté par un calcul ne dépendant pas explicitement de la variable (modèle de référence) et d'autre côté par un calcul dépendant explicitement de la variable (modèle adaptatif). Cette méthode développée par Schauder [145][146][147][148] est connue sous le nom d'origine anglo-saxonne Model Reference Adaptive System (MRAS). D'autres types d'observateurs d'état pour les systèmes non linéaires ont été suggérés vers les années 1980 [143][149][150][151]. Tout d'abord, les chercheurs ont proposé la

synthèse d'un observateur pour une classe de systèmes non linéaires dont le système d'erreur est linéarisable en utilisant des transformations d'état qui rendent les non-linéarités du système dépendantes uniquement des entrées et sorties.

2.2. Observabilité

Un observateur d'état ou reconstituteur d'état est un capteur logiciel qui permet de reconstruire les variables d'état internes d'un système à partir des entrées et sorties du système réel.

L'observateur ou l'estimateur d'état a comme entrées les entrées et les sorties du système réel et comme sorties le vecteur d'état estimé.

L'observabilité d'un système assure la reconstruction de l'état courant à partir de la seule connaissance des entrées et des sorties disponibles sur un intervalle de temps.

Un système est dit observable si à partir des mesures des entrées et de sorties on peut reconstruire l'état initial du système. Le schéma fonctionnel d'un observateur d'état est illustré par la figure 5.1.

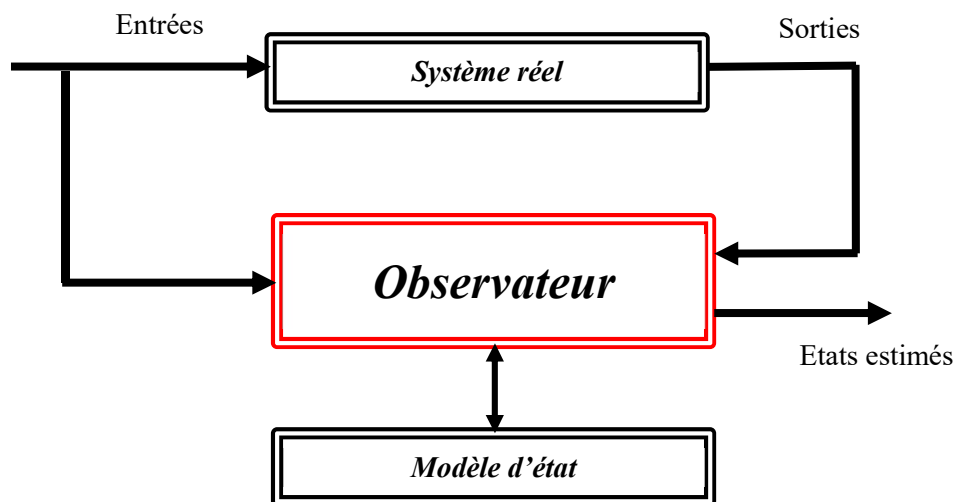


Figure 5.1. Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

Avant d'entamer la procédure de conception d'un observateur pour un système dynamique, il est important et nécessaire de s'assurer que l'état peut être estimé à partir des informations sur l'entrée et la sortie. C'est en d'autres termes, s'assurer que le système est observable.

Pour un système présenté par le système des équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (5.1)$$

Un observateur d'état est présenté sur la figure 5.2. Cette structure fait apparaître d'abord la présence d'un estimateur d'état fonctionnant en boucle ouverte caractérisé par la même dynamique que celle du système.

La dynamique désirée en boucle fermée par cet observateur est obtenue par l'introduction d'un vecteur (ou matrice dans le cas multivariable) des gains L .

Pour un système non linéaire défini par la relation (5.1), l'observateur d'état s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + L \cdot (y - \hat{y}) \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \quad (5.2)$$

Contrairement aux systèmes linéaires, il n'existe pas de définition universelle de l'observabilité pour les systèmes non linéaires. Mais, la définition des types d'observabilité correspond à des approches locales ou globales, dépendantes ou non des entrées.

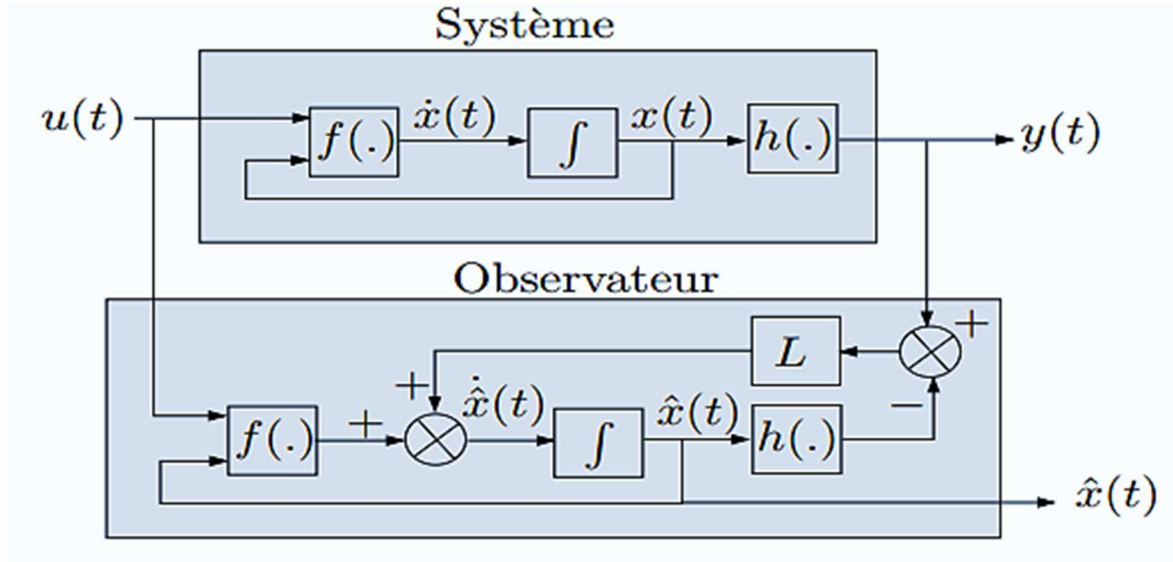


Figure 5.2. Principe d'estimation d'un observateur d'état

Dans ce qui suit, les différentes définitions de l'observabilité seront données en considérant le système non-linéaire décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) \\ y(t) = h(x(t)) = (h^1(x(t)), h^2(x(t)), \dots, h^p(x(t)))^T \end{cases} \quad (5.3)$$

Avec $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est l'état, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ est la sortie et f et h sont des fonctions analytiques.

L'observabilité est basée sur la possibilité de différencier deux conditions initiales distinctes. On parlera ainsi de la distinguabilité d'un couple de conditions initiales.

Définition 1 (Distinguabilité [152][153][154]) : Deux états initiaux $x(t_0) = x_{01}$ et $x(t_0) = x_{02}$ tels que $x_{01} \neq x_{02}$ sont dits distinguables pour le système (5.3), si $\forall t > t_0$, on a les sorties correspondantes $y_1(t)$ et $y_2(t)$ vérifient $y_1(t) \neq y_2(t)$.

Définition 2 (Observabilité [152][153][154]) : Le système (5.3) est dit observable en x_0 si x_0 est distinguable de tout $x \in \mathbb{R}^n$. Le système (5.3) est observable si $\forall x_0 \in \mathbb{R}^n$, x_0 est distinguable.

Si les entrées et les sorties ($u(t)$ et $y(t)$) sont connues, alors leurs dérivées successives peuvent être évaluées. Il s'agit ici d'une condition nécessaire à l'observabilité des systèmes non linéaires.

Le système non linéaire suivant est pris en considération :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (5.4)$$

Avec $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ et $h: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$. L'expression de $y(t)$, au voisinage de t_0 , est déterminée comme suit :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} y^{(k)}(t) \frac{(t-t_0)^k}{k!} \quad (5.5)$$

Donc, d'après (5.4) :

$$y^{(1)}(t) = \frac{dh(x(t))}{dt} = \frac{\partial h(x(t))}{\partial x} \cdot \frac{dx(t)}{dt} = \frac{\partial(x(t))}{\partial x} \cdot f(x(t)) = L_f^1 h(x(t)) \quad (5.6)$$

Avec $L_f^1 h(x(t))$ est la dérivée de Lie de la fonction h par rapport à la fonction f à l'ordre un. En effet, les dérivées successives de Lie de la fonction h par rapport à la fonction f sont défini comme étant :

$$L_f^k h(x(t)) = L_f^k [L_f^{k-1} h(x(t))] \text{ avec } L_f^0 h(x(t)) = h(x) = y(t) \quad (5.7)$$

De même :

$$\begin{aligned} y^{(2)}(t) &= \frac{d^2 h(x(t))}{dt^2} = \frac{d \left[\frac{dh(x(t))}{dt} \right]}{dt} = \frac{d [L_f^1 h(x(t))]}{dt} \\ &= \frac{\partial [L_f^1 h(x(t))]}{\partial x} \cdot \frac{dx(t)}{dt} = \frac{\partial [L_f^1 h(x(t))]}{\partial x} \cdot f(x(t)) = L_f [L_f^1 h(x(t))] \\ &= L_f^2 h(x(t)) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Par conséquent, la propriété (5.7) est également vérifiée à l'ordre 2 et il est alors facile de la vérifier jusqu'à l'ordre n :

$$y^n(t) = L_f^n h(x(t)) \quad \forall n \in \mathbb{N} \quad (5.9)$$

Ainsi, l'expression de $y(t)$ peut être écrite comme suit :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} L_f^k h(x(t)) \frac{(t-t_0)^k}{k!} \quad (5.10)$$

Maintenant, en considérant deux sorties $y_1(t)$ et $y_2(t)$, avec $y_1(t) \neq y_2(t)$. Le fait que (5.2) est observable et selon l'équation (5.10), si x_{01} et x_{02} sont les états initiaux relatifs aux sorties y_1 et y_2 respectivement, alors il existe un rang i tel que :

$$L_f^i h(x_{01}(t)) \neq L_f^i h(x_{02}(t)) \quad (5.11)$$

D'où la condition d'observabilité :

Condition 1 : Le système (5.2) est dit observable si pour tout point $x \in \mathbb{R}^n$, les n vecteurs $O = \{L_f^{i-1} h: i = 1, \dots, n\}$ sont linéairement indépendants et constituent une base de l'espace d'observation Ω c'est à dire : $\dim(O) = n$.

Où n est la dimension de l'espace d'observation.

Cette condition est appelée également condition du rang.

3. Observateurs pour le système de conversion d'énergie éolienne à base de la GADA

3.1. Étude de l'observabilité du système

Le modèle d'espace d'état de la GADA, présenté au deuxième chapitre, peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{V_{sd}}{\sigma L_s} - \frac{R_s I_{sd}}{\sigma L_s} + \frac{MR_r I_{rd}}{\sigma L_s L_r} - \frac{MV_{rd}}{\sigma L_s L_r} + \omega_s I_{sq} + p\omega \left(\frac{M^2 I_{sq}}{\sigma L_s L_r} + \frac{MI_{rq}}{\sigma L_s} \right) \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{V_{sq}}{\sigma L_s} - \frac{R_s I_{sq}}{\sigma L_s} + \frac{MR_r I_{rq}}{\sigma L_s L_r} - \frac{MV_{rq}}{\sigma L_s L_r} - \omega_s I_{sd} - p\omega \left(\frac{M^2 I_{sd}}{\sigma L_s L_r} + \frac{MI_{rd}}{\sigma L_s} \right) \end{cases} \quad (5.12)$$

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{V_{rd}}{\sigma L_r} - \frac{R_r I_{rd}}{\sigma L_r} + \frac{MR_s I_{sd}}{\sigma L_s L_r} - \frac{MV_{sd}}{\sigma L_s L_r} + \omega_r I_{rq} - p\omega \left(\frac{M^2 I_{rq}}{\sigma L_s L_r} + \frac{MI_{sq}}{\sigma L_r} \right) \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{V_{sq}}{\sigma L_r} - \frac{R_r I_{rq}}{\sigma L_r} + \frac{MR_s I_{sq}}{\sigma L_s L_r} - \frac{MV_{sq}}{\sigma L_s L_r} - \omega_r I_{rd} + p\omega \left(\frac{M^2 I_{sd}}{\sigma L_s L_r} + \frac{MI_{rd}}{\sigma L_r} \right) \end{cases} \quad (5.13)$$

$$\begin{cases} \frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{T_m - K \cdot \Omega_m - T_{em}}{J} \\ \frac{dT_{em}}{dt} = \lambda(t) \end{cases} \quad (5.14)$$

Sous la forme compacte, les équations (5.12), (5.13) et (5.14) peuvent se réécrire comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, v, u) + B \cdot \lambda(t) \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (5.15)$$

Avec :

$$B = [0, 0, 0, 0, 0, 1] ; x = [I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}, \Omega_m, T_{em}]^T = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T ;$$

$$h(x) = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T = [I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}]^T ; u = [V_{rd}, V_{rq}] ; v = [V_{sd}, V_{sq}]$$

$$f = [\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_3, \dot{x}_4, \dot{x}_5, 0]^T$$

D'après la condition 1, le système décrit par l'équation (5.15) est observable si le rang de la matrice jacobéenne de la fonction $l(x)$ est égal à n : $\dim(O) = n$.

Soient les équations suivantes :

$$\begin{cases} \alpha_{1d} = \frac{V_{sd}}{\sigma L_s} - \frac{R_s I_{sd}}{\sigma L_s} + \frac{MR_r I_{rd}}{\sigma L_s L_r} - \frac{MV_{rd}}{\sigma L_s L_r} + \omega_s I_{sq} \\ \alpha_{1q} = \frac{V_{sq}}{\sigma L_s} - \frac{R_s I_{sq}}{\sigma L_s} + \frac{MR_r I_{rq}}{\sigma L_s L_r} - \frac{MV_{rq}}{\sigma L_s L_r} - \omega_s I_{sd} \end{cases} \quad (5.17)$$

$$\begin{cases} \alpha_{2d} = \frac{V_{rd}}{\sigma L_r} - \frac{R_r I_{rd}}{\sigma L_r} + \frac{MR_s I_{sd}}{\sigma L_s L_r} - \frac{MV_{sd}}{\sigma L_s L_r} + \omega_r I_{rq} \\ \alpha_{2q} = \frac{V_{sq}}{\sigma L_r} - \frac{R_r I_{rq}}{\sigma L_r} + \frac{MR_s I_{sq}}{\sigma L_s L_r} - \frac{MV_{sq}}{\sigma L_s L_r} - \omega_r I_{rd} \end{cases} \quad (5.18)$$

$$\begin{cases} \beta_{1d} = \frac{pM^2 I_{sq}}{\sigma L_s L_r} + \frac{pMI_{rq}}{\sigma L_s} \\ \beta_{1q} = \frac{pM^2 I_{sd}}{\sigma L_s L_r} + \frac{pMI_{rd}}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (5.19)$$

$$\begin{cases} \beta_{2d} = -\frac{pM^2 I_{rq}}{\sigma L_s L_r} - \frac{pMI_{sq}}{\sigma L_r} \\ \beta_{2q} = \frac{pM^2 I_{sd}}{\sigma L_s L_r} + \frac{pMI_{rd}}{\sigma L_r} \end{cases} \quad (5.20)$$

Donc, les dynamiques des courants peuvent être réécrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \alpha_{1d} + \omega \beta_{1d} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \alpha_{1q} + \omega \beta_{1q} \end{cases} \quad (5.21)$$

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \alpha_{2d} + \omega \beta_{2d} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \alpha_{2q} + \omega \beta_{2q} \end{cases} \quad (5.22)$$

D'après (2.39), l'équation du couple électromagnétique est donnée par :

$$T_{em} = pM (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \quad (5.23)$$

Sa dérivée peut s'écrire comme suit :

$$\frac{dT_{em}}{dt} = pM \gamma_1 + pM \omega \gamma_2 \quad (5.24)$$

Avec :

$$\begin{cases} \gamma_1(x, u, v) = \alpha_{2d} I_{sq} + \alpha_{1q} I_{rd} - \alpha_{2q} I_{sd} - \alpha_{1d} I_{rq} \\ \gamma_2(x, u, v) = \beta_{2d} I_{sq} + \beta_{1q} I_{rd} - \beta_{2q} I_{sd} - \beta_{1d} I_{rq} \end{cases} \quad (5.25)$$

Soit O la matrice jacobéenne de $l(x)$:

$$O = \frac{\partial l(x)}{\partial x} \quad (5.26)$$

Avec $l(x) = [L_f^0 h \ L_f^1 h \ L_f^2 h]^T$, $L_f^0 h = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$, $L_f^1 h = [f_1, f_2, f_3, f_4]^T$ et

$$L_f^2 h = [\text{grad} f_1 \cdot f, \text{grad} f_2 \cdot f, \text{grad} f_3 \cdot f, \text{grad} f_4 \cdot f]^T$$

Après les calculs, seize cas sont possibles pour évaluer l'observabilité du système. Par conséquent le jacobéen est de range égal à n si et seulement si les conditions suivantes sont satisfaites :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 -p^2 M^2 (I_{rq} L_r + I_{sq} M)^2 \neq 0 \\
 -p^2 M^2 (I_{rd} L_r + I_{sd} M)(I_{rq} L_r + I_{sq} M) \neq 0 \\
 p^2 M L_s (I_{rq} L_r + I_{sq} M)^2 \neq 0 \\
 -p^2 M L_s (I_{rd} L_r + I_{sd} M)(I_{rq} L_r + I_{sq} M) \neq 0 \\
 p^2 M^2 (I_{rd} L_r + I_{sd} M)(I_{rq} L_r + I_{sq} M) \neq 0 \\
 -p^2 M^2 (I_{rd} L_r + I_{sd} M)^2 \neq 0 \\
 -p^2 M L_s (I_{rd} L_r + I_{sd} M)(I_{rq} L_r + I_{sq} M) \neq 0 \\
 p^2 M L_s (I_{rd} L_r + I_{sd} M)^2 \neq 0 \\
 p^2 M L_s (I_{rq} L_r + I_{sq} M)^2 \neq 0 \\
 -p^2 M L_s (I_{rd} L_r + I_{sd} M)(I_{rq} L_r + I_{sq} M) \neq 0 \\
 -p^2 L_s^2 (I_{rq} L_r + I_{sq} M)^2 \neq 0 \\
 p^2 L_s^2 (I_{rd} L_r + I_{sd} M)(I_{rq} L_r + I_{sq} M) \neq 0 \\
 -p^2 M L_s (I_{rd} L_r + I_{sd} M)(I_{rq} L_r + I_{sq} M) \neq 0 \\
 p^2 M L_s (I_{rd} L_r + I_{sd} M)^2 \neq 0 \\
 p^2 L_s^2 (I_{rd} L_r + I_{sd} M)(I_{rq} L_r + I_{sq} M) \neq 0 \\
 -p^2 L_s^2 (I_{rq} L_r + I_{sq} M)^2 \neq 0
 \end{array} \right. \quad (5.27)$$

Les conditions ci-dessus peuvent être résumer par :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = I_{rd} L_r + I_{sd} M \neq 0 \\ \varphi_{rq} = I_{rq} L_r + I_{sq} M \neq 0 \end{cases} \quad (5.28)$$

Ce qui montre que le système est observable si et seulement si le flux rotorique est non nul, autrement dit, l'observabilité est perdue au point où le flux du rotor est nul.

Par conséquent le système est inobservable si :

- Le flux rotorique tend vers zéro ou en d'autres termes, pas de couple électromagnétique de la machine ;
- La GADA reste à l'arrêt ou elle ne se connecte pas au réseau électrique ou en d'autres termes les courants du rotor et du stator sont presque nuls ;
- Les paramètres de la GADA (M, L_r, L_s, \dots) sont nuls vu que les enroulements de la machine sont défectueux.

3.2. Observation de la vitesse du rotor et du couple mécanique

La commande reste inchangée comme dans le troisième et le quatrième chapitre, mais cette fois le couple ne sera pas mesuré, mais plutôt observé ou estimé.

3.2.1. Observateur grand gain pour le couple mécanique

À partir de la relation (2.19), les variables d'état suivantes sont définies :

$$\begin{cases} x_1 = \Omega_m \\ x_2 = \frac{T_m}{J} \end{cases} \quad (5.29)$$

Le système d'équations d'état suivant est obtenu :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 - \frac{T_{em}}{J} - \frac{K \cdot x_1}{J} \\ \dot{x}_2 = \lambda'(t) \end{cases} \quad (5.30)$$

La fonction f est supposée bornée, en écriture matricielle, le système sera exprimé comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + \varphi(x, u) + \xi(t) \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (5.31)$$

$$\text{Avec : } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0], \varphi(x, u) = \begin{bmatrix} -Kx_1 - u \\ J \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } \xi(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda'(t) \end{bmatrix}$$

Il est à noter que $\varphi(x, u)$ est globalement lipchitzienne et la constante de Lipchitz est $\frac{K}{J}$.

Considérons l'observateur grand gain suivant, θ étant le gain de l'observateur [155][140][144]:

$$\dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} + \varphi(\hat{x}, u) - \theta \cdot \Delta_b^{-1} \cdot S^{-1} \cdot C^T C (\hat{x} - x) \quad (5.32)$$

$$\text{Avec : } \Delta_b = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\theta} \end{bmatrix}, S = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix}$$

S est la solution de l'équation suivante :

$$S + A^T S + S A - C^T C = 0 \quad (5.33)$$

La dynamique de l'erreur d'observation $\tilde{x} = (\hat{x} - x)$ peut être déduite des relations (5.31) et (5.32):

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} - \theta \cdot \Delta_b^{-1} \cdot S^{-1} \cdot C^T C \cdot \tilde{x} + \varphi(\hat{x}, u) - \varphi(x, u) - \xi(t) \quad (5.34)$$

Les relations suivantes peuvent être aisément vérifiées :

$$\Delta_b \cdot A \cdot \Delta_b^{-1} = \theta \cdot A \text{ et } C \cdot \Delta_b = C \quad (5.35)$$

Le changement de variable suivant est introduit :

$$\bar{x} = \Delta_b (\hat{x} - x) = \Delta_b \cdot \tilde{x} \text{ et } \tilde{x} = \Delta_b^{-1} \cdot \bar{x} \quad (5.36)$$

En dérivant, on aura :

$$\dot{\bar{x}} = \Delta_b \cdot A \cdot \tilde{x} - \Delta_b \cdot \theta \cdot \Delta_b^{-1} S^{-1} C^T C \cdot \tilde{x} + \Delta_b \cdot \varphi(\hat{x}, u) - \Delta_b \cdot \varphi(x, u) - \Delta_b \cdot \xi(t) \quad (5.37)$$

$$\dot{\bar{x}} = \theta \cdot A \cdot \bar{x} - \theta \cdot S^{-1} C^T C \cdot \bar{x} + \Delta_b \cdot \varphi(\hat{x}, u) - \Delta_b \cdot \varphi(x, u) - \Delta_b \cdot \xi(t) \quad (5.38)$$

$$\dot{\bar{x}} = \theta (A - S^{-1} C^T C) \bar{x} + \Delta_b (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - \Delta_b \xi(t) \quad (5.39)$$

Pour étudier la convergence, une fonction candidate de Lyapunov est définie comme suit :

$$V = \bar{x}^T \cdot S \cdot \bar{x} \quad (5.40)$$

La dynamique de cette fonction de Lyapunov, s'exprime par :

$$\dot{V} = 2 \cdot \bar{x}^T \cdot S \cdot \dot{\bar{x}} \quad (5.41)$$

$$\dot{V} = 2 \cdot \theta \cdot \bar{x}^T \cdot S \cdot A \cdot \bar{x} - 2 \cdot \theta \cdot \bar{x}^T \cdot C^T C \cdot \bar{x} + 2 \cdot \bar{x}^T \cdot S \cdot \Delta_b \cdot (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - 2 \bar{x}^T S \Delta_b \xi(t) \quad (5.42)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\theta \cdot V + \theta \cdot \bar{x}^T C^T C \cdot \bar{x} + 2 \bar{x}^T S \Delta_\theta (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - 2 \bar{x}^T S \Delta_\theta \bar{\xi}(t) - 2 \cdot \theta \cdot \bar{x}^T C^T C \cdot \bar{x} \\ & - \theta \cdot V + \theta \cdot \bar{x}^T C^T C \cdot \bar{x} + 2 \bar{x}^T S \Delta_\theta (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - 2 \bar{x}^T S \Delta_\theta \bar{\xi}(t) - 2 \cdot \theta \cdot \bar{x}^T C^T C \cdot \bar{x} \end{aligned} \quad (5.43)$$

$$\begin{cases} \dot{V} = -\theta \cdot V + 2\theta \cdot \left(\frac{1}{2} \bar{x}^T C^T C \cdot \bar{x} - \bar{x}^T C^T C \cdot \bar{x} \right) + 2 \bar{x}^T S \Delta_b (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - 2 \bar{x}^T S \Delta_b \cdot \xi(t) \\ \dot{V} \leq -\theta \cdot V + 2 \bar{x}^T S \Delta_b (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - 2 \bar{x}^T S \Delta_b \cdot \xi(t) \end{cases} \quad (5.44)$$

Le signe de \dot{V} dépend essentiellement du terme suivant :

$$2 \bar{x}^T S \Delta_b (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - 2 \bar{x}^T S \Delta_b \cdot \xi(t)$$

Par conséquent :

$$\dot{V} \leq -\theta V + 2 \|\bar{x}\| \lambda_{\max}(S) (\|\Delta_b (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x))\| + \|\Delta_b \xi(t)\|) \quad (5.45)$$

$\lambda_{\max}(S)$: représente la plus grande valeur propre de S .

Les hypothèses suivantes sont envisageables :

$$\|\Delta_b (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x))\| \leq \chi \|\bar{x}\| \quad \text{et} \quad \|\lambda'(t)\| \leq \delta \quad \text{avec} \quad \chi = \frac{K}{J} \quad (5.46)$$

$$\text{Alors :} \quad \begin{cases} \dot{V} \leq -\theta V + 2 \|\bar{x}\|^2 \lambda_{\max}(S) \chi + 2 \|\bar{x}\| \lambda_{\max}(S) \frac{\delta}{\theta} \\ \dot{V} \leq -\theta V + c_1 V + c_2 \frac{\delta}{\theta} \sqrt{V} \end{cases} \quad (5.47)$$

$$\text{Où: } c_1 = 2 \frac{\lambda_{\max}(S)}{\lambda_{\min}(S)} \chi, \quad c_2 = 2 \frac{\lambda_{\max}(S)}{\sqrt{\lambda_{\min}(S)}}$$

En supposant les propositions suivantes :

$$\begin{cases} \theta_0 = \max\{1, c_1\} \\ \lambda = \sqrt{\frac{\lambda_{\max}(S)}{\lambda_{\min}(S)}} \\ \mu_\theta = \frac{\theta - c_1}{2} \\ M_\theta = 2 \frac{\lambda_{\max}(S)}{\lambda_{\min}(S) (\theta - c_1)} \end{cases} \quad (5.48)$$

Pour $\theta > \theta_0$, les inégalités suivantes peuvent être établies :

$$\|\tilde{x}(t)\| \leq \|\bar{x}(t)\| \leq \theta \lambda \exp(-\mu_\theta t) \|\tilde{x}(0)\| + M_\theta \delta \quad (5.48)$$

Avec $\hat{T}_m = J \cdot \hat{x}_2$, il vient que :

$$\tilde{T}_m = \hat{T}_m - T_m \leq J \left[\theta \lambda \exp(-\mu_\theta t) \|\tilde{x}(0)\| + M_\theta \delta \right] \quad (5.50)$$

M_θ diminue quand le gain de l'observateur θ augmente en permettant ainsi d'avoir une estimation pratique du couple mécanique.

3.2.2. Observateur de KALMAN étendu pour le couple mécanique

Le système à observer est décrit par le même système d'équations d'état précédent. x_1 et x_2 représentent respectivement la vitesse angulaire du rotor Ω_m et le couple mécanique T_m .

À partir de la relation (5.30), la relation d'état (5.51) peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot T_{em} \\ y = C \cdot X \end{cases} \quad (5.51)$$

$$\text{où } X = (x_1 \quad x_2)^T, \quad A = \begin{pmatrix} -K & 1 \\ J & 0 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} -1/J \\ 0 \end{pmatrix} \text{ et } C = (1 \quad 0)$$

Soit l'observateur de KALMAN suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A \cdot \hat{X} + B \cdot T_{em} + H \cdot (y - C \cdot \hat{X}) \\ \hat{y} = C \cdot \hat{X} \end{cases} \quad (5.52)$$

Le vecteur H est composé par : $H = (h_1 \quad h_2)^T$

L'erreur d'estimation est donnée par : $\tilde{X} = (\hat{X} - X)$

La dynamique de l'erreur est gouvernée par l'équation suivante :

$$\dot{\tilde{X}} = \dot{\hat{X}} - \dot{X} = (A - H \cdot C) \cdot \tilde{X} \quad (5.53)$$

Avec un choix judicieux du vecteur H, la matrice $A_0 = A - H \cdot C$ peut être introduite. H est choisi comme étant une matrice de Hurwitz permettant d'assurer la convergence exponentielle en temps fini de l'erreur $\tilde{X} = (\hat{X} - X)$ vers 0. Les valeurs estimées des états x_1 et x_2 sont exprimées par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \frac{-K}{J} \cdot \hat{x}_1 + \hat{x}_2 - \frac{1}{J} T_{em} + h_1 \cdot \tilde{x}_1 \\ \hat{x}_2 = h_2 \cdot \tilde{x}_1 \end{cases} \quad (5.54)$$

La valeur estimée du couple mécanique est exprimée par : $\hat{T}_m = J \cdot \hat{x}_2$

3.2.3. Observateur par mode glissant d'ordre supérieur pour le couple mécanique

À partir de la relation (2.17), l'observateur par mode glissant d'ordre 2, donné par la relation (5.55) basé sur l'algorithme du super-twisting [156], est introduit, où x représente l'image du couple mécanique, tel que : $\hat{T}_m = J \cdot x$

$$\begin{cases} \dot{\hat{\Omega}}_m = x - \frac{K}{J}\Omega_m - \frac{T_{em}}{J} - A_1 \left| \hat{\Omega}_m - \Omega_m \right|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{\Omega}_m - \Omega_m) \\ \dot{x} = -A_2 \text{sign}(\hat{\Omega}_m - \Omega_m) \end{cases} \quad (5.55)$$

Les deux coefficients A_1 et A_2 représentent des paramètres de synthèse de l'observateur.

Soit l'erreur d'observation suivante :

$$e_{\Omega_m} = (\hat{\Omega}_m - \Omega_m) \quad (5.56)$$

Soit alors :

$$\begin{cases} \ddot{e}_{\Omega_m} = -\frac{\dot{T}_m}{J} + \dot{u} \\ u = x - A_1 \left| e_{\Omega_m} \right|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_{\Omega_m}) \end{cases} \quad (5.57)$$

Si les gains A_1 et A_2 sont choisis avec les conditions suivantes :

$$\begin{cases} A_1 > \Phi_1 \\ A_2^2 \geq \frac{4\Phi_1(A_1 + \Phi_1)}{(A_1 - \Phi_1)} \end{cases} \quad (5.58)$$

Où Φ_1 est une constante positive qui satisfait $\left| \frac{\dot{T}_m}{J} \right| < \Phi_1$, ceci garantit la convergence en temps fini de e_{Ω_m} vers 0. Ainsi une approximation du couple aérodynamique par $\hat{T}_m = J \cdot \hat{x}$ peut être déduite.

3.2.4. Estimation de la vitesse rotorique par une nouvelle structure de Modèle adaptatif de référence (MRAS : Model Reference Adaptive System)

Le système adaptatif au modèle de référence est basé sur la comparaison des sorties des deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse), est appelé modèle de référence et le deuxième modèle ajustable.

L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse en appliquant la théorie de Lyapunov ou le critère de l'hyperstabilité de Popov. Cette vitesse est utilisée dans le modèle ajustable. L'estimateur MRAS se base sur la comparaison des flux, des courants, des forces électromotrices ou des puissances réactives instantanées. Chaque structure présente ses avantages et ses inconvénients. La plus populaire de ces méthodes est celle basée sur le flux rotorique. Malgré sa simplicité et ses performances qu'elle présente, cette approche souffre de sa dépendance vis-à-vis des variations de la résistance statorique en plus des difficultés qu'elle rencontre à la présence d'intégration pure dans le modèle de référence.

Pour résoudre ce type de problème, plusieurs solutions ont été proposées par plusieurs chercheurs. Parmi ces techniques, le MRAS basé sur la puissance réactive instantanée pour estimer la vitesse ; cette stratégie n'est pas assez performante[157][158][147].

Un autre type de MRAS basé sur la force électromotrice est développé ; les travaux publiés montrent que cette technique souffre des problèmes d'instabilité à basse vitesse et lorsque la résistance du stator varie. Pour surmonter ce problème, une autre approche basée sur le flux rotorique est développée afin

d'estimer simultanément la vitesse et la résistance du stator. Ce type est appelé MRAS mutuel. La stabilité de l'algorithme proposé et la synthèse des mécanismes d'adaptation sont réalisées en utilisant la théorie de l'hyperstabilité de Popov.

À partir des équations (2.32) et (2.33), le modèle de référence est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(V_{sd} - R_s I_{sd} - \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \right) \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(V_{sq} - R_s I_{sq} - \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \right) \end{cases} \quad (5.59)$$

Tandis que le modèle ajustable est déterminé par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\Phi}_{rd}}{dt} = \frac{-1}{T_r} \hat{\Phi}_{rd} - \hat{\omega}_r \hat{\Phi}_{rq} + \frac{L_m}{T_r} I_{sd} \\ \frac{d\hat{\Phi}_{rq}}{dt} = \frac{-1}{T_r} \hat{\Phi}_{rq} - \hat{\omega}_r \hat{\Phi}_{rd} + \frac{L_m}{T_r} I_{sq} \end{cases} \quad (5.60)$$

L'algorithme d'adaptation est choisi de telle façon à faire converger le modèle ajustable vers le modèle de référence en minimisant l'erreur et avoir une stabilité du système. Le mécanisme d'adaptation prend en entrée un signal d'erreur significatif de l'écart existant entre les deux estimateurs de flux, ce signal peut être défini par :

$$e_{\Phi_r} = \left(\Phi_{rq} \cdot \hat{\Phi}_{rd} - \Phi_{rd} \cdot \hat{\Phi}_{rq} \right) \quad (5.61)$$

Pour l'estimation de la vitesse, un schéma appelé modèle de tension est utilisé comme modèle de référence et un schéma appelé modèle de courant est utilisé comme modèle ajustable, de la même manière que pour le MRAS classique. Les rôles des estimateurs sont échangés pour identifier la résistance du stator, le modèle de courant définit le modèle de référence et le modèle de tension détermine le modèle ajustable.

Pour définir les mécanismes d'adaptation permettant d'estimer la vitesse du rotor et la résistance du stator en ligne, deux lois satisfaisant le critère de stabilité de Popov sont proposées :

$$\begin{cases} \hat{\omega}_r = k_{p\omega r} \cdot e_{\Phi_r} + k_{i\omega r} \cdot \int e_{\Phi_r} dt \\ \hat{R}_s = k_{pR_s} \cdot e_{\Phi_r} + k_{iR_s} \cdot \int e_{R_s} dt \end{cases} \quad (5.62)$$

$k_{p\omega r}$, k_{pR_s} , $k_{i\omega r}$ et k_{iR_s} sont les gains des deux contrôleurs PI formant les mécanismes d'adaptation. Les signaux d'erreur e_{Φ_r} et e_{R_s} , résultats de la comparaison des sorties des deux estimateurs de flux, sont exprimés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} e_{\Phi_r} = \left(\hat{\Phi}_{rq_v} \cdot \hat{\Phi}_{rd_1} - \hat{\Phi}_{rd_v} \cdot \hat{\Phi}_{rq_1} \right) \\ e_{R_s} = I_{sd} \cdot \left(\hat{\Phi}_{rd_v} - \hat{\Phi}_{rd_1} \right) + I_{sq} \cdot \left(\hat{\Phi}_{rq_v} - \hat{\Phi}_{rq_1} \right) \end{cases} \quad (5.63)$$

$\hat{\Phi}_{rdv}$ et $\hat{\Phi}_{rqv}$ étant les composantes du flux rotorique fournies par l'estimateur basé sur le modèle en tension, alors que $\hat{\Phi}_{rdi}$ et $\hat{\Phi}_{rqi}$ sont celles délivrées par l'estimateur basé sur le modèle en courant. Si les enroulements du moteur sont à la même température, leurs résistances varient proportionnellement, de telle sorte que la valeur de la résistance du rotor peut être calculée selon la relation suivante :

$$\hat{R}_r = \hat{R}_s \frac{R_{rn}}{R_{sn}} \quad (5.64)$$

R_{sn} et R_{rn} sont les valeurs nominales des résistances respectives du stator et du rotor. Cette hypothèse permet d'en déduire la valeur de la résistance du rotor à partir de la seule estimation de la résistance du stator, ce qui simplifie le contrôle et réduit son coût algorithmique.

La figure 5.3 décrit la structure de l'estimateur MRAS-Mutuel proposé [159][160] :

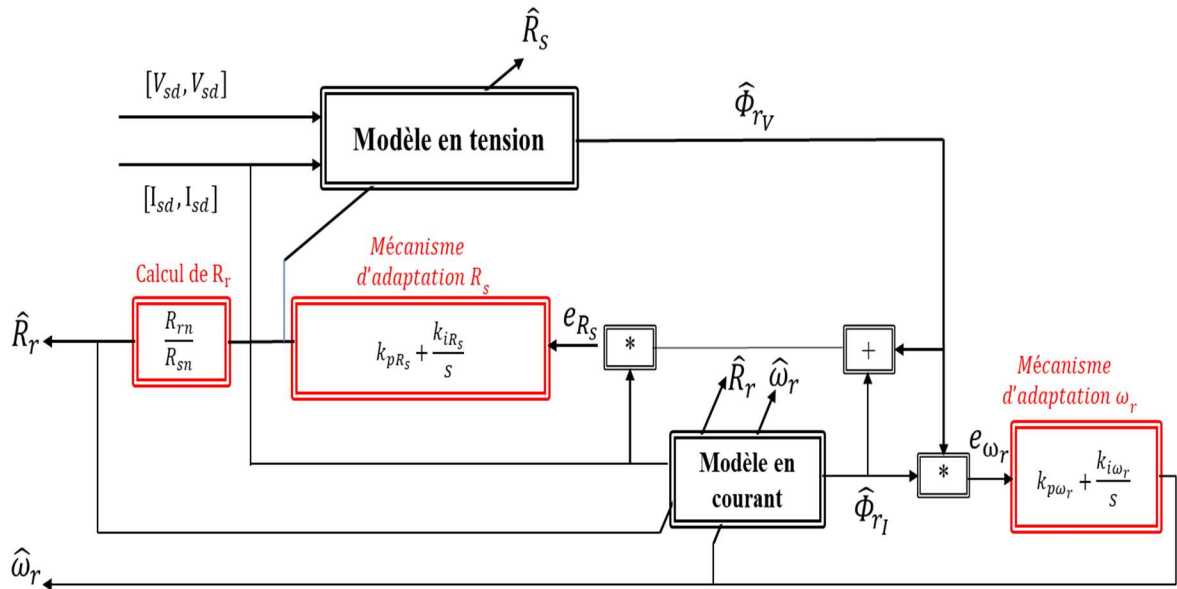


Figure 5.3. Nouvelle structure de l'estimateur MRAS-Mutuel

4. Synthèse d'un observateur à grand gain dynamique flou

4.1. Synthèse d'un observateur à grand gain dynamique

La simplicité de sa mise en œuvre est le principal avantage de l'observateur à grand gain (HGO : High Gain Observer), cependant, ce type d'observateur souffre d'un inconvénient qui réside dans le choix correct du paramètre de synthèse θ . Ce dernier choix est généralement fait après plusieurs tentatives afin de satisfaire le compromis entre la rapidité ou la précision de l'observateur et sa sensibilité au bruit de mesure.

En général, il faut choisir θ relativement important lors de la convergence. Une fois que les estimations des différentes variables d'état ont été obtenues, le paramètre de synthèse peut être diminué pour assurer la robustesse au bruit de mesure. Dans cette section, la synthèse d'un observateur à grand gain dynamique DHGO (Dynamic High Gain Observer) est proposée. Le DHGO adopte un paramètre de synthèse variant dans le temps et respectant une loi de type Ricatti [161].

Soit le système d'équations (5.31), l'observateur candidat est une dérivée de l'observateur à grand gain classique en adoptant le paramètre de synthèse θ variable au cours du temps comme mentionné ci-dessus [162]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} + \varphi(\hat{x}, u) - \theta \cdot \Delta_b^{-1} \cdot S^{-1} \cdot C^T \varepsilon(t) \\ \dot{\theta} = -\frac{\mu_1}{2} \theta(t) \left[\sigma'(\theta(t) - 1) - g(t) \gamma(\|\varepsilon(t)\|) \right]; \theta(t) \geq 0 \\ g(t) = \frac{M}{1 + \min\left(\rho, \frac{1}{T} \int_{\max(0, t-T)}^t \|\varepsilon(z)\|^2 dz\right)} \end{cases} \quad (5.65)$$

Avec : $\Delta_b = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\theta} \end{bmatrix}$, $S = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix}$, $\varepsilon(t) = C(\hat{x} - x)$.

- $\mu_1 \triangleq \frac{\lambda_M(Q)}{\lambda_m(\Omega)}$ où Q et Ω sont données respectivement par les équations (5.70) et (5.71).
- $\lambda_M(\cdot)$ et $\lambda_m(\cdot)$ sont respectivement la plus grande et la plus petite valeur propre de (\cdot) .
- $u(t)$ et $y(t)$ sont respectivement l'entrée et la sortie mesurées du système réel.
- Les réels $\rho, T, M > 0$ sont les paramètres de synthèse de l'observateur.
- $\gamma: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^+, \varepsilon(t) \rightarrow \gamma(\|\varepsilon(t)\|)$: une fonction croissante à valeurs réelles positives qui satisfait les propriétés suivantes :

i) $\gamma(0) = 0$

ii) $\gamma(x) > 0, x > 0$

S est la solution de l'équation suivante :

$$S + A^T S + SA - C^T C = 0 \quad (5.66)$$

Soit, maintenant, la matrice diagonale suivante :

$$\Lambda_b(\theta(t)) = \theta^{-\sigma} \Delta_b(\theta(t)) \quad (5.67)$$

Avec $\sigma > 0$ est un réel positif.

En tenant compte des structures de A et C , les identités suivantes peuvent être facilement vérifiées:

$$\begin{cases} \Lambda_b(\theta) \cdot A \cdot \Lambda_b^{-1}(\theta) = \Delta_b(\theta) \cdot A \cdot \Delta_b^{-1}(\theta) = \theta(t) \cdot A \\ C \cdot \Lambda_b^{-1}(\theta(t)) = \theta^{\sigma+1}(t) \cdot C \end{cases} \quad (5.68)$$

Également, il est facile de vérifier que :

$$\dot{\Lambda}_b(\theta(t)) = \frac{d}{dt} \Lambda_b(\theta(t)) = -\frac{\dot{\theta}}{\theta} (\sigma \cdot I_n + D) \Lambda_b(\theta(t)) \quad (5.69)$$

Avec D la matrice d'ordre $n \times n$ suivante : $D = \text{diag}(I_p, 2I_p, \dots, qI_p)$.

Alors, il existe un réel strictement positif $\sigma > 0$ telle que la matrice S Symétrique Définie Positive (SDP) d'ordre $n \times n$ [55, 58] vérifie [162][144] :

$$\begin{cases} \tilde{A}^T \cdot S + S \cdot \tilde{A} \leq -\sigma' S \\ DS + SD \geq 0 \end{cases} \quad (5.70)$$

Soit les définitions des matrices suivantes :

$$\begin{cases} Q = SD + DS \\ \Omega = (\sigma S + SD) + (\sigma S + SD) = Q + 2\sigma S \end{cases} \quad (5.71)$$

Il est facile de montrer que puisque $Q \geq 0$, alors la matrice Ω est semi-définie positive.

La dynamique de l'erreur d'observation $\tilde{x} = (\hat{x} - x)$ peut être déduite des relations (5.31) et (5.32):

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} - \theta \cdot \Lambda_\theta^{-1} \cdot S^{-1} \cdot C^T C \cdot \tilde{x} + \varphi(\hat{x}, u) - \varphi(x, u) - \xi(t) \quad (5.72)$$

Le changement de variable suivant est introduit :

$$\bar{x} = \Lambda_\theta(\hat{x} - x) = \Lambda_\theta \cdot \tilde{x} \quad \& \quad \tilde{x} = \Lambda_\theta^{-1} \cdot \bar{x} \quad (5.73)$$

En dérivant, on aura :

$$\dot{\bar{x}} = \Lambda_\theta \cdot \dot{\tilde{x}} - \dot{\Lambda}_\theta \cdot \Lambda_\theta^{-1} \cdot \bar{x} \quad (5.74)$$

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} = \Lambda_\theta \cdot A \cdot \Lambda_\theta^{-1} \bar{x} - \Lambda_\theta \cdot \theta \cdot \Lambda_\theta^{-1} S^{-1} C^T C \cdot \Lambda_\theta^{-1} \bar{x} + \Lambda_\theta \cdot (\varphi(\hat{x}, u) - \varphi(x, u)) \\ - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\sigma I_n + D) \bar{x} - \Lambda_\theta \cdot \xi(t) \end{aligned} \quad (5.75)$$

$$\dot{\bar{x}} = \theta \cdot A \cdot \bar{x} - \theta \cdot S^{-1} C^T C \cdot \bar{x} + \Lambda_\theta \cdot (\varphi(\hat{x}, u) - \varphi(x, u)) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\sigma I_n + D) \bar{x} - \Lambda_\theta \cdot \xi(t) \quad (5.76)$$

$$\dot{\bar{x}} = \theta \cdot (A - S^{-1} C^T C) \cdot \bar{x} + \Lambda_\theta \cdot (\varphi(\hat{x}, u) - \varphi(x, u)) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\sigma I_n + D) \bar{x} - \Lambda_\theta \cdot \xi(t) \quad (5.77)$$

Soit : $\tilde{A} = A - K \cdot C$, avec : $K = S^{-1} C^T$.

Pour étudier la convergence, une fonction candidate de Lyapunov est définie comme suit :

$$V = \bar{x}^T \cdot S \cdot \bar{x} \quad (5.78)$$

En effet, d'après (5.73) et (5.78) et puisque $\theta \geq I$, on a :

$$\forall t \geq 0 : \|\tilde{x}(t)\| \leq \|\bar{x}(t)\| \leq \frac{1}{\lambda_m(s)} \sqrt{V(\bar{x}(t))} \quad (5.79)$$

La dynamique de cette fonction de Lyapunov, s'exprime par :

$$\dot{V} = 2 \cdot \bar{x}^T \cdot S \cdot \dot{\bar{x}} \quad (5.80)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} = 2 \cdot \theta \cdot \bar{x}^T \cdot S \cdot \tilde{A} \cdot \bar{x} + 2 \cdot \bar{x}^T \cdot S \cdot \Lambda_\theta \cdot (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) \\ - 2 \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\sigma \cdot \bar{x}^T \cdot S \cdot \bar{x} + \bar{x}^T \cdot S \cdot D \cdot \bar{x}) - 2 \bar{x}^T S \cdot \Lambda_\theta \xi(t) \end{aligned} \quad (5.81)$$

$$\dot{V} = 2 \cdot \theta \cdot \bar{x}^T \cdot S \cdot \tilde{A} \cdot \bar{x} + 2 \cdot \bar{x}^T \cdot S \cdot \Lambda_\theta \cdot (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\bar{x}^T \cdot \Omega \cdot \bar{x}) - 2 \bar{x}^T S \cdot \Lambda_\theta \xi(t) \quad (5.82)$$

Avec Ω est la matrice semi-définie positive donnée par (5.70).

En utilisant (5.71), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V} = -\theta \cdot V + 2\theta \cdot \left(\frac{1}{2} \bar{x}^T C^T C \cdot \bar{x} - \bar{x}^T C^T C \cdot \bar{x} \right) + 2\bar{x}^T S A_\theta (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) \\ \quad \quad \quad - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\bar{x}^T \cdot \Omega \cdot \bar{x}) - 2\bar{x}^T S \cdot A_\theta \xi(t) \\ \dot{V} \leq -\sigma' \cdot \theta \cdot V + 2\bar{x}^T S A_\theta (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\bar{x}^T \cdot \Omega \cdot \bar{x}) - 2\bar{x}^T S \cdot A_\theta \xi(t) \end{array} \right. \quad (5.83)$$

Le signe de \dot{V} dépend essentiellement du terme suivant :

$$2\bar{x}^T S A_\theta (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\bar{x}^T \cdot \Omega \cdot \bar{x}) - 2\bar{x}^T S \cdot A_\theta \cdot \xi(t)$$

Par conséquent : $\dot{V} \leq -\sigma' \theta V + 2 \|\bar{x}\| \lambda_{\max}(S) (\|A_\theta (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x))\| + \|A_\theta \xi(t)\|) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\bar{x}^T \cdot \Omega \cdot \bar{x})$ (5.84)

Si $W(\bar{x}) = \bar{x}^T \cdot \Omega \cdot \bar{x}$ (5.85)

Alors: $\mu_1 \cdot W \triangleq \frac{\lambda_m(S)}{\lambda_M(\Omega)} \leq V \leq \frac{\lambda_M(S)}{\lambda_m(\Omega)} W \triangleq \mu_2 \cdot W$

(5.86)

Soit $\mu_2/\mu_1 = \mu(S)\mu(\Omega)$. En remplaçant $\theta/\dot{\theta}$ par son expression, on aura:

$$\dot{V} \leq -\sigma' \theta V + 2 \|\bar{x}\| \lambda_{\max}(S) (\|A_\theta (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x))\| + \|A_\theta \xi(t)\|) - \frac{\mu_1}{2} (\sigma' (\theta - 1) - g(t) \gamma (\|\varepsilon\|)) W \quad (5.87)$$

De nouveau, les hypothèses suivantes sont envisageables :

$$\|A_\theta (\varphi(\hat{x}) - \varphi(x))\| \leq \chi \|\bar{x}\| \quad \text{et} \quad \|f(t)\| \leq \delta \quad \text{avec} \quad \chi = \frac{K}{J} \quad (5.88)$$

Par la suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V} \leq -\sigma'_2 (\theta + 1) V + 2 \|\bar{x}\|^2 \lambda_{\max}(S) \chi + 2 \|\bar{x}\| \lambda_{\max}(S) \frac{\delta}{\theta} - \frac{\mu_1}{2\mu_1} g(t) \gamma (\|\varepsilon\|) V \\ \dot{V} \leq -\sigma'_2 (\theta + 1) V + c_1 V + c_2 \frac{\delta}{\theta} \sqrt{V} \end{array} \right. \quad (5.89)$$

Où: $c_1 = 2 \frac{\lambda_{\max}(S)}{\lambda_{\min}(S)} \chi - \frac{\mu_1}{2\mu_1} g(t) \gamma (\|\varepsilon\|)$, $c_2 = 2 \frac{\lambda_{\max}(S)}{\sqrt{\lambda_{\min}(S)}}$

En supposant les propositions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_0 = \max\{1, c_1\} \\ \lambda = \sqrt{\frac{\lambda_{\max}(S)}{\lambda_{\min}(S)}} \\ \mu_\theta = \frac{\theta - c_1}{2} \\ L_\theta = 2 \frac{\lambda_{\max}(S)}{\lambda_{\min}(S) (\theta - c_1)} \end{array} \right. \quad (5.90)$$

Pour $\theta > \theta_0$, les inégalités suivantes peuvent être établies :

$$\|\tilde{x}(t)\| \leq \|\bar{x}(t)\| \leq \theta \lambda \exp(-\mu_\theta t) \|\tilde{x}(0)\| + L_\theta \delta;$$

Avec $\hat{T}_m = J \cdot \hat{x}_2$, il vient que :

$$\tilde{T}_m = \hat{T}_m - T_m \leq J \left[\theta \lambda \exp(-\mu_\theta t) \|\tilde{x}(0)\| + L_\theta \delta \right] \quad (5.91)$$

L_θ diminue quand le gain de l'observateur θ augmente en permettant ainsi d'avoir une estimation pratique de couple mécanique.

Comme il a été mentionné, les équations de l'observateur contiennent trois paramètres de réglage M , T et ρ . Le choix du paramètre ρ n'est pas critique parce qu'il est introduit principalement pour saturer l'intégrale $\frac{1}{T} \int_{\max(0, T-t)}^t \|\varepsilon(z)\|^2 dz$.

Par conséquent, le choix d'une valeur suffisamment grande pour ρ peut convenir. Le choix des autres paramètres M , T et la fonction γ se fait comme suit :

La fonction γ :

Il est nécessaire que la fonction $\gamma(\cdot)$ soit une fonction croissante bornée avec $\gamma(x) > 0$ pour tout $x > 0$ et $\gamma(0) = 0$. Plusieurs fonctions réelles peuvent être retenues. Parmi ces fonctions :

$$\gamma(\xi) = \tanh^2 \xi, \xi \in \mathbb{R}^+ \quad (5.92)$$

Les paramètres M et T :

l'intégrale $\frac{1}{T} \int_{\max(0, T-t)}^t \|\varepsilon(z)\|^2 dz$ représente la puissance de l'erreur d'observation $\varepsilon(t)$, calculée sur une fenêtre glissante de largeur T . Il est clair que la fonction $g(t)$ est bornée comme suit :

$$\forall t \geq 0 : \frac{1}{1+\rho} \leq g(t) \leq M \quad (5.93)$$

Le paramètre M peut être choisi relativement grand en l'absence des bruits de mesure. Cette valeur importante offre aussi au paramètre $\theta(t)$ la possibilité d'atteindre des valeurs importantes ce qui permet, par conséquent, d'accélérer la convergence et autoriser au paramètre $\theta(t)$ de regagner la valeur I prédéfinie. Mais, la considération des valeurs importantes de M n'est pas souhaitable dans un environnement bruité. Dans le but de prendre en compte la présence des bruits de mesure, la valeur de M est divisée par la puissance de l'erreur d'observation de la sortie calculée sur un horizon glissant de largeur T .

4.2. Synthèse d'un observateur à grand gain dynamique flou (DFHGO)

Dans cette section, dans le but de robustifier l'observateur à grand gain adaptatif vis-à-vis du bruit de mesure, le formalisme dit " logique floue " est exploité pour faire un choix intelligent et en ligne des paramètres du DHGO. En effet, ce choix est obtenu en considérant à la fois le niveau de bruit et l'erreur d'observation d'une situation rencontrée. Le concept de la logique floue a été introduit au troisième chapitre, voir annexe E.

Plusieurs combinaisons de cette approche avec les observateurs non linéaires ont été considérées dans la littérature [161]. D'après ces recherches, des indices relatifs aux niveaux des perturbations externes affectant le procédé et à la convergence des estimés doivent être exploités pour la supervision.

Le rapport signal sur bruit $I_{bruit}(t)$ et la variance de l'erreur de l'estimation sur un horizon glissant $I_{conv}(t)$ sont considérés comme entrées du superviseur flou et les paramètres à estimer (M et T) sont retenus comme sortie [162]. Donc Les indices retenus dans le présent cas sont les suivants :

$$\begin{cases} I_{bruit}(t) = \frac{1}{N} \sum_N \left| \frac{10 \log(\overline{y^2(t)})}{\overline{e_y^2(t)}} \right| \\ I_{conv}(t) = (\overline{e_y(t)})^2 \end{cases} \quad (5.94)$$

Avec :

- $e_y(t) = y(t) - \hat{y}(t)$ est l'erreur d'observation de la sortie.
- $\overline{e_y(t)}$ représente la valeur moyenne de l'erreur d'observation de la sortie.
- $y^2(t)$ et $e_y^2(t)$ représentent respectivement les valeurs moyennes des carrés de la sortie et de l'erreur d'observation.
- N représente l'horizon de calcul.

Les valeurs moyennes sont calculées d'une façon récursive sur une fenêtre glissante de largeur N_w . En effet, si M_s est la moyenne d'un signal S , on aura :

$$\begin{cases} M_s = \frac{1}{N_w} \sum_{j=t}^{t+N_w-1} S(j) \\ M_s = \frac{1}{N_w} [N_w M_s(t-1) + S(t) - S(t-N_w)] \\ M_s = M_s(t-1) + \frac{1}{N_w} [S(t) - S(t-N_w)] \end{cases} \quad (5.95)$$

Le schéma fonctionnel du superviseur flou considéré est présenté par la figure 5.4.



Figure 5.4. Superviseur flou proposé pour le calcul d'observateur FHGDF

La supervision comporte, principalement, trois étapes ; à savoir : la fuzzification, l'inférence floue et la défuzzification.

Dans l'étape de fuzzification, les entrées réelles ($I_{bruit_n}(t)$ et $I_{conv_n}(t)$) sont converties en entrées floues en associant un ensemble de fonctions d'appartenance triangulaires centrées sur les nombres N_{ce_i} aux variables linguistiques utilisées, voir figure 5.5.

Avec : P : Petit ; M : Moyen ; G : Grand.

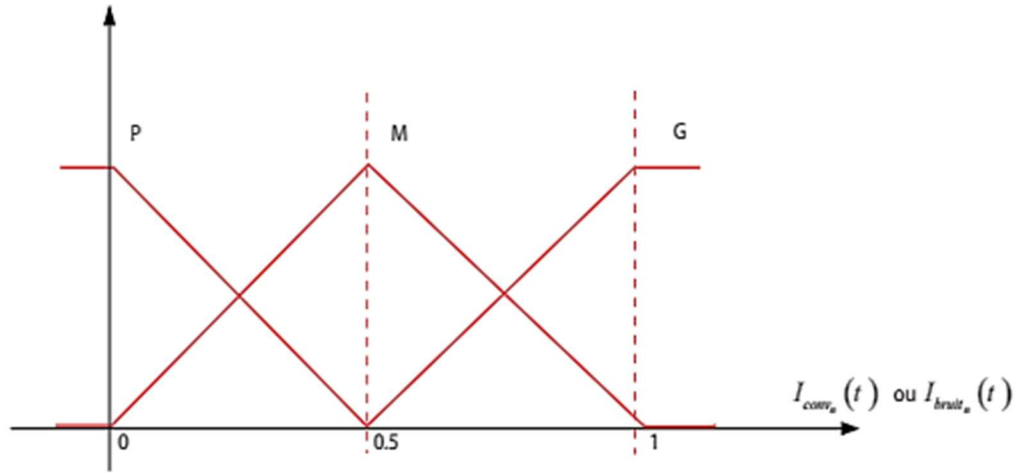


Figure 5.5. Fonctions d'appartenance des entrées du superviseur

Les expressions des variables normalisées (sur l'intervalle $[0, 1]$) $I_{bruit_n}(t)$, $I_{conv_n}(t)$ et les nombres centraux N_{ce_i} sont données par:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{bruit_n}(t) = \frac{I_{bruit}(t) - I_{bruit_{min}}}{I_{bruit_{max}} - I_{bruit_{min}}} \\ I_{conv_n}(t) = \frac{I_{conv}(t) - I_{conv_{min}}}{I_{conv_{max}} - I_{conv_{min}}} \\ N_{ce_i} = \frac{i-1}{n_e-1} \end{array} \right. \quad (5.96)$$

n_e est le nombre des ensembles flous associés à chaque entrée et $1 \leq i \leq n_e$. Dans notre cas, trois ensembles flous sont retenus pour chaque entrée de supervision ($n_e = 3$).

La synthèse de superviseur nécessite une étape expérimentale permettant l'élaboration d'une base de règles logiques et méthodologiques. L'étape d'inférence consiste à appliquer les règles linguistiques (données par la base de règles) aux entrées floues afin d'évaluer la sortie normalisée du superviseur ($q_i, i = 1,2$).

Les règles d'inférence floue gérant la supervision en ligne sont résumées dans le tableau 5.1.

	$q_i, i = 1,2$	$I_{conv_n}(t)$		
		P	M	G
$I_{bruit_n}(t)$	P	TP	TP	P
	M	TP	P	M
	G	M	G	TG

Tableau 5.1. Tableau de décision relative à la sortie q_i ($i=1,2$)

Avec : *TP* : Très Petit ; *P* : Petit ; *M* : Moyen ; *G* : Grand ; *TG* : Très Grand.

Une des règles considérées peut être formulée comme suit :

Si $I_{bruit_n}(t)$ est **P** ET $I_{conv_n}(t)$ est **M** Alors ($q_i, i = 1,2$) est **TP**.

Le tableau d'inférence associe n_s ensembles flous à la sortie du superviseur. Des fonctions d'appartenance triangulaires peuvent être également retenues pour la sortie de supervision (voir figure 5.6).

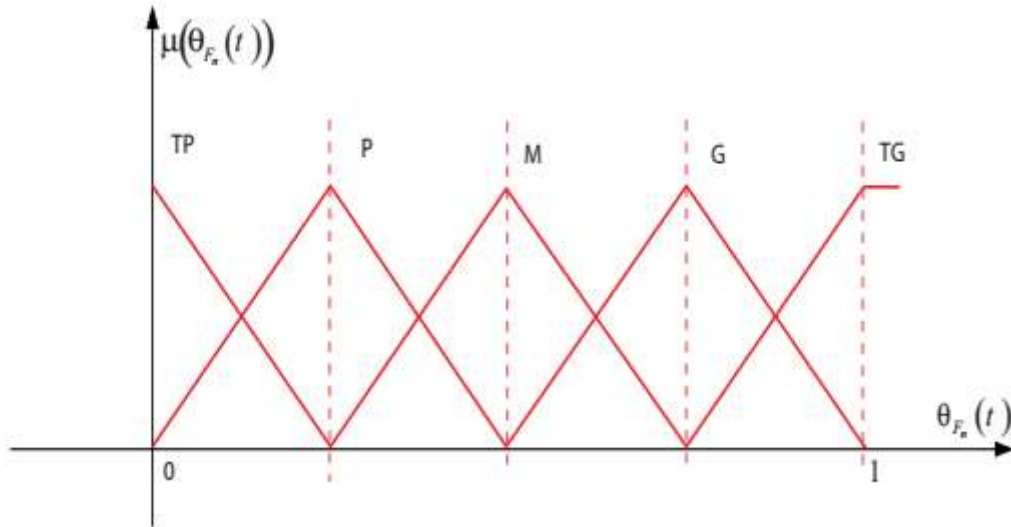


Figure 5.6. Fonctions d'appartenance pour le paramètre de synthèse normalisé

La dernière étape est l'opération de défuzzification, elle consiste à calculer la valeur numérique de la sortie des superviseurs à partir de ses valeurs floues.

Le schéma fonctionnel de l'observateur à grand gain supervisé est donné par la figure 5.7.

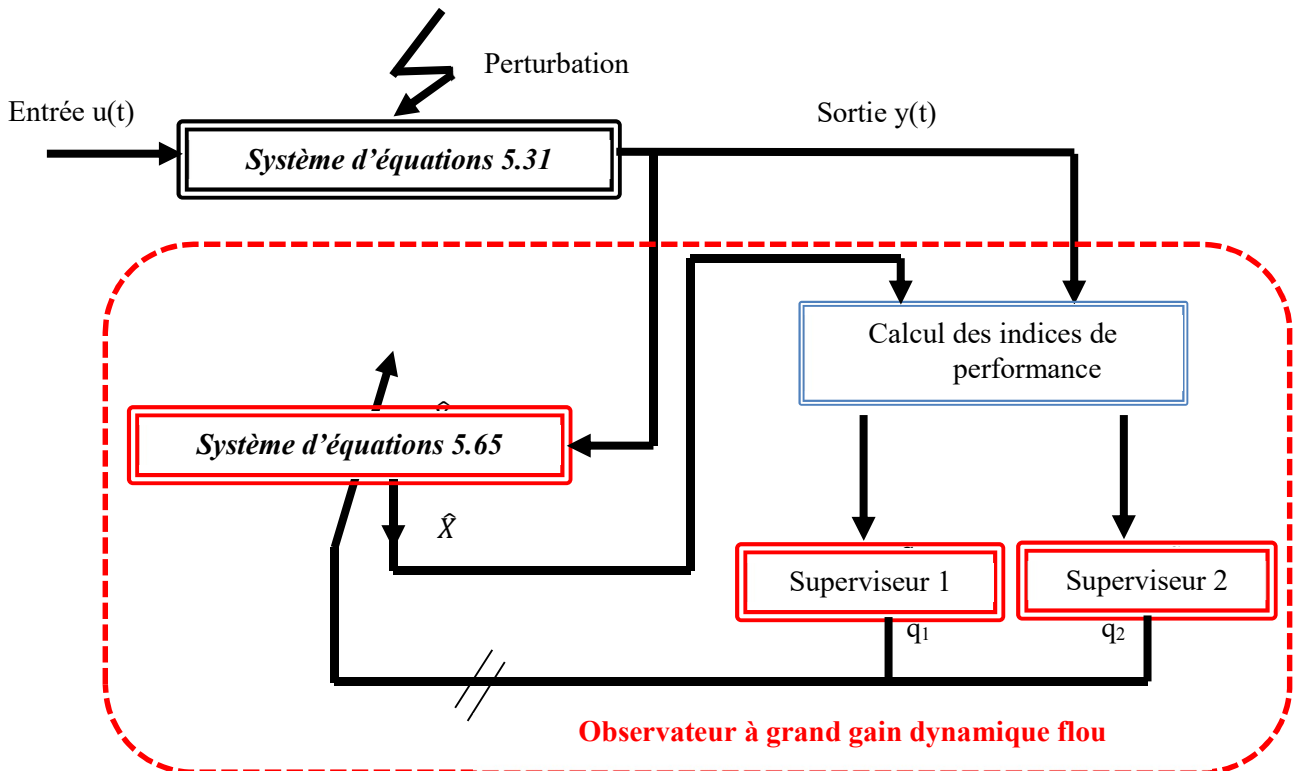
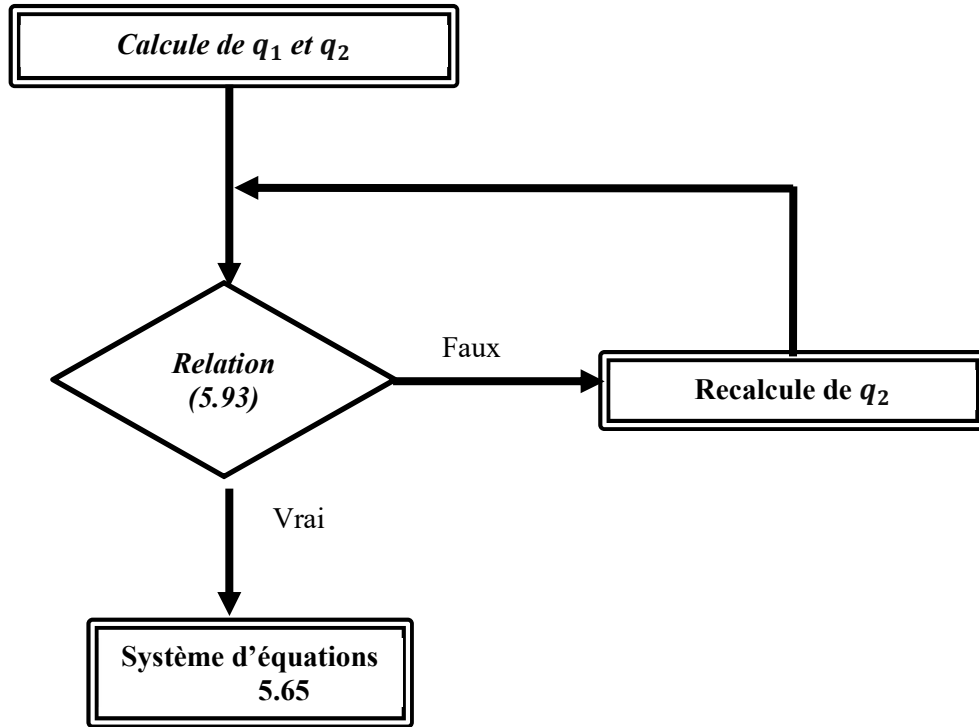


Figure 5.7. Structure de l'observateur à grand gain dynamique flou proposé

q_1 et q_2 sont respectivement les paramètres M et T .

La relation entre les deux superviseurs est illustrée par l'organigramme suivant :



4.3. Estimation du flux rotorique de la GADA

Pratiquement, un observateur dans le plan (α, β) sera normalement plus simple à mettre en œuvre du fait de l'absence du calcul des matrices de rotation et il nécessite un temps de calcul plus court. La synthèse d'un observateur de flux rotorique pour la GADA est donc réalisée à partir d'une description de son comportement dynamique dans le repère (α, β) :

Une estimation des variables d'état électriques est effectuée en introduisant un terme de correction basé sur l'erreur d'estimation des variables électriques mesurées (courants statoriques) :

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot u \\ y = C \cdot X \end{cases} \quad (5.97)$$

Avec :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{I}_{s\alpha\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\alpha\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma' I_2 & kF(\omega) \\ \frac{M}{T_r} I_2 & -F(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s\alpha\beta} \\ \Phi_{r\alpha\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} I_2 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} \\ y = \begin{pmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \vdots & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (5.98)$$

Avec

$$\begin{cases} F(\omega) = \frac{1}{T_r} I_2 - p\omega J_2; J_2 = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \\ T_r = \frac{L_r}{R_r}; k = p \cdot \frac{M^2}{L_r}; \gamma' = \frac{R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}}{\sigma L_s} \end{cases}$$

Il convient de faire la distinction entre les sorties physiques qui sont mesurables et les sorties contrôlées qui sont les quantités à observer. Les états mesurables dans le cas standard de la machine asynchrone à double alimentation sont les courants du stator $(I_{s\alpha}, I_{s\beta})$ et la vitesse de rotation ω .

Le système (5.98) n'a pas de forme canonique d'observabilité, ce qui nécessite une matrice de changement de base :

$$A' = \text{diag}(I_2, kF(\omega)) \text{ d'où } (A')^{-1} = \text{diag}\left(I_2, \frac{1}{k}F^{-1}(\omega)\right) \quad (5.99)$$

La structure d'observation à grand gain adaptatif flou élaborée dans la section précédente sera ensuite utilisée :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} + B \cdot u + v(e_m); v(e_m) = -\theta \cdot (A')^{-1} \cdot \Delta_b^{-1} \cdot S^{-1} \cdot C^T e_m \\ \dot{\theta} = -\frac{\mu}{2} \theta(t) [\sigma'(\theta(t)-1) - g(t)\gamma(\|\varepsilon(t)\|)]; \theta(t) \geq 0 \\ g(t) = \frac{M}{1 + \min\left(\rho, \frac{1}{T} \int_{\max(0, t-T)}^t \|\varepsilon(z)\|^2 dz\right)} \end{cases} \quad (5.100)$$

$$\text{Avec } e_m = \begin{pmatrix} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \Delta_b = \text{diag}\left(I_2, \frac{1}{\theta}I_2\right) \text{ et } \theta > 0 \text{ d'où } (\Delta_b)^{-1} = \text{diag}(I_2, \theta I_2)$$

Ce qui donne :

$$v(e_m) = \theta \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \frac{F^{-1}(\omega)}{k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \theta I_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \end{pmatrix} e_m \quad (5.101)$$

$$\text{Soit } v(e_m) = \begin{pmatrix} 2\theta I_2 & 0 \\ \frac{\theta^2 F^{-1}(\omega)}{k} & 0 \end{pmatrix} e_m \quad (5.102)$$

$$\text{D'où : } \begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{\hat{I}}_{s\alpha\beta} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\alpha\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma' \hat{I} + kF(\omega) \hat{\Phi}_{r\alpha\beta} + 2\theta(t) [I_{s\alpha\beta} - \hat{I}_{s\alpha\beta}] \\ \frac{M}{T_r} \hat{I} - F(\omega) \hat{\Phi}_{r\alpha\beta} + \frac{\theta^2(t)}{k} F^{-1}(\omega) [I_{s\alpha\beta} - \hat{I}_{s\alpha\beta}] \end{pmatrix} \\ \hat{I} = [I_{s\alpha\beta} - \hat{I}_{s\alpha\beta}] \end{cases} \quad (5.103)$$

$$\text{Avec } F^{-1}(\omega) = \frac{T_r^2}{1 + T_r^2 p^2 \omega^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \quad (5.104)$$

Par conséquent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} \dot{\hat{I}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{I}}_{s\beta} \end{pmatrix} = -\gamma' \begin{pmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \end{pmatrix} + k \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} + 2\theta(t) \begin{bmatrix} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{pmatrix} \dot{\hat{\Phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\beta} \end{pmatrix} = \frac{M}{T_r} \begin{pmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{pmatrix} + \frac{\theta^2(t)}{k} \frac{T_r^2}{1+T_r^2 p^2 \omega^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (5.105)$$

4.4. Identification en ligne de la constante de temps rotorique

Cet observateur sera utilisé pour obtenir la résistance du rotor, puis la constante de temps du rotor sera extraite puisque ces deux paramètres sont liés par la relation $T_r = \frac{L_r}{R_r}$.

Le système suivant permet l'estimation des deux composantes du flux du rotor Φ_{rd} et Φ_{rq} :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\Phi}_{rd} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{\Phi_{rd}}{T_r} + \omega \Phi_{rq} \\ \dot{\Phi}_{rq} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{\Phi_{rq}}{T_r} - \omega \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (5.106)$$

Ainsi, l'observateur à grand gain adaptatif flou sera conçu selon le modèle suivant, tel qu'il développé dans les sections précédentes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -(\omega_s - \omega_r) x_2 + \frac{M}{L_r} I_{sd} x_3 - \frac{x_3}{L_r} x_1 \\ \dot{x}_2 = -(\omega_s - \omega_r) x_1 + \frac{M}{L_r} I_{sq} x_3 - \frac{x_3}{L_r} x_2 \\ \dot{x}_3 = 0 \end{array} \right. \quad (5.107)$$

$$\text{Avec } [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [\Phi_{rd} \ \Phi_{rq} \ R_r]^T.$$

L'observateur proposé pour le système ci-dessus est donné par le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u - \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right)^{-1} \cdot S_\theta^{-1} \cdot C^T \varepsilon(t) \\ \hat{y} = h(\hat{x}); \varepsilon(t) = h(\hat{x}) - y \\ \dot{\theta} = -\frac{\mu_1}{2} \theta(t) \left[\sigma'(\theta(t) - 1) - g(t) \gamma (\|\varepsilon(t)\|) \right]; \theta(t) \geq 0 \\ g(t) = \frac{M}{1 + \min \left(\rho, \frac{1}{T} \int_{\max(0, t-T)}^t \|\varepsilon(z)\|^2 dz \right)} \end{array} \right. \quad (5.108)$$

\hat{x} est la valeur de l'observateur dont la dynamique est ajustée par le gain variable θ , comme il est défini dans les sections 4.1 et 4.2.

$$\text{Avec } \Gamma : \text{ une application } \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n, \Gamma = [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{\delta_1} h_1, h_2, L_f h_2, \dots, L_f^{\delta_2} h_2, \dots, h_m, L_f h_m, \dots, L_f^{\delta_m} h_m]^T.$$

$L_f^{\delta k}$ est le dérivé de la fonction de Lie, m est le nombre de sorties.

La conception de l'observateur se fait par le choix de la structure ci-après :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{x}}^T = \left[\dot{\hat{\Phi}}_{rd} \quad \dot{\hat{\Phi}}_{rq} \quad \dot{\hat{R}}_r \right]^T ; h(\hat{x}) = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{rd} \\ \hat{\Phi}_{rq} \end{bmatrix} ; y = \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \\ s_{\theta}^{-1} = \begin{bmatrix} 2\theta & \theta^2 & 0 \\ \theta^2 & \theta^3 & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta \end{bmatrix} \end{array} \right.$$

où $\left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t))\right)^{-1}$ peut être donné par l'expression suivante :

$$\left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t))\right)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{\hat{R}_r}{\hat{\Phi}_{rd}} & -\frac{L_r}{\hat{\Phi}_{rd}} & -\frac{(\omega_s - \omega)L_r}{\hat{\Phi}_{rd}} \end{bmatrix} \quad (5.109)$$

Et puis, $\frac{d\hat{x}}{dt}$ sera donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\Phi}}_{rd} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{rq} \\ \dot{\hat{R}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M}{L_r} I_{sd} \hat{R}_r - \frac{\hat{R}_r}{L_r} \hat{\Phi}_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ \frac{M}{L_r} I_{sd} \hat{R}_r - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} + \frac{\hat{R}_r}{L_r} \hat{\Phi}_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} - \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t))\right)^{-1} \begin{bmatrix} 2\theta & \theta^2 & 0 \\ \theta^2 & \theta^3 & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{rd} \\ \hat{\Phi}_{rq} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (5.110)$$

La figure 5.8 montre la structure de l'observateur à grand gain adaptatif flou conçu pour l'estimation de la résistance du rotor.

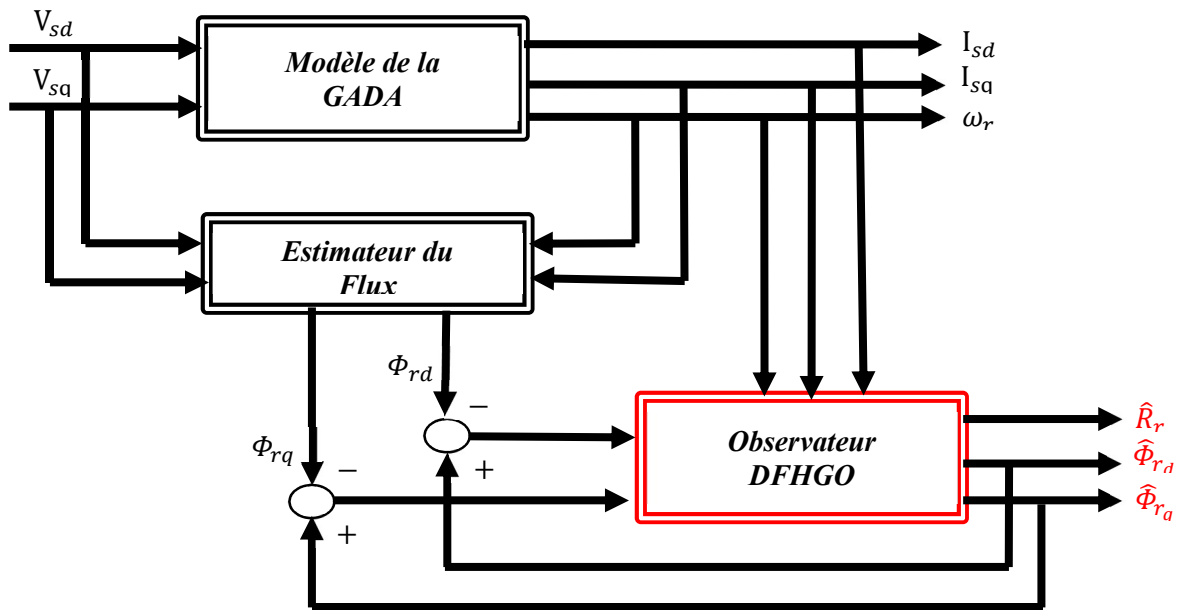


Figure 5.8. Structure de l'observateur DFHGO pour l'estimation de la résistance du rotor

4.5. Observation de perte de puissance dans le convertisseur et le filtre RLC

La modélisation du filtre pour le contrôle du convertisseur côté réseau (CCR) où les pertes dans le CCR, soit P_{ICCR} , et dans le filtre P_{lf} sont prises en compte, est donnée par l'équation suivante :

$$v_{dc} \frac{C dv_{dc}}{dt} = V_{sq} I_{fq} - P_l - P_{ICCR} - v_{dc} I_{ond} \quad (5.111)$$

Dans le deuxième, le troisième et le quatrième chapitre, la perte, qui est la somme des deux pertes, dans le CCR et dans le filtre, est négligée pour faciliter la modélisation du convertisseur de puissance. Cette hypothèse est déduite de la littérature, selon [63], ces pertes sont inférieures à 1% de la puissance nominale du convertisseur. Mais pour le système étudié dans notre travail, la puissance du convertisseur est de 450KW. Ce qui donne une puissance perdue de 4,5 KW, ça d'une part. D'autre part, le modèle retenu pour synthétiser la commande de la CCR dépend du courant continu I_{ond} , ce qui implique :

- la nécessité d'un capteur pour mesurer ce courant, ce qui augmente le coût de l'installation ;
- La mesure de ce courant continu peut détériorer la commande du CCR car il est caractérisé par des pics en plus du bruit de mesure ajouté par le capteur.

La technique proposée sert à observer le courant circulant dans la capacité de couplage et la puissance perdue à l'aide d'un observateur flou adaptatif à grand gain.

Le changement de la variable v_{dc} en z est effectué. Ensuite, l'expression de la dynamique de la tension aux bornes du bus DC est simplifiée pour mettre les termes représentant les pertes et le courant dans une seule variable P_l :

$$\frac{dz}{dt} = \frac{V_{sq} I_{fq}}{C} + P_l \quad (5.112)$$

$$\text{Avec } z = \frac{v_{dc}^2}{2} \text{ et } P_l = -\frac{P_{lf}}{C} - \frac{P_{ICCR}}{C} - \frac{v_{dc} \cdot I_{ond}}{C} .$$

La dérivée de la perte sera également observée parce qu'elle est requise dans le contrôle non linéaire utilisé.

Sous forme matricielle, la dynamique de la tension peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + \varphi \\ y = h(x) \end{cases} \quad (5.113)$$

$$\text{Avec } x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T, y = x_1, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \varphi = \begin{bmatrix} \frac{V_{sq} I_{fq}}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Sur la base de la structure d'observation à grand gain adaptatif flou déjà élaborée, les variables estimées convergent vers leurs valeurs réelles :

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = z \\ \hat{x}_2 = P_l \\ \hat{x}_3 = \dot{P}_l \end{cases} \quad (5.114)$$

5. Implémentation des algorithmes de commande sur DSP

Les résultats de l'application des observateurs développés dans les sections précédentes pour le SCEE basé sur la GADA connectée au réseau ont été divisés en quatre parties : l'observation des grandeurs mécaniques (couple et vitesse), l'observation des variables d'état du modèle de la machine, l'observation des paramètres de la GADA et l'observation de la perte de puissance dans les convertisseurs et le courant du bus continu. Les observateurs non linéaires proposés sont combinés avec des commandes non linéaires robustes à base de la stratégie par backstepping pour contrôler le SCEE basé sur une GADA connectée au réseau. Le tout est implémenté dans une carte DSP TMS320F28335.

Les figures 5.10 et 5.11 montrent les résultats de simulation, de la vitesse du rotor et le couple électromagnétique, pour l'observateur mode glissant (SMO), l'observateur MRAS et l'observateur EKF lorsque la vitesse du vent passe de 7 m/s à 11 m/s puis à 9 m/s. Pour s'approcher de la réalité de la nature stochastique du vent dans les simulations, la vitesse du vent est multipliée par la sortie d'un générateur aléatoire (figure 5.9).

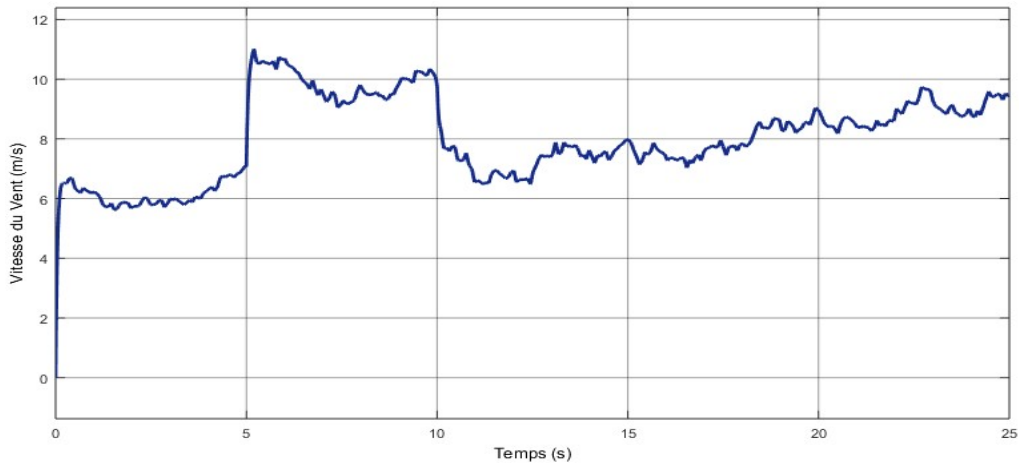


Figure 5.9. Profil du vent utilisé pour tester les performances des observateurs MRAS, EKF et SMO

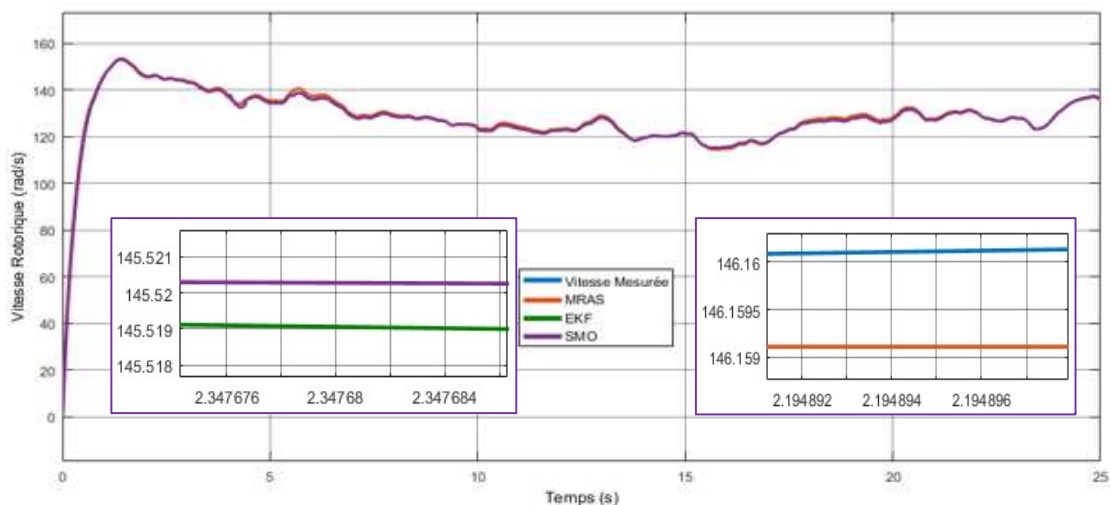


Figure 5.10. Évolution de la vitesse rotorique réelle et estimée par les observateurs MRAS, EKF et SMO

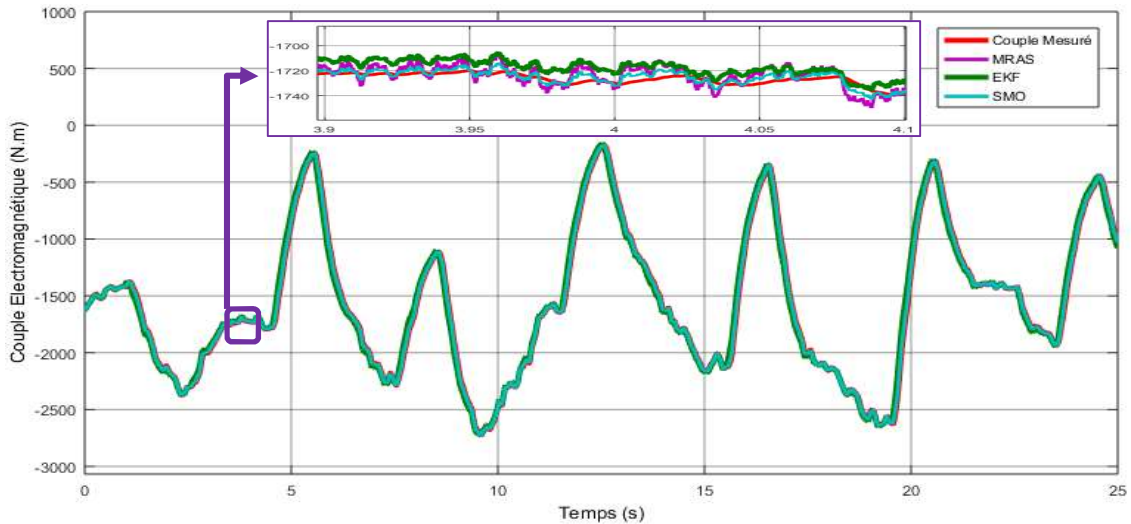


Figure 5.11. Évolution du couple électromagnétique réel et estimé par les observateurs MRAS, EKF et SMO

Cette plage de vitesse du vent couvre presque toute la plage de vitesse de la GADA (c'est-à-dire $\pm 25\%$ autour de la vitesse synchrone).

Comme il est énuméré dans le tableau 5.2, le MRAS modifié présente une erreur d'estimation faible par rapport aux deux autres observateurs. À noter aussi que l'EKF est légèrement sensible au bruit en le comparant aux deux autres.

Observateur	MRAS	EKF	SMO
Erreur d'estimation en %	1.7	2.9	2.1

Tableau 5.2. Comparaison de l'erreur d'estimation des observateurs MRAS, EKF et SMO

Un profil de vent réaliste, montré sur la figure 5.12 est appliqué aux pales de la turbine afin de tester les performances de l'observateur dynamique à grand gain flou (DFHGO) dans des conditions réelles.

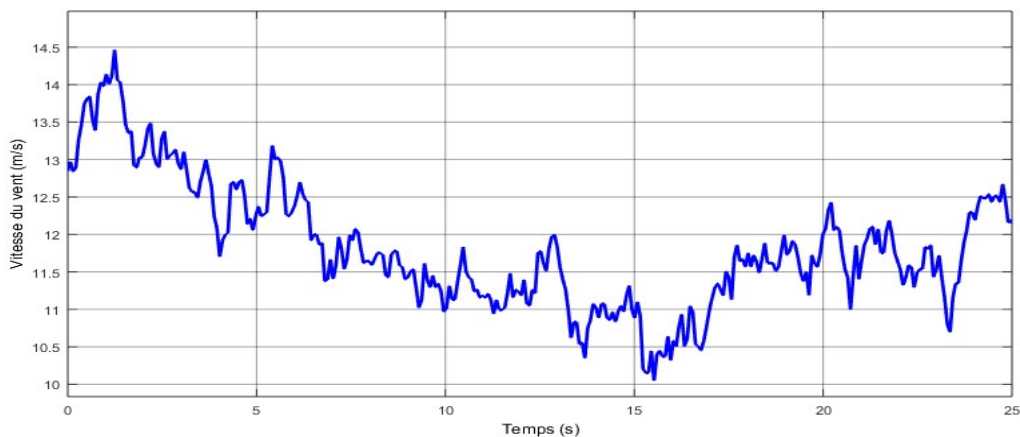


Figure 5.12. Évolution de la vitesse du vent

L'estimation des variables d'état, à savoir la vitesse et le couple, par exploitation de l'observateur à grand gain adaptatif supervisé est illustrée par les figures 5.13, 5.14 et 5.15. D'après les résultats de simulation, ces variables convergent vers leurs états réels. Par comparaison au résultat de l'estimation à grand gain classique (θ relativement importante), on peut clairement déduire une amélioration notable en terme de rapidité de convergence et insensibilité au bruit affectant le système. Donc, on conclut que

l'observateur à grand gain adaptatif flou résout parfaitement le compromis entre la rapidité de la convergence et la robustesse vis-à-vis des bruits de mesure.

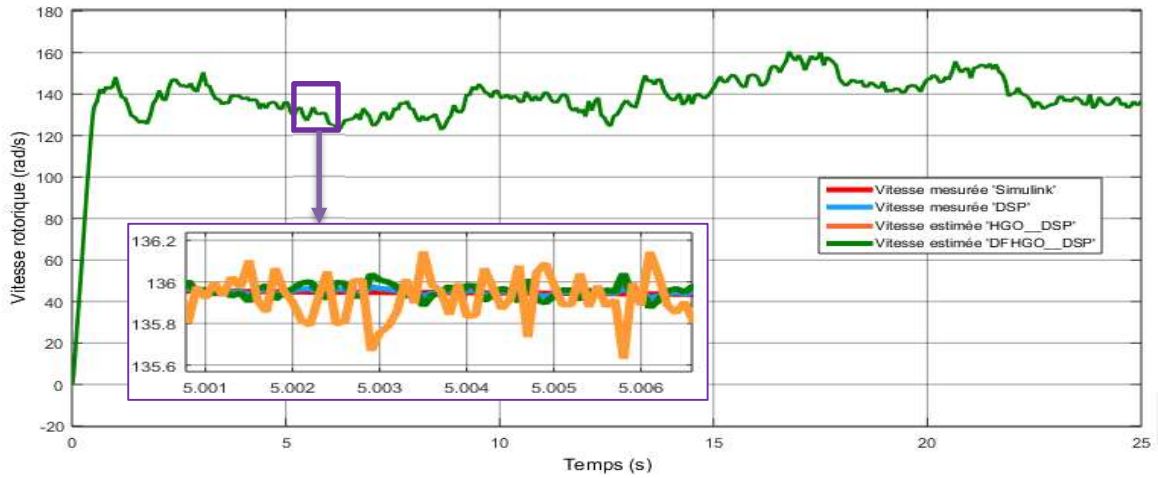


Figure 5.13. Évolution de la vitesse réelle et estimée de la GADA

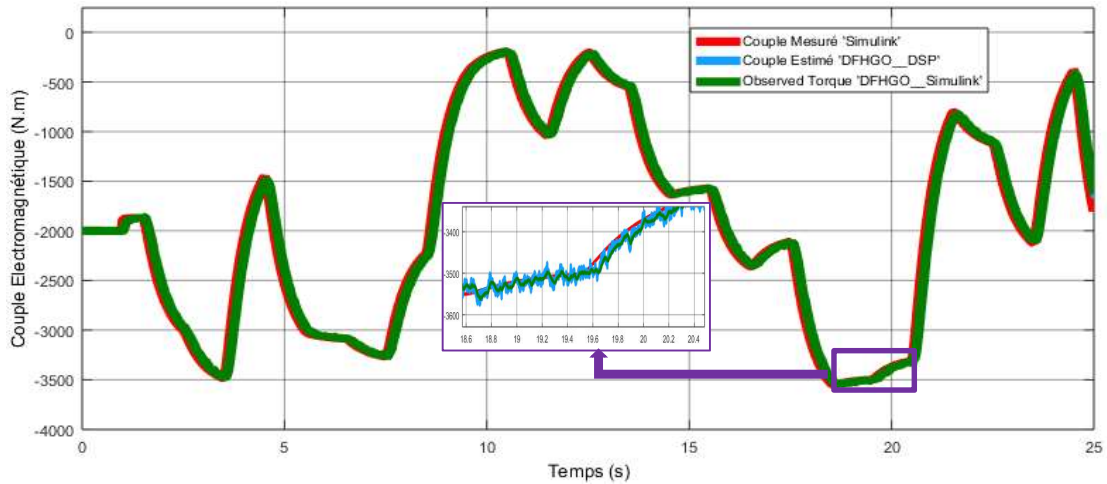


Figure 5.14. Évolution du couple électromagnétique réel et estimé

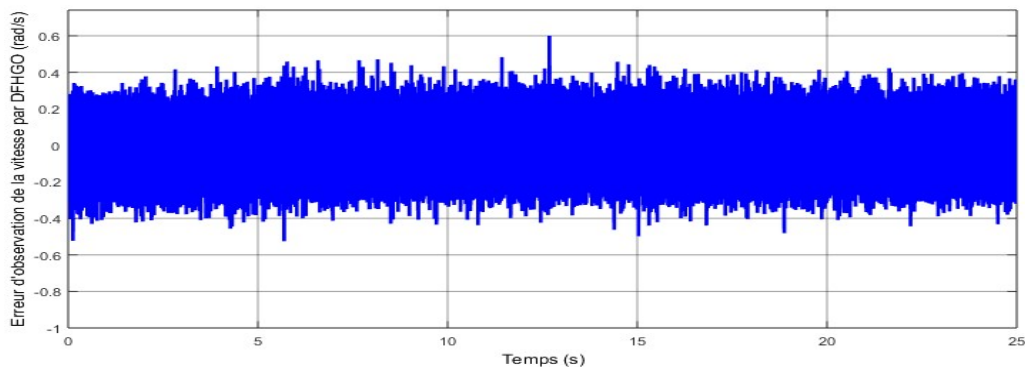


Figure 5.15. Évolution de l'erreur d'observation de la vitesse par DFHGO

L'évolution du gain de l'observateur à grand gain dynamique flou est donnée par la figure 5.16. On note que la stratégie d'observation utilisée propose un paramètre de synthèse relativement faible pour assurer l'insensibilité au bruit de mesure et suggère une valeur relativement élevée uniquement lorsqu'un problème de convergence se présente.

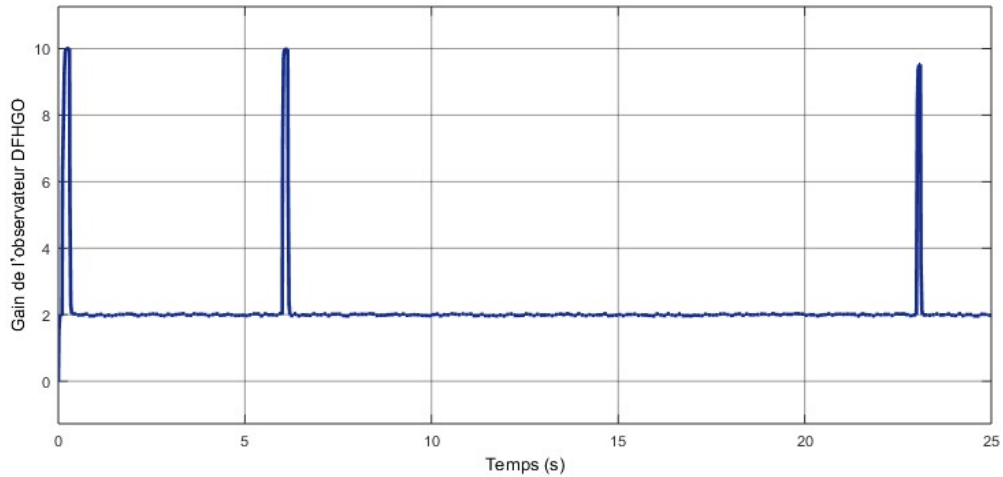


Figure 5.16. Evolution du gain de l'observateur à grand gain dynamique flou

La figure 5.17 illustre les performances de contrôle de l'algorithme de suivi du point de puissance maximale (MPPT) dans les conditions du vent présentées par la figure 5.11. L'estimation du couple mécanique par l'observateur à grand gain dynamique flou est suffisamment précise pour obtenir la MPPT. Le C_p est maintenu proche de sa valeur maximale (optimale) $C_p^* = 0.48$ lorsque le rapport optimal spécifique de vitesse $\lambda = \lambda^*$ est atteint sans perturber l'angle de calage des pales (Figure 5.18). Comme le rapport de vitesse spécifique λ (l'équation 2.8) est une fonction de la vitesse du vent v_{vent} et de la vitesse angulaire mécanique ω_m , il ne peut pas changer immédiatement avec la vitesse du vent et, donc pendant la phase transitoire de la boucle de régulation de la vitesse, λ s'écarte de λ^* ce qui entraîne des écarts du coefficient de puissance C_p et de sa valeur optimale C_p^* .

A travers les figures 5.19 et 5.20, illustrant les réponses en courant, des bonnes performances de la combinaison « observateur à grand gain dynamique flou-commande par backstepping » proposées via les courants rotorique et statorique ont été remarquées. Ces courants varient en fonction du changement de la vitesse sans dépassement et avec un temps de convergence rapide.

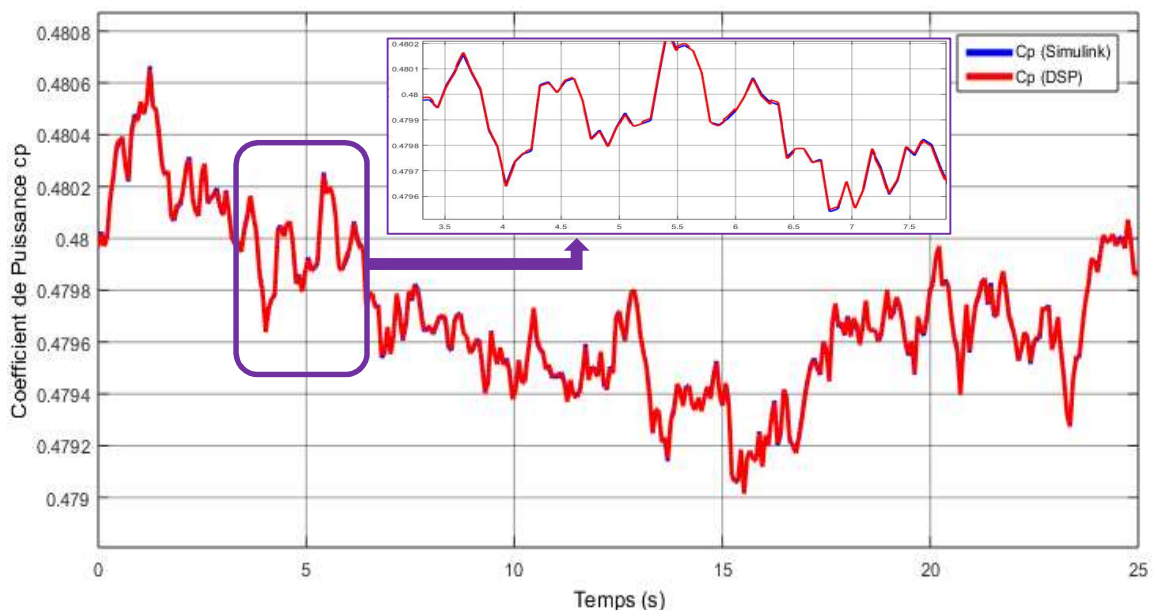


Figure 5.17. Allure du coefficient de puissance obtenu par MPPT

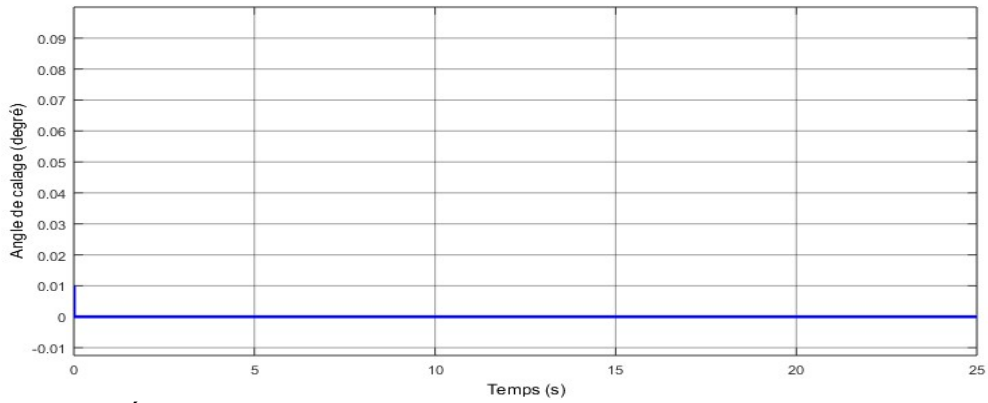


Figure 5.18. Évolution de l'angle de calage des pales pendant le suivi de point maximal de puissance

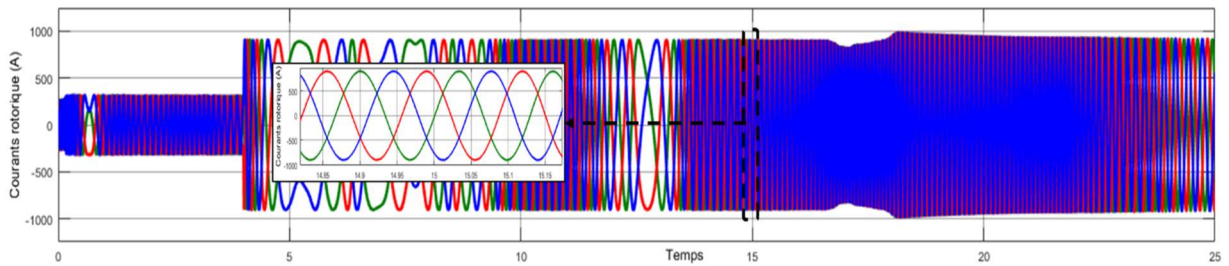


Figure 5.19. Évolution du courant rotorique sous une variation aléatoire de la vitesse du vent et de la puissance réactive demandée

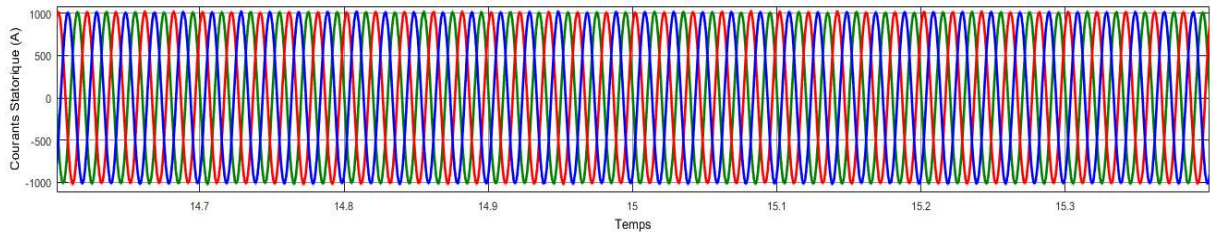


Figure 5.20. Évolution du courant statorique sous une variation aléatoire de la vitesse du vent et de la puissance réactive demandée

L'erreur d'observation des variables d'état et des paramètres de la machine n'a aucun effet significatif sur la qualité des puissances active et réactive échangées entre le système de conversion et le réseau électrique comme il est indiqué dans la figure 5.21. Ce qui prouve l'efficacité de la technique de découplage permettant le contrôle des puissances active et réactive séparément.

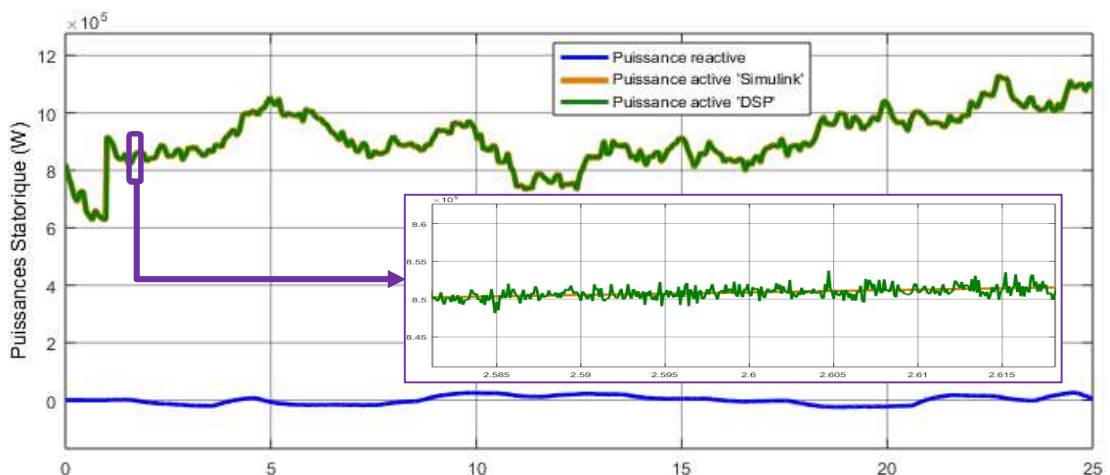


Figure 5.21. Évolution de la puissance active et réactive échangées entre l'éolienne et le réseau

La figure 5.22 montre l'estimation instantanée de la résistance rotorique en cas de sa variation (inconnue) en fonction du temps. La résistance estimée converge vers sa valeur nominale de référence avec une erreur d'estimation négligeable

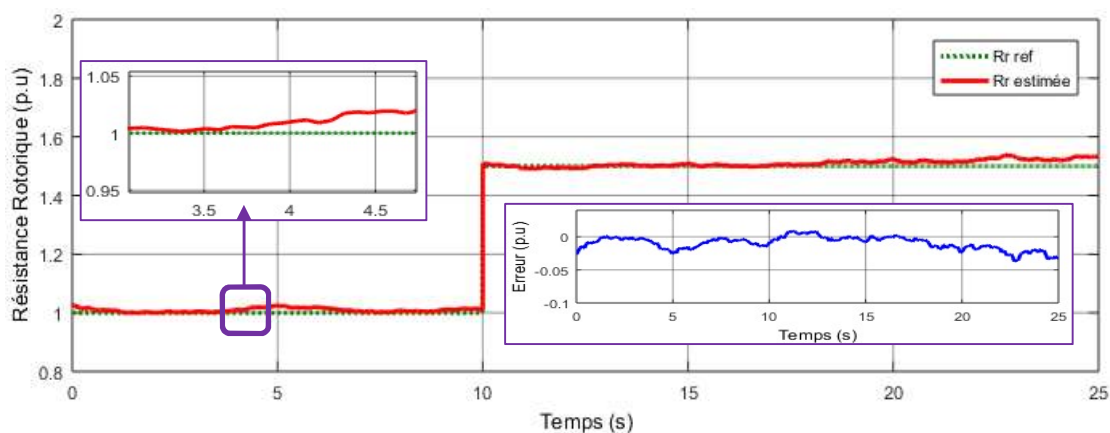


Figure 5.22. Évolution de la résistance rotorique estimée

Afin de vérifier la robustesse du DFHGO en cas de variations (inconnues) des paramètres de la GADA, les valeurs d'inductance L_r et de résistance R_r du rotor ont augmentés de $\pm 50\%$ (par exemple en raison du réchauffement ou du vieillissement). Pour ce scénario, la figure 5.23 montre les performances d'estimation des deux observateurs DFHGO et HGO. Le DFHGO est plus robuste que le HGO dans les incertitudes des paramètres L_r et R_r . DFHGO estime le couple électromagnétique avec des erreurs plus faibles que le HGO (voir Tableau 5.3). En outre, la précision de l'estimation de HGO est toujours acceptable.

Enfin, la robustesse par rapport aux changements (dus à la saturation magnétique) de l'inductance mutuelle L_m est étudiée. Par conséquent, L_m a augmenté de 10% à l'instant $t=13s$. La figure 5.24 illustre les résultats de simulation des observateurs DFHGO et HGO pour ce scénario.

Le DFHGO montre un profil de couple électromagnétique plus robuste et une performance d'estimation plus précise que celle du HGO sous la variation de L_m (voir tableau 5.3).

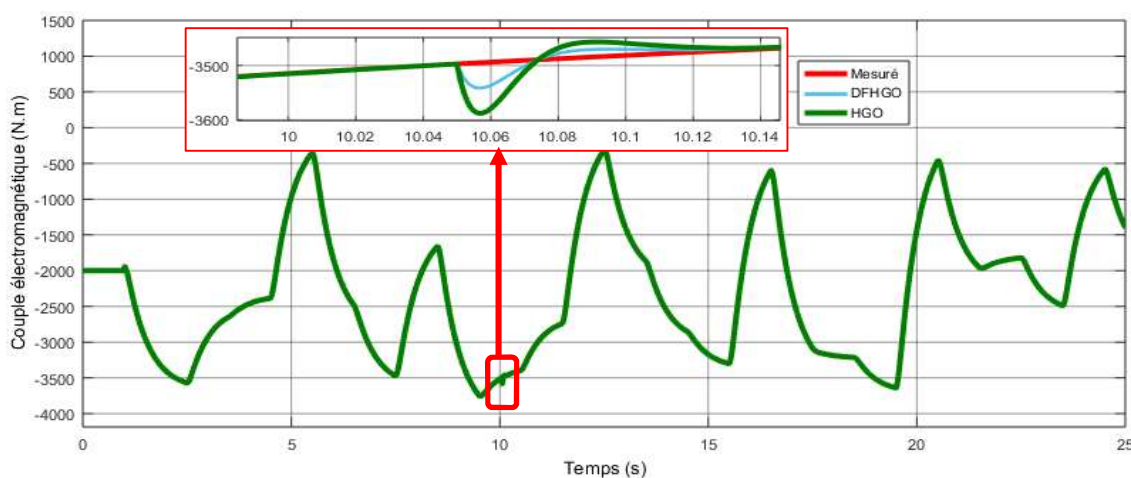


Figure 5.23. Évolution du couple électromagnétique réel et estimé sous une variation de R_r et de L_r de $\pm 50\%$

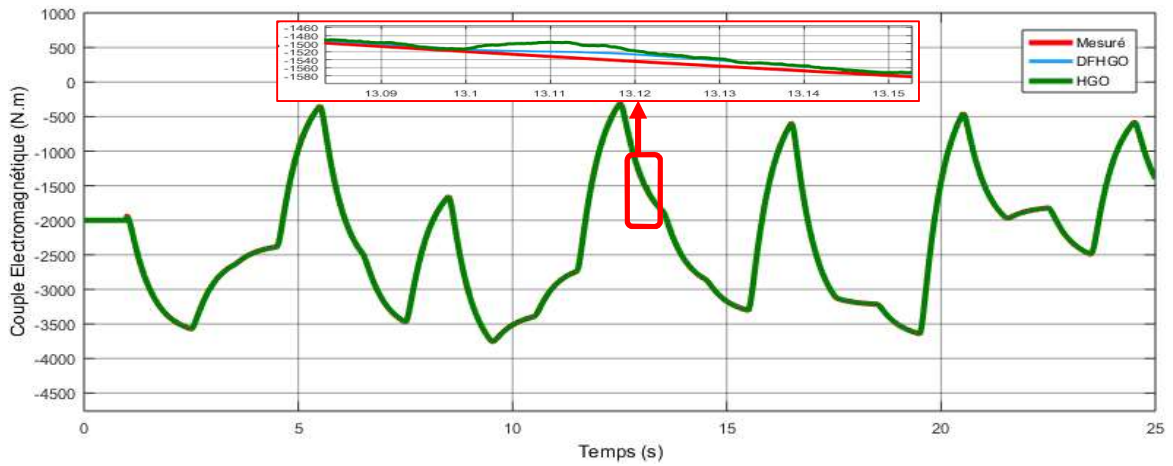


Figure 5.24. Évolution du couple électromagnétique réel et estimé sous une variation de L_m de 10%

Observateur	DFHGO	HGO
Conditions normales	0.8 %	1.1 %
L_r et R_r augmentées de ± 50 %	1.1 %	2.3 %
L_m augmentée de 10 %	1.9 %	4.3 %

Tableau 5.3. Comparaison de la robustesse des observateurs DFHGO et HGO en cas de variations (inconnues) des paramètres de DFIG

L'évolution du flux rotorique estimé est illustré par la figure 5.25. L'allure du flux estimé tend vers l'allure réelle avec une erreur d'estimation très acceptable.

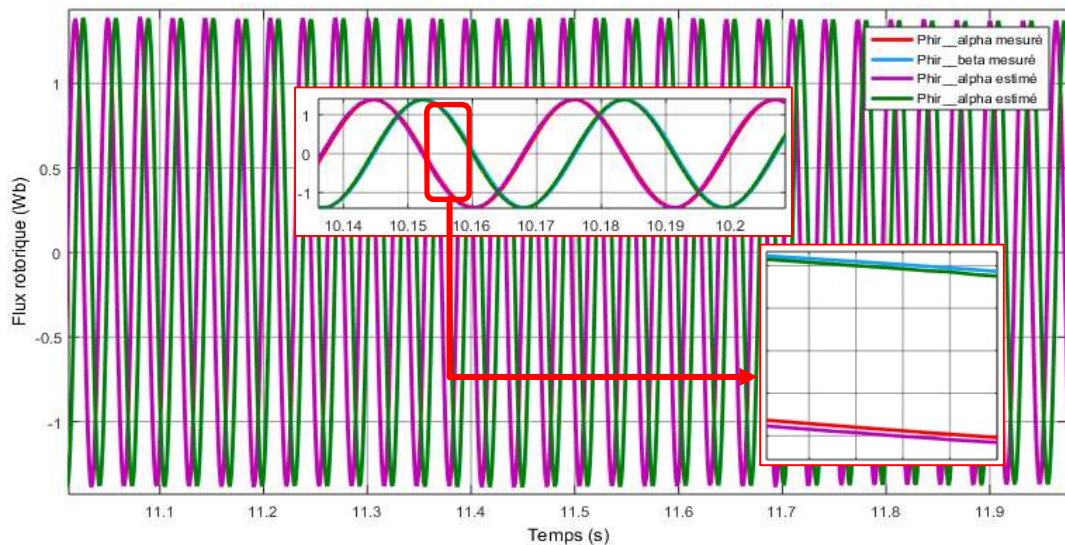


Figure 5.25. Évolution du flux rotorique réel et estimé sous une variation aléatoire de la vitesse du vent

La performance et la robustesse du DFHGO sont aussi démontrées par la figure 5.26 sous la variation de la vitesse du vent. La tension du bus continu estimée converge vers celle mesurée et elle reste constante malgré la forte variation du courant et de la puissance rotorique.

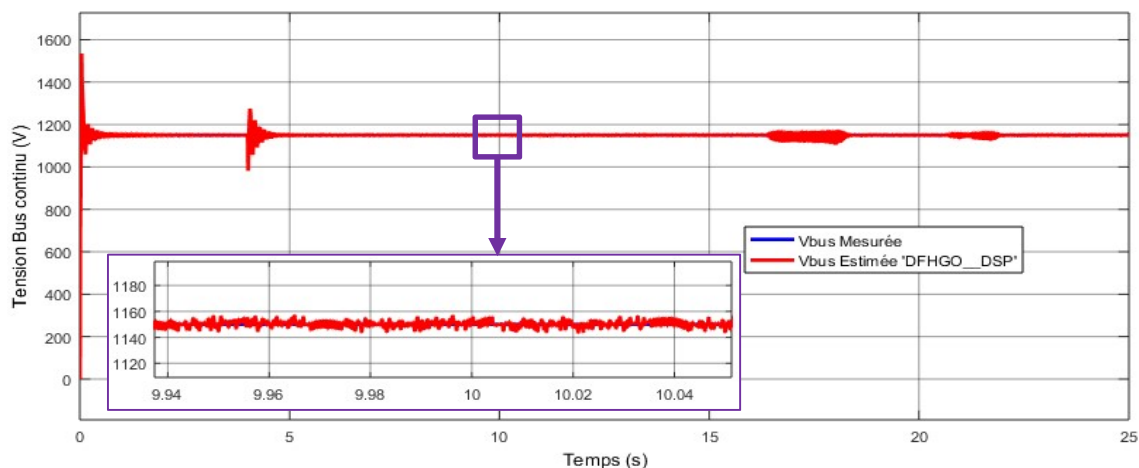


Figure 5.26. Évolution de la tension du bus continu réelle et estimée

Les Figures 5.27 et 5.28 illustrent les courants mesurés d'axe d-q du filtre et leurs références.

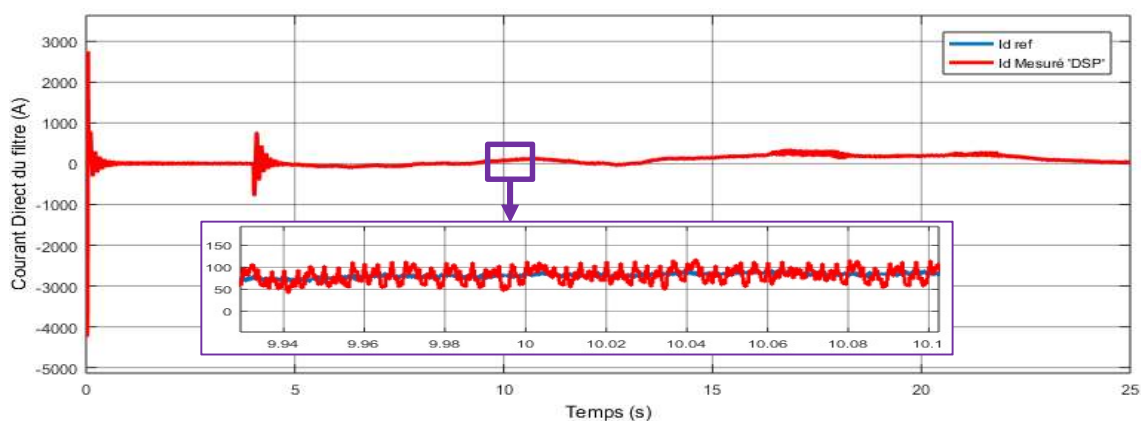


Figure 5.27. Évolution de la composante directe du courant du filtre

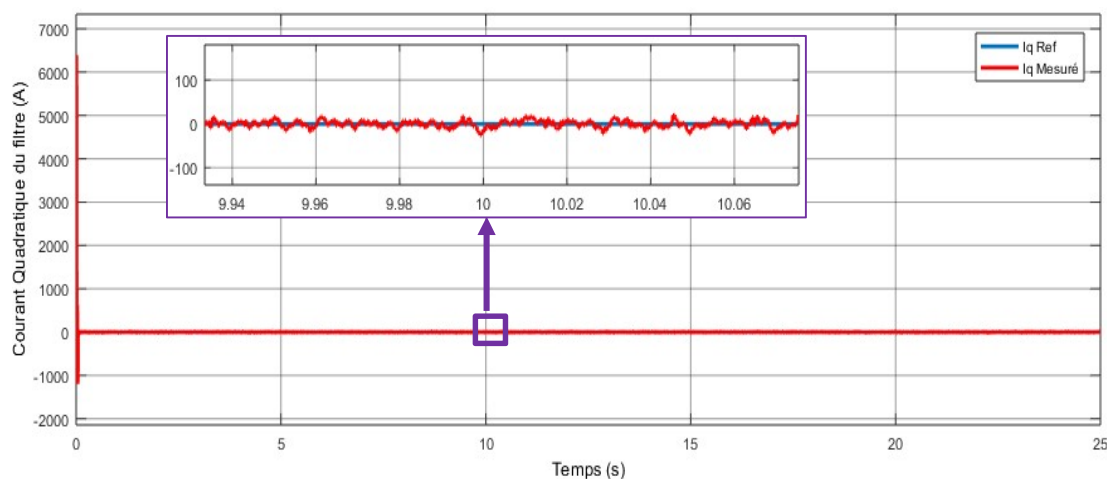


Figure 5.28. Évolution de la composante quadratique du courant du filtre

6. Conclusion

Dans ce chapitre, l'observabilité de la machine asynchrone à double alimentation utilisée dans le système de conversion de l'énergie éolienne a été étudiée en utilisant le critère de rang d'observabilité générique. En effet, cette étude a permis de conclure que la GADA est observable lorsque les flux du rotor ne sont pas nuls. Cela signifie que les grandeurs de la machine sont observables à partir des mesures

des courants et des tensions du stator et du rotor si la machine est connectée au réseau électrique. Cela a permis d'apporter certaines améliorations aux commandes développées dans les chapitres précédents en synthétisant des observateurs à base du filtre de Kalman étendu, l'observateur classique à grand gain, l'observateur par mode glissant et l'observateur MRAS adaptatif pour l'observation des grandeurs mécaniques (couple et vitesse), l'observation des variables d'état du modèle de la machine, l'estimation des paramètres de la machine et l'observation des pertes de puissance dans les convertisseurs et le courant du bus DC.

Ensuite, une supervision floue d'un observateur dynamique à grand gain a été proposée. Cette technique a résolu le dilemme rapidité de convergence - sensibilité au bruit de mesure, grâce à un choix intelligent et en ligne des paramètres de synthèse de l'observateur à grand gain dynamique flou.

Une simulation et une validation expérimentale sur le DSP en co-simulation (hardware in the loop) ont confirmé les améliorations significatives apportées par l'observateur flou adaptatif à grand gain proposé. Les observateurs proposés ont été combinés avec l'approche backstepping. Le tout est implémenté dans une carte DSP TMS320F28335. À travers les résultats de la mise en œuvre de la DSP en HIL, il a été démontré que cette combinaison améliorée augmente les performances souhaitées.



CONCLUSION GÉNÉRALE & PERSPECTIVES

Conclusion générale et perspectives

Un système de conversion de l'énergie éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation est un système dynamique avec des fortes caractéristiques non linéaires et des paramètres incertains variant dans le temps. Pour cela, les stratégies de contrôle de la GADA doivent être conçues pour fonctionner d'une manière robuste vis-à-vis des difficultés de la modélisation et des variations paramétriques.

La configuration, adoptée pour la variation de la vitesse d'un système d'énergie éolienne, est essentiellement basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation alimentée par deux convertisseurs de puissance couplés par un bus DC. Cette solution présente de nombreux avantages techniques et économiques, notamment par rapport aux configurations basées sur une machine asynchrone à cage ou une machine synchrone. Elle ne conduit pas à un surdimensionnement des convertisseurs alimentant les deux armatures. En effet en évitant le fonctionnement des convertisseurs à très basse fréquence, le problème de déclassement des convertisseurs serait évité et l'effet des variations des paramètres électriques sur le comportement des boucles de contrôle de la GADA serait affaibli.

Le travail que nous avons présenté dans cette thèse a amené une contribution à la conception et l'implémentation dans un calculateur numérique des lois de commande robuste appliquées à un système de conversion de l'énergie éolienne basé sur une génératrice asynchrone à double alimentation connectée au réseau électrique.

Nous avons présenté la constitution générale et le principe de fonctionnement d'un système d'énergie éolienne. Puis, nous avons abordé les différentes structures et topologies des éoliennes et un répertoire des principales techniques utilisées dans les éoliennes pour la production de l'énergie électrique. Ensuite, différentes structures utilisant le générateur asynchrone à double alimentation ont été décrites et comparées, puis un aperçu de la littérature technique concernant les stratégies de commande et d'optimisation a été présenté.

Par la suite, notre but s'est orienté vers la modélisation d'une chaîne de conversion de l'énergie éolienne basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation. Il s'agit d'établir le modèle de la turbine éolienne, de présenter les concepts électrotechniques liés à la MADA et d'aborder la commande vectorielle de la GADA avec les différentes possibilités d'orientation du repère de Park. Finalement, les convertisseurs de puissance ont été modélisés et leurs éléments associés tels que les filtres et le bus continu ont été étudiés. Pour valider notre plateforme de simulation, nous avons réalisé des tests sur Simulink basés sur la commande par orientation de flux statorique. Ces tests ont abouti à des résultats satisfaisants, ce qui justifie la validité du modèle proposé. La commande par orientation du flux statorique permet de traiter la MADA de façon semblable à celle de la machine à courant continu ; ce qui permet d'obtenir une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable.

Nous avons développé des algorithmes de commande par logique floue basés sur des régulateurs flous afin d'améliorer les qualités de poursuite et d'assurer la robustesse de la commande. Les concepts fondamentaux de la logique floue et les principes de base de la commande par logique floue ont été expliqués et ont été combinés avec la commande vectorielle afin de contrôler le système en question. Pour montrer les points forts de cette technique de commande, deux autres types de contrôle ; un contrôle vectoriel basé sur des contrôleurs PI et une commande vectorielle basée sur des contrôleurs RST ont été proposés. Pour examiner les différentes lois de commande développées sur le système de production de l'énergie éolienne étudié, une étude comparative effectuée dans les mêmes conditions entre ces différentes techniques a été présentée. Les perturbations induites par le système ne permettent pas de distinguer la différence entre les commandes développées ni de juger ces performances dans le régime transitoire ; cependant cette distinction est observable en régime permanent où les résultats de simulation montrent que les grandeurs réglées convergent vers leurs valeurs de références dans les trois types de commande avec un temps de réponse et un dépassement différents. Nous avons constaté une absence de dépassements importants, une insensibilité aux perturbations et une convergence rapide vers la valeur de référence (temps de réponse plus faible) dans le cas de la commande par logique floue.

Malgré ces bonnes performances atteintes, un contrôleur à base de la logique floue reste difficile à synthétiser et son réglage peut être relativement long. Pour remédier à ce problème, nous avons proposé d'autres commandes non linéaires basées sur les techniques de l'automatique avancée. À ce propos, nous avons montré comment la commande à structure variable (mode glissant), la commande par backstepping et la commande par combinaison de ces deux approches peuvent être appliquées au contrôle de la puissance active et réactive produites par la GADA dans un système de conversion de l'énergie éolienne ainsi que la possibilité d'amélioration de la qualité de l'énergie électrique fournie au réseau.

Dans un premier temps, nous avons établi des lois de commande basées sur les techniques de contrôle à structure variable, communément appelée le mode glissant, qui a été associée à l'algorithme de super-twisting pour la commande mode glissant d'ordre supérieur dans le but de contrôler séparément les deux convertisseurs coté réseau (CCR) et coté machine (CCM) et développer une stratégie afin de maximiser l'extraction de l'énergie éolienne (MPPT) pour une éolienne à vitesse variable. Dans un deuxième temps, nous avons conçu le backstepping pour contrôler les convertisseurs bidirectionnels (CCM, CCR et filtre) reliant les enroulements du rotor de la GADA au réseau et suivre le maximum de puissance. En troisième lieu, afin de contrôler la puissance active et réactive produites par la GADA dans un système de conversion de l'énergie éolienne et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique fournie au réseau, une stratégie basée sur la combinaison de ces deux approches a été appliquée. Ces algorithmes de contrôle non linéaire proposés ont été mis en œuvre et validés sur notre plateforme de cosimulation, Hardware in the Loop (HIL), basée sur le matériel EZDSP TMS320F28335 et l'environnement Matlab/Simulink où le modèle du SCEE basé sur la GADA dans Simulink interagit avec les lois de contrôle implémentées sur le DSP. Les résultats obtenus démontrent que les stratégies de contrôle

proposées offrent de bonnes performances statiques et dynamiques du système ; le suivi des points de consigne, la robustesse et la rapidité de réponse sont atteints ; les résultats de la mise en œuvre des algorithmes de commande suggérés sur la DSP en tant que HIL confirment les résultats obtenus dans Simulink.

Nous avons constaté également que la comparaison établie entre le contrôleur PI et les commandes non linéaires proposées a prouvé la robustesse de ces derniers en terme de sensibilité aux variations des paramètres et sous la variation de la vitesse du vent. En conséquence, l'efficacité de ces contrôles a été vérifiée.

Pour contribuer de plus à l'amélioration des commandes avancées de la GADA connectée au réseau et utilisée dans le système de conversion de l'énergie éolienne, simplifier l'installation, éliminer le bruit de mesure accompagnant souvent les capteurs et améliorer la fiabilité du système, nous avons conçu des algorithmes de commande non linéaires à base des observateurs en exploitant le concept de dualité entre observation et commande.

Nous avons élaboré une étude détaillée de l'observabilité de notre système pour vérifier la possibilité de construire un observateur pour un tel système fortement non linéaire. Puis des observateurs non linéaires à base du filtre de Kalman étendu (EKF), l'observateur classique à grand gain (HGO), l'observateur à mode glissant (SMO) et l'observateur MRAS adaptatif ont été synthétisés pour estimer les variables d'état du modèle du SCEE et les paramètres de la machine. Une comparaison faite entre l'EKF, SMO et MRAS a montré que le MRAS présente une erreur d'estimation faible par rapport aux deux autres observateurs mais l'EKF est légèrement sensible au bruit en le comparant aux deux autres. Afin d'assurer le compromis entre la précision de convergence et la sensibilité aux bruits de mesure, une autre contribution consistant à l'exploitation des techniques la logique floue et de la stratégie de la commande adaptative pour concevoir un observateur à grand gain dynamique flou (DFHGO) a été détaillée. Cette contribution conduit à un choix convenable et en ligne du paramètre de synthèse de l'observateur à grand gain. Les différents algorithmes d'observateurs conçus ont été combinés avec l'approche backstepping. Une validation expérimentale sur le DSP TMS320F28335 en cosimulation (hardware in the loop) a confirmé les améliorations significatives apportées par le DFHGO proposé, notamment la robustesse par rapport aux changements (dus à la saturation magnétique) de l'inductance mutuelle L_m , de l'inductance L_r et de la résistance R_r du rotor (par exemple en raison de réchauffement ou de vieillissement). Nous avons noté que la stratégie d'observation (DFHGO) utilisée propose un paramètre de synthèse relativement faible pour assurer l'insensibilité au bruit de mesure et suggère une valeur relativement élevée uniquement lorsqu'un problème de convergence se présente.

Ainsi l'observateur à grand gain adaptatif flou proposé résout parfaitement le compromis entre la rapidité de la convergence et la robustesse vis-à-vis des bruits de mesure.

Pour révéifier la précision du modèle du système étudié et les performances des lois de commande proposées, nous avons comparé les résultats obtenus avec ceux issus des réalisations expérimentales

publiées dans la littérature. Ainsi les performances réalisées sous la plateforme de cosimulation DSP in the loop proposée convergent vers celles obtenus par ces données expérimentales.

Les perspectives envisagées pour la continuité de recherche dans cette thématique peuvent être résumées comme suit :

- Afin de valider les algorithmes et les lois de commande proposés dans ce travail, nous avons implémenté ces derniers dans un DSP en utilisant notre plate forme de co-simulation « hardware in the loop », il serait donc intéressant de tester, sur un banc expérimental complet, la validité de ces algorithmes surtout ceux dédiés à la commande robuste et à l'estimation des variables d'état et des paramètres du système.
- Nous avons réalisé notre étude avec un modèle de la GADA en négligeant sa saturation magnétique et ses imperfections. Il serait intéressant d'évaluer l'influence d'un modèle réel étant plus élaboré sur les performances des algorithmes de commande et d'observateurs proposés.
- Nécessité d'une étude d'amélioration de la qualité de l'énergie produite par le système de conversion de l'énergie éolienne à base de la machine asynchrone à double alimentation, en proposant des améliorations pour réduire le taux de distorsion harmonique, par compensation simultanée de la puissance réactive et des courants harmoniques présents sur le réseau.
- Proposition des techniques pour rendre le système éolien robuste vis-à-vis des différents défauts (défaut capteur, enrroulement de la machine...).

Publications de l'auteur

Articles publiés dans des revues internationales avec comité de lecture

- 1) "DSP in the Loop Implementation of a Backstepping Controller for Wind Energy Conversion System Based on a Doubly Fed Induction Generator Connected to Grid", International Journal on Energy Conversion (IRECON) , vol. 7, no. 4, 2019, p. 136-6. DOI: 10.15866/irecon.v7i4.17790.
- 2) "DSP in the Loop Implementation of Sliding Mode and Super Twisting Sliding Mode Controllers Combined with an Extended Kalman Observer for Wind Energy System Involving a DFIG", International Journal on Energy Conversion (IRECON) , vol. 8, no. 1, 2020, p. 26-37. DOI: 10.15866/irecon.v8i1.18432.
- 3) "Design and investigations of MPPT strategies for a wind energy conversion system based on doubly fed induction generator", International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) , vol. 10, no. 5, 2020, pp. 4770-4781, DOI: 10.11591/ijece.v10i5.pp4770-4781.
- 4) "Hybrid Nonlinear Control Strategies for Performance Enhancement of a Doubly-Fed Induction Aero-Generator: Design and DSP Implementation", International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), Vol 12, no 3, September 2021, p. 1472 -1481, DOI: 10.11591/ijped.v12.i3.pp1472-1481.
- 5) "New Dynamic Fuzzy High Gain Observer combined with a Nonlinear Control Approach for Performance Enhancement in Wind Power system based on DFIG: Design and DSP implementation", International Review of Automatic Control (IREACO), vol. 14, no. 5, 2021.

Conférences Internationales avec comité de lecture

- 1) "A Hybrid Fuzzy - Sliding Mode Control of a Grid Connected DFIG Based Wind Power System", 2020 IEEE 2nd International Conference on Electronics, Control, Optimization and Computer Science (ICECOCS) , 2020, pp. 1-6, DOI: 10.1109/ICECOCS50124.2020.9314537.
- 2) "DSP in the loop Implementation of the Control of a DFIG Used in Wind Power System", 2020 1st International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology (IRASET), Meknes, Morocco, 2020, pp. 1-6. DOI: 10.1109/IRASET48871.2020.9092165.
- 3) "Control Strategies for DFIG based on Wind Energy Conversion System using RST and Fuzzy Logic Controllers", 2019 International Conference of Computer Science and Renewable Energies (ICCSRE), 2019, DOI: 10.1109/ICCSRE.2019.8807524.
- 4) "Power Control of a Wind Energy Conversion System Based on a Doubly Fed Induction Generator", Third International Conference on Computing and Wireless Communication Systems, ICCWCS 2019, Faculty of Sciences, Ibn Tofaïl University -Kénitra- Morocco, EAI. DOI: 10.4108/eai.24-4-2019.2284101.

- 5) "Fuzzy Logic Control for Wind Energy Conversion System based on DFIG", 2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), 2019, pp. 1–6. DOI: 10.1109/WITS.2019.8723722.
- 6) "DSP Implementation in the Loop of the Vector Control Drive of a Permanent Magnet Synchronous Machine", Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems - ICCWCS'17, Publisher: ACM Press, 2017 pp: 1-7, DOI: 10.1145/3167486.3167542, ISBN: 9781450353069”.
- 7) "DSP Implementation in the Loop of the Indirect Rotor Field Orientation control for the Three-Phase Asynchronous Machine", Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems - ICCWCS'17, Publisher: ACM Press, 2017 pp: 1-7, 2017 pp: 1-7, DOI: 10.1145/3167486.3167541, ISBN:9781450353069”.
- 8) "Multi-drive electric vehicle system control using backstepping strategy", 1st International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology (IRASET), 2020, pp.1-6, DOI:10.1109/IRASET48871.2020.9092164.
- 9) "Effects of Symmetrical Voltage Sags on Two Induction Motors System Coupled with an Elastic Web", 2020 IEEE 2nd International Conference on Electronics, Control, Optimization and Computer Science (ICECOCS), 2020, pp. 1-6, DOI: 10.1109/ICECOCS50124.2020.9314298.

Conférences Nationales

- 1) "Modélisation et commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) utilisée en production d'énergie éolienne", JD6, FST Settat, Morocco, April 5, 2018.
- 2) "Comparative Study of MPPT Strategies for a Wind Energy Conversion System Based on Doubly Fed Induction Generator", JD7, FST Settat, Morocco, may 2, 2019.
- 3) "DSP Implementation based Hybrid Fuzzy - non-linear Control of a Grid Connected DFIG Used in Wind Power System", JD8, FST Settat, Morocco, july 8, 2021.

Bibliographie

- [1] “Rapport sur la situation mondiale des énergies renouvelables 2019 : REN21 - <https://www.mediaterre.org/actu,20190625125916,1.html>.
- [2] <https://www.mem.gov.ma>.
- [3] I. Munteanu, *Optimal control of wind energy systems : towards a global approach*. Springer, 2008.
- [4] B. F. D., B. H. D., and M. R. J., “Wind Turbine Control Systems: Principles, Modeling and Gain Scheduling Design.” Springer-Verlag, London, UK, 2007.
- [5] T. Burton, N. Jenkins, D. Sharpe, and E. Bossanyi, *Wind Energy Handbook*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- [6] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014.
- [7] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proc. IEEE*, pp. 740–788, May 2015.
- [8] A. R. Jha, *Wind turbine technology*. CRC Press, 2010.
- [9] Y.-B. Civel, *Guide de l'énergie éolienne : les aérogénérateurs au service du développement durable*. Québec Canada: IEPF, 1998.
- [10] A. Boyette, “Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne,” Dec. 2006.
- [11] J. Twidell, *Renewable Energy Resources*. Routledge, 2015.
- [12] P. D. . A. R. Jha, “Wind Energy Conversion Techniques in Built Environments,” in *Wind Turbine Technology*, CRC Press, 2020, pp. 219–252.
- [13] E. Hau, *Wind turbines: Fundamentals, technologies, application, economics*. Springer Berlin Heidelberg, 2006.
- [14] “Environmental Impact,” in *Wind Turbines*, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2006, pp. 533–562.
- [15] R. Benniou and F. Bahlouli, “Climate Change and Agriculture Conservation in Semi-Arid Environment,” in *Energy Procedia*, 2015, vol. 74, pp. 25–31.
- [16] “Eoliennes - <https://energieplus-lesite.be/theories>” .
- [17] Trevor Letcher, *Wind Energy Engineering - 1st Edition*, Academic P. 2017.
- [18] *Wind Turbine Technology: Fundamental Concepts in Wind Turbine Engineering*, Second Edition. ASME Press, 2010.
- [19] N. R. Babu and P. Arulmozhivarman, “Wind Energy Conversion Systems - a Technical Review,” vol. 8, no. 4, pp. 493–507, 2013.
- [20] T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*. John Wiley and Sons, 2005.
- [21] R. Whittlesey, “Vertical Axis Wind Turbines: Farm and Turbine Design,” in *Wind Energy Engineering: A Handbook for Onshore and Offshore Wind Turbines*, Elsevier Inc., 2017, pp. 185–202.
- [22] F. Poitiers, “ETUDE ET COMMANDE DE GENERATRICES ASYNCHRONES POUR L ' UTILISATION DE L ' ENERGIE EOLIENNE - Machine asynchrone à cage autonome - Machine asynchrone à double alimentation reliée au r éseau HAL Id : tel-00011383,” 2006.
- [23] W. E. Leithead and B. Connor, “Control of variable speed wind turbines: Design task,” *Int. J. Control*, vol. 73, no. 13, pp. 1189–1212, 2000.
- [24] E. Muljadi, “Pitch-controlled variable-speed wind turbine generation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 1, pp. 240–246, Jan. 2001.
- [25] J. Zhang, M. Cheng, Z. Chen, and X. Fu, “Pitch angle control for variable speed wind turbines,” in *3rd International Conference on Deregulation and Restructuring and Power Technologies, DRPT 2008*, 2008, pp. 2691–2696.
- [26] M. A. Abdullah, A. H. M. Yatim, C. W. Tan, and R. Saidur, “A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, no. 5. Pergamon, pp. 3220–3227, 01-

- Jun-2012.
- [27] A. Mirecki, "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance," Apr. 2005.
- [28] M. O. L. Hansen, J. N. Sørensen, S. Voutsinas, N. Sørensen, and H. A. Madsen, "State of the art in wind turbine aerodynamics and aeroelasticity," *Progress in Aerospace Sciences*, vol. 42, no. 4, pp. 285–330, Jun-2006.
- [29] K. Tan and S. Islam, "Optimum Control Strategies in Energy Conversion of PMSG Wind Turbine System Without Mechanical Sensors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 2, pp. 392–399, Jun. 2004.
- [30] Brice Beltran, "Contribution à la Commande Robuste des Eoliennes à Base de Génératrices Asynchrones Double Alimentation : Du Mode Glissant Classique au Mode Glissant d'Ordre Supérieur," Université de Bretagne occidentale - Brest, Jul. 2010.
- [31] E. Rezaei, A. Tabesh, and M. Ebrahimi, "Dynamic model and control of DFIG wind energy systems based on power transfer matrix," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 27, no. 3, pp. 1485–1493, 2012.
- [32] A. Gaillard, "Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service," Université Henri Poincaré - Nancy 1, Apr. 2010.
- [33] B. BELTRAN, T. AHMED-ALI, and M. BENBOUZID, "Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation (du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur)," 2010.
- [34] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation," Mar. 2007.
- [35] Y. Boussairi, A. Abouloifa, I. Lachkar, F. Giri, C. Aouadi, and A. Hamdoun, "Modélisation et commande d'un système éolien à base d'une machine asynchrone à double alimentation pour la fourniture de puissances au réseau électrique," Aug. 2017.
- [36] F. Bonnet, "Contribution à l'optimisation de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation utilisée en mode moteur," Sep. 2008.
- [37] B. Boukhezzar, L. Lupu, H. Siguerdidjane, and M. Hand, "Multivariable control strategy for variable speed, variable pitch wind turbines," *Renew. Energy*, vol. 32, no. 8, pp. 1273–1287, Jul. 2007.
- [38] S. El Aïmani, *Intégration des éoliennes dans les réseaux électriques Modélisation et commande de technologies*. Presses Académiques Francophones, 2012.
- [39] S. Li, R. Challoor, and M. J. Nemmers, "Comparative study of DFIG power control using stator-voltage and stator-flux oriented frames," in 2009 IEEE Power and Energy Society General Meeting, PES '09, 2009.
- [40] B. Rached, M. Elharoussi, and E. Abdelmounim, "Design and investigations of MPPT strategies for a wind energy conversion system based on doubly fed induction generator," *Int. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 10, no. 5, pp. 4770–4781, Oct. 2020.
- [41] M. Faridi, R. Ansari, S. A. Mousavi, and M. Dodman, "Pitch control of wind turbine blades in noisy and unstable wind conditions," in 2010 9th Conference on Environment and Electrical Engineering, EEEIC 2010, 2010, pp. 22–25.
- [42] C. Jauch, T. Cronin, P. Sørensen, and B. B. Jensen, "A fuzzy logic pitch angle controller for power system stabilization," *Wind Energy*, vol. 10, no. 1, pp. 19–30, Jan. 2007.
- [43] J. Creaby, Y. Li, and J. E. Seem, "Maximizing wind turbine energy capture using multivariable extremum seeking control," *Wind Eng.*, vol. 33, no. 4, pp. 361–388, Jun. 2009.
- [44] A. Mechernene, "Apport des techniques de l'intelligence artificielle à la commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone," Université d'Oran, 2014.
- [45] Hamzaoui, F. Bouchafaa, A. Hadjammar, and A. Talha, "Improvement of the performances MPPT system of wind generation," in Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference 2011, SIECPC 2011, 2011.
- [46] S. Li, T. A. Haskew, and E. Muljadi, "Integrative characteristic evaluation of DFIG maximum power extraction using lookup table approach," in IEEE PES General Meeting, PES 2010, 2010.

- [47] Y. Errami, M. Ouassaid, and M. Maaroufi, "Optimal Power Control Strategy of Maximizing Wind Energy Tracking and Different Operating Conditions for Permanent Magnet Synchronous Generator Wind Farm," in *Energy Procedia*, 2015, vol. 74, pp. 477–490.
- [48] M. Hilal, M. Maaroufi, and M. Ouassaid, "Doubly fed induction generator wind turbine control for a maximum power extraction," in *International Conference on Multimedia Computing and Systems -Proceedings*, 2011.
- [49] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 3, p. 231, 1996.
- [50] Y. Zhao, X. D. Zou, Y. N. Xu, Y. Kang, and J. Chen, "Maximal Power Point Tracking under Speed-Mode Control for Wind Energy Generation System with Doubly Fed Introduction Generator," 2009, pp. 1–5.
- [51] Z. Xie, X. Zhang, S. Yang, Q. Li, and W. Zhai, "Study on control strategy of maximum power capture for DFIG in wind turbine system," in *2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2010*, 2010, pp. 110–115.
- [52] Y. Xiao and P. Jia, "VSCF wind turbine control strategy for maximum power generation," in *Proceedings of the World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA)*, 2010, pp. 4781–4786.
- [53] W. Qiao, W. Zhou, J. M. Aller, and R. G. Harley, "Wind speed estimation based sensorless output maximization control for a wind turbine driving a DFIG," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1156–1169, May 2008.
- [54] R. Datta and V. T. Ranganathan, "A method of tracking the peak power points for a variable speed wind energy conversion system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 1, pp. 163–168, Mar. 2003.
- [55] B. Rached, M. Elharoussi, and E. Abdelmounim, "DSP in the loop implementation of sliding mode and super twisting sliding mode controllers combined with an extended kalman observer for wind energy system involving a DFIG," *Int. J. Energy Convers.*, vol. 8, no. 1, pp. 26–37, 2020.
- [56] B. Shen, B. Mwinyiwiwa, Y. Zhang, and B. T. Ooi, "Sensorless maximum power point tracking of wind by DFIG using rotor position phase lock loop (PLL)," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 4, pp. 942–951, 2009.
- [57] I. K. Buehring and L. L. Freris, "CONTROL POLICIES FOR WIND-ENERGY CONVERSION SYSTEMS.," *IEE Proc. C Gener. Transm. Distrib.*, vol. 128, no. 5, pp. 253–261, 1981.
- [58] Q. Wang and L. Chang, "An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1242–1249, Sep. 2004.
- [59] B. Rached, M. Elharoussi, and E. Abdelmounim, "Control Strategies for DFIG based on Wind Energy Conversion System using RST and Fuzzy Logic Controllers," in *2019 International Conference of Computer Science and Renewable Energies (ICCSRE)*, 2019, pp. 1–6.
- [60] C. Shao, X. Chen, and Z. Liang, "Application Research of Maximum Wind-energy Tracing Controller Based Adaptive Control Strategy in WECS," 2009, pp. 1–5.
- [61] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 486–494, Apr. 2006.
- [62] B. RACHED, M. ELHAROSSI, and E. ABDELMOUNIM, "Power Control of a Wind Energy Conversion System based on a Doubly Fed Induction Generator," 2019.
- [63] B. Rached, M. Elharoussi, and E. Abdelmounim, "Fuzzy logic control for wind energy conversion system based on DFIG," in *2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems, WITS 2019*, 2019.
- [64] A. Tapia, G. Tapia, J. Xabier Ostolaza, and J. R. Sáenz, "Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 2, pp. 194–204, Jun. 2003.
- [65] A. M. Kassem, K. M. Hasaneen, and A. M. Yousef, "Dynamic modeling and robust power control of DFIG driven by wind turbine at infinite grid," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 44, no. 1, pp. 375–382, Jan. 2013.
- [66] S. Chondrogiannis and M. Barnes, "Stability of doubly-fed induction generator under stator voltage orientated vector control," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 2, no. 3, pp. 170–180, 2008.

- [67] C. Batlle, A. Dòria-Cerezo, and R. Ortega, "A stator voltage oriented PI controller for the doubly-fed induction machine," in Proceedings of the American Control Conference, 2007, pp. 5438–5443.
- [68] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [69] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 25, no. 2, pp. 257–264, 1989.
- [70] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.
- [71] J. Arbi, M. J. Ben Ghorbal, I. Slama-Belkhodja, and L. Charaabi, "Direct virtual torque control for doubly fed induction generator grid connection," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 10, pp. 4163–4173, 2009.
- [72] M. Tazil et al., "Three-phase doubly fed induction generators: An overview," IET Electr. Power Appl., vol. 4, no. 2, pp. 75–89, 2010.
- [73] E. Tremblay, S. Atayde, and A. Chandra, "Comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conversion systems: A DSP-based implementation approach," IEEE Trans. Sustain. Energy, vol. 2, no. 3, pp. 288–299, Jul. 2011.
- [74] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control," IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 779–787, Sep. 2002.
- [75] R. Datta and V. T. Ranganathan, "Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors," IEEE Trans. Power Electron., vol. 16, no. 3, pp. 390–399, May 2001.
- [76] D. Santos-Martin, J. L. Rodriguez-Amenedo, and S. Arnalte, "Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 5, pp. 2328–2336, 2008.
- [77] G. Abad, M. Á. Rodríguez, G. Iwanski, and J. Poza, "Direct power control of doubly-fed-induction-generator-based wind turbines under unbalanced grid voltage," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 2, pp. 442–452, 2010.
- [78] L. Xu and P. Cartwright, "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 21, no. 3, pp. 750–758, Sep. 2006.
- [79] M. Soliman, O. P. Malik, and D. T. Westwick, "Multiple model predictive control for wind turbines with doubly fed induction generators," IEEE Trans. Sustain. Energy, vol. 2, no. 3, pp. 215–225, Jul. 2011.
- [80] D. Zhi, L. Xu, and B. W. Williams, "Model-based predictive direct power control of doubly fed induction generators," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 2, pp. 341–351, 2010.
- [81] V. Yaramasu and B. Wu, Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems. Jhon Wiley & Sons, 2017.
- [82] J. Hu, J. Zhu, and D. G. Dorrell, "A comparative study of direct power control of AC/DC converters for renewable energy generation," in IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference), 2011, pp. 3578–3583.
- [83] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, and R. A. Lakin, "Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder," IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 147, no. 4, pp. 241–250, Jul. 2000.
- [84] S. Yang and V. Ajjarapu, "A speed-adaptive reduced-order observer for sensorless vector control of doubly fed induction generator-based variable-speed wind turbines," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 25, no. 3, pp. 891–900, Sep. 2010.
- [85] G. D. Marques, V. F. Pires, S. Sousa, and D. M. Sousa, "A DFIG sensorless rotor-position detector based on a hysteresis controller," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 26, no. 1, pp. 9–17, Mar. 2011.
- [86] B. Boukhezzer and H. Siguerdidjane, "Nonlinear control of a variable-speed wind turbine using a two-mass model," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 26, no. 1, pp. 149–162, 2011.
- [87] H. Sira Ramirez, "Structure at infinity, zero dynamics and normal forms of systems undergoing sliding motions," Int. J. Syst. Sci., vol. 21, no. 4, pp. 665–674, 1990.
- [88] E. Freund, "The structure of decoupled non-linear systems," Int. J. Control, vol. 21, no. 3, pp. 443–450, 1975.

- [89] A. Massoum, "Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV) ; commande neuro-floue," Sidi Bel Abbès, 2007.
- [90] B. Rached, M. Elharoussi, and E. Abdelmounim, "DSP in the loop implementation of a backstepping controller for wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator connected to grid," *Int. J. Energy Convers.*, vol. 7, no. 4, pp. 136–147, Jul. 2019.
- [91] F. Mehazzem, "Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique," Université de Paris-Est et Université de Constantine, 2010.
- [92] D. J. Atkinson, R. A. Lakin, and R. Jones, "A vector-controlled doubly-fed induction generator for a variable-speed wind turbine application," *Trans. Inst. Meas. Control*, vol. 19, no. 1, pp. 2–12, 1997.
- [93] M. Ragheb and A. M., "Wind Turbines Theory - The Betz Equation and Optimal Rotor Tip Speed Ratio," in *Fundamental and Advanced Topics in Wind Power*, InTech, 2011.
- [94] G. Abad, *Doubly fed induction machine : modeling and control for wind energy generation applications*. Wiley-Blackwell Pub, 2011.
- [95] D. Kumar and K. Chatterjee, "A review of conventional and advanced MPPT algorithms for wind energy systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 55. Elsevier Ltd, pp. 957–970, 01-Mar-2016.
- [96] B. Beltran, "Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur," 2010.
- [97] R. Riyadh, "Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée," 2016.
- [98] U. F. R. Sciences and S. T. M. I. a Techniques, "These_Baghli.Pdf," 1999.
- [99] P. Brunet, "Introduction à la Commande Vectorielle des Machines asynchrones," *LTEG Henri Brisson*, p. 64, 1999.
- [100] E. Youcef, "Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté," 2009.
- [101] K. E. L. Khil, "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée," 2006.
- [102] A. Chourasia, V. Srivastava, A. Choudhary, and S. Praliya, "Comparison study of Vector Control of Induction Motor Using Rotor Flux Estimation by Two Different Methods," *Int. J. Electron. Electrical Eng.*, vol. 7, no. 3, pp. 201–206, 2014.
- [103] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable speed wind-energy generation," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 3, pp. 231–241, 1996.
- [104] K. Kerrouche, A. Mezouar, and K. Belgacem, "Decoupled control of doubly fed induction generator by vector control for wind energy conversion system," in *Energy Procedia*, 2013, vol. 42, pp. 239–248.
- [105] N. El Ouanjli, S. Motahhir, A. Derouich, A. El Ghzizal, A. Chebabhi, and M. Taoussi, "Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller," *Energy Reports*, vol. 5, pp. 271–279, Nov. 2019.
- [106] R. Beguenane, M. A. Ouhrouche, and A. M. Trzynadlowski, "A new scheme for sensorless induction motor control drives operating in low speed region," *Math. Comput. Simul.*, vol. 71, no. 2, pp. 109–120, 2006.
- [107] L. Fan and Z. Miao, *Modeling and analysis of doubly fed induction generator wind energy systems*. Academic Press, 2015.
- [108] D. Zhou, F. Blaabjerg, M. Lau, and M. Tonnes, "Optimized Reactive Power Flow of DFIG Power Converters for Better Reliability Performance Considering Grid Codes," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1552–1562, Mar. 2015.
- [109] A. Petersson, *Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines*, no. 2282. 2005.
- [110] J. Fletcher and J. Yang, "Introduction to the Doubly-Fed Induction Generator for Wind Power Applications," *Paths to Sustain. Energy*, 2010.
- [111] T. Tafticht, "Analyse Et Commande D'Un Système Hybride Photovoltaïque Éolien Décembre," 2006.
- [112] B. BOUKHEZZAR and H. SIGUERDIDJANE, "Sur les stratégies de commande pour l'optimisation et la régulation

- de puissance des éoliennes à vitesse variable,” 2006.
- [113] J. S. Thongam, M. Ouhrouche, M. Ragheb, and A. M. Ragheb, “MPPT Control Methods in Wind Energy Conversion Systems, Fundamental and Advanced Topics in Wind Power,” vol. 1, no. 1, pp. 339–360, 2011.
- [114] S. M. R. Kazmi, H. Goto, H.-J. Guo, and O. Ichinokura, “A Novel Algorithm for Fast and Efficient Speed-Sensorless Maximum Power Point Tracking in Wind Energy Conversion Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 29–36, Jan. 2011.
- [115] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, “Design of a maximum power tracking system for windenergy-conversion applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 486–494, 2006.
- [116] J. A. Goguen, “L. A. Zadeh. Fuzzy sets. Information and control, vol. 8 (1965), pp. 338–353. - L. A. Zadeh. Similarity relations and fuzzy orderings. Information sciences, vol. 3 (1971), pp. 177–200.,” *J. Symb. Log.*, vol. 38, no. 4, pp. 656–657, Dec. 1973.
- [117] R. Husson, *Méthodes de Commande des Machines Electriques*. Lavoisier, 2003.
- [118] P. A. R. L. Floue, “Commande numérique,” 1997.
- [119] B. Rached, M. Elharoussi, E. Abdelmounim, and M. Bensaid, “A hybrid fuzzy - Sliding mode control of a grid connected dfig based wind power system,” in *2020 IEEE 2nd International Conference on Electronics, Control, Optimization and Computer Science, ICECOCS 2020*, 2020.
- [120] U. Höhle and L. N. Stout, “Foundations of fuzzy sets,” *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 40, no. 2, pp. 257–296, Mar. 1991.
- [121] B. Rached, M. Elharoussi, and E. Abdelmounim, “DSP in the loop implementation of a backstepping controller for wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator connected to grid,” *Int. J. Energy Convers.*, vol. 7, no. 4, 2019.
- [122] P. de Larminat, “Automatique, commande des systèmes linéaires,” Editions H. .
- [123] F. Poitiers, T. Bouaouiche, and M. Machmoum, “Advanced control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 79, no. 7, pp. 1085–1096, Jul. 2009.
- [124] Y. S. Kim, I. Y. Chung, and S. Il Moon, “Tuning of the PI controller parameters of a PMSG wind turbine to improve control performance under various wind speeds,” *Energies*, vol. 8, no. 2, pp. 1406–1425, 2015.
- [125] Z. Lahlou, Y. Berrada, I. Boumhidi, Z. Lahlou, Y. Berrada, and I. Boumhidi, “Nonlinear Feedback Control for a Complete Wind Energy Conversion System,” *Int. Rev. Autom. Control*, vol. 12, no. 3, p. 136, May 2019.
- [126] B. Beltran, M. E. H. Benbouzid, and T. Ahmed-Ali, “Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 2, pp. 261–269, 2012.
- [127] B. Beltran, M. E. H. Benbouzid, and T. Ahmed-Ali, “Second-Order Sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Generator Driven Wind Turbine,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 2, pp. 261–269, Jun. 2012.
- [128] T. Schmidt, “Adaptive backstepping control of asymmetric electro-hydraulic actuator system,” no. May, p. 160, 2012.
- [129] R. Trabelsi, A. Khedher, M. F. Mimouni, and F. M’Sahli, “Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 93, pp. 1–15, Dec. 2012.
- [130] M. Krstić, I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotović, and I. Κανελλακόπουλος, *Nonlinear and adaptive control design*. Wiley, 1995.
- [131] “TMS320C28x Simulator User’s Guide (literature number SPRU003) - Code Composer Studio forum - Code Composer Studio™ - TI E2E support forums.” [Online]. Available: <https://e2e.ti.com/support/tools/ccs/f/code-composer-studio-forum/85359/tms320c28x-simulator-user-s-guide-literature-number-spru003>. [Accessed: 18-Mar-2021].
- [132] A. Elrajoubi, S. S. Ang, and A. Abushaiba, “TMS320F28335 DSP programming using MATLAB Simulink embedded coder: Techniques and advancements,” in *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2017, pp. 1–7.
- [133] R. E. Kalman, “A new approach to linear filtering and prediction problems,” *J. Fluids Eng. Trans. ASME*, vol. 82, no. 1, pp. 35–45, 1960.

- [134] R. E. Kalman and R. S. Bucy, "New results in linear filtering and prediction theory," *J. Fluids Eng. Trans. ASME*, vol. 83, no. 1, pp. 95–108, Mar. 1961.
- [135] D. G. Luenberger, "An Introduction to Observers," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 16, no. 6, pp. 596–602, 1971.
- [136] M. Arcak and P. Kokotovi, "Nonlinear observers: A circle criterion design and robustness analysis," *Automatica*, vol. 37, no. 12, pp. 1923–1930, Dec. 2001.
- [137] A. Glumineau and J. de León Morales, "Observer design for AC motors," in *Advances in Industrial Control*, vol. 163, Springer International Publishing, 2015, pp. 79–119.
- [138] A. Isidori and L. Marconi, "Asymptotic analysis and observer design in the theory of nonlinear output regulation," *Lect. Notes Control Inf. Sci.*, vol. 363, pp. 181–210, 2007.
- [139] N. Barhoumi, F. Msahli, M. Djemaï, and K. Busawon, "Observer design for some classes of uniformly observable nonlinear hybrid systems," *Nonlinear Anal. Hybrid Syst.*, vol. 6, no. 4, pp. 917–929, Nov. 2012.
- [140] M. Farza, M. M'Saad, M. Triki, and T. Maatoug, "High gain observer for a class of non-triangular systems," *Syst. Control Lett.*, vol. 60, no. 1, pp. 27–35, Jan. 2011.
- [141] X. Yin and J. Liu, "Distributed state estimation for a class of nonlinear processes based on high-gain observers," *Chem. Eng. Res. Des.*, vol. 160, pp. 20–30, Aug. 2020.
- [142] J. Qian, P. Dufour, and M. Nadri, "Observer and model predictive control for on-line parameter identification in nonlinear systems," in *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*, 2013, vol. 10, no. PART 1, pp. 571–576.
- [143] J. P. Gauthier and I. A. K. Kupka, "Observability and observers for nonlinear systems," *SIAM J. Control Optim.*, vol. 32, no. 4, pp. 975–994, Aug. 1994.
- [144] N. Boizot, E. Busvelle, and J. P. Gauthier, "An adaptive high-gain observer for nonlinear systems," *Automatica*, vol. 46, no. 9, pp. 1483–1488, Sep. 2010.
- [145] S. Abdeddaim, A. Betka, S. Drid, and M. Becherif, "Implementation of MRAC controller of a DFIG based variable speed grid connected wind turbine," *Energy Convers. Manag.*, vol. 79, pp. 281–288, Mar. 2014.
- [146] O. Hernández-González, M. Farza, T. Ménard, B. Targui, M. M'Saad, and C. M. Astorga-Zaragoza, "A cascade observer for a class of MIMO non uniformly observable systems with delayed sampled outputs," *Syst. Control Lett.*, vol. 98, pp. 86–96, Dec. 2016.
- [147] R. Kumar, S. Das, P. Syam, and A. K. Chattopadhyay, "Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 9, no. 7, pp. 496–511, Aug. 2015.
- [148] R. Cárdenas, R. Peña, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 710–718, Dec. 2005.
- [149] R. Hermann and A. J. Krener, "Nonlinear Controllability and Observability," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 22, no. 5, pp. 728–740, 1977.
- [150] G. Bartolini and T. Zolezzi, "Asymptotic linearization of uncertain systems by variable structure control," *Syst. Control Lett.*, vol. 10, no. 2, pp. 111–117, 1988.
- [151] J. J. E. Slotine, J. K. Hedrick, and E. A. Misawa, "On sliding observers for nonlinear systems," *J. Dyn. Syst. Meas. Control. Trans. ASME*, vol. 109, no. 3, pp. 245–252, 1987.
- [152] A. Zemouche, "Sur l'observation de l'état des systèmes dynamiques non linéaires," 2007.
- [153] *Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control*. Springer London, 1999.
- [154] J. S. Liu and K. Yuan, "On tracking control for affine nonlinear systems by sliding mode," *Syst. Control Lett.*, vol. 13, no. 5, pp. 439–443, 1989.
- [155] A. Dib, "Observation et Commande de la Machine Asynchrone," 2012.
- [156] G. Bartolini, A. Ferrara, A. Levant, and E. Usai, "On second order sliding mode controllers," in *Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control*, Springer London, 2007, pp. 329–350.
- [157] Y. Agrebi Zorgani, "Estimation adaptative de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation

- du flux statorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique," 2012.
- [158] M. Korzonek and T. Orłowska-Kowalska, "Comparative Stability Analysis of Stator Current Error-based Estimators of Induction Motor Speed," *Power Electron. Drives*, vol. 3, no. 1, pp. 187–203, Aug. 2018.
- [159] M. R. Dehbozorgi, H. M. Kojabadi, H. Vahedi, and K. Al-Haddad, "A comparative study of various MRAS-based IM's rotor resistance adaptation methods," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2012, pp. 4070–4075.
- [160] M. Korzonek, G. Tarchala, and T. Orłowska-Kowalska, "Simple stability enhancement method for stator current error-based MRAS-Type speed estimator for induction motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 7, pp. 5854–5866, Jul. 2020.
- [161] M. Oueder, M. Farza, R. Ben Abdennour, and M. M'Saad, "A high gain observer with updated gain for a class of MIMO non-triangular systems," *Syst. Control Lett.*, vol. 61, no. 2, pp. 298–308, Feb. 2012.
- [162] M. Oueder, M. Farza, R. Ben Abdennour, and M. M'Saad, "A dynamic high gain observer for a class of MIMO non triangular systems," in *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*, 2011, vol. 44, no. 1 PART 1, pp. 686–691.
- [163] Z. Song and K. Sun, "Adaptive backstepping sliding mode control with fuzzy monitoring strategy for a kind of mechanical system," in *ISA Transactions*, 2014, vol. 53, no. 1, pp. 125–133.
- [164] J. J. E. Slotine, "Sliding controller design for non-linear systems," *Int. J. Control*, vol. 40, no. 2, pp. 421–434, 1984.
- [165] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung, "Variable Structure Control: A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 2–22, 1993.
- [166] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer Berlin Heidelberg, 1992.
- [167] Y. V. Orlov and V. I. Utkin, "Sliding mode control in indefinite-dimensional systems," *Automatica*, vol. 23, no. 6, pp. 753–757, 1987.
- [168] C. I. Byrnes and A. Isidori, "Local stabilization of minimum-phase nonlinear systems," *Syst. Control Lett.*, vol. 11, no. 1, pp. 9–17, 1988.
- [169] J. J. Slotine and S. S. Sastry, "Tracking control of non-linear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators," *Int. J. Control*, vol. 38, no. 2, pp. 465–492, 1983.
- [170] J. J. E. Slotine and J. A. Coetsee, "Adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems," *Int. J. Control*, vol. 43, no. 6, pp. 1631–1651, 1986.
- [171] A. Levant, "Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control," *Int. J. Control*, vol. 76, no. 9–10, pp. 924–941, May 2003.
- [172] A. Levant, "Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control," *Int. J. Control*, vol. 76, no. 9–10, pp. 924–941, May 2003.
- [173] A. Levant, "Principles of 2-sliding mode design," *Automatica*, vol. 43, no. 4, pp. 576–586, Apr. 2007.
- [174] R. Johnston, "Fuzzy logic control," *Microelectronics Journal*, vol. 26, no. 5, pp. 481–495, 1995.
- [175] E. H. Mamdani and S. Assilian, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," *Int. J. Man. Mach. Stud.*, vol. 7, no. 1, pp. 1–13, Jan. 1975.
- [176] B. Rached, M. Bensaid, M. Elharoussi, and E. Abdelmounim, "DSP in the loop Implementation of the Control of a DFIG Used in Wind Power System," in *2020 1st International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology, IRASET 2020*, 2020.
- [177] Pascal Krafczyk, *Modélisation et mise en oeuvre d'une chaîne de production éolienne à base de la MADA*. Centre d'enseignement de Nancy, 2013.
- [178] El Mourabit Y, Derouich A, El Ghzizal A, El Ouanjli N, Zamzoum O. Nonlinear backstepping control for PMSG wind turbine used on the real wind profile of the Dakhla-Morocco city. *Int Trans Electr Energy Syst*. 2020;e12297.



ANNEXES

Annexe « A » : Transformation de CONCORDIA et PARK

1. Transformation de CONCORDIA

C'est l'une des plus classiques transformations permettant le passage d'un système triphasé quelconque vers deux grandeurs diphasées dans le repère α - β (x_α, x_β) et une grandeur homopolaire x_h . On note :

Pour le repère **triphasé** le vecteur $X_{abc} = [x_a \ x_b \ x_c]^T$ et pour le repère **diphasé** le vecteur $X_{h\alpha\beta} = [x_h \ x_\alpha \ x_\beta]^T$.

Le passage des composantes triphasées X_{abc} à la composante homopolaire et aux coordonnées dans le plan α - β est donné par la relation matricielle suivante :

$$X_{h\alpha\beta} = k \cdot C_{33} \cdot X_{abc} \quad (\text{A.1})$$

Avec :

$$C_{33} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Cette transformation dépend d'un coefficient arbitraire k de normalisation.

Les valeurs usuelles prise par k sont :

$k = \frac{2}{3}$: si l'on désire conserver la norme du vecteur X ;

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$: si l'on veut conserver dans la transformation la norme de la puissance.

Si l'on sépare la composante homopolaire des coordonnées $X_{\alpha\beta} = [x_\alpha \ x_\beta]^T$, la matrice C_{33} se décompose en deux sous matrices C_{13} et C_{23} .

$$\text{Avec : } C_{13} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \text{ et } C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Pour une machine dont le point neutre n'est pas relié, les composantes homopolaire sont nulles et la relation (A.1) se simplifie alors à :

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

2. Transformation de PARK.

Le modèle réel de la machine asynchrone à double alimentation est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation θ (voir la matrice des

inductances mutuelles entre le stator et le rotor). On utilise la transformation de PARK qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents.

Le repère de Park correspond à un repère diphasé où θ est l'écart angulaire arbitraire entre l'axe d'une phase dans l'une des armatures (stator ou rotor) et l'axe d'observation dans le cas de la machine asynchrone. Le paramètre θ est au choix de l'utilisateur. Il doit donc être choisi judicieusement et peut dépendre du temps.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Avec :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

- x_d est appelée **composante directe** de PARK ;
- x_q est appelée **composante en quadrature** (ou encore **transversale**)

Réciproquement pour le passage inverse :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = R^T(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Avec :

$$R^T(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Si on recherche maintenant le passage entre les composantes triphasées et le repère diphasé d-q de PARK, on combine les relations (A.3), (A.4) et (A.5).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = k \cdot P_{23}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Avec:

$$P_{23}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Le passage inverse du repère diphasé d-q de PARK vers le système triphasé s'effectue par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = k \cdot P_{32}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \cdot P_{23}^{-1}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

La matrice de PARK $P_{23}(\theta)$ étant orthogonale, le passage inverse est défini par sa transposée :

$$P_{32}(\theta) = P_{23}^{-1}(\theta) = P_{23}^T(\theta) \quad (\text{A.11})$$

$$P_{32}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

3. Propriétés de la matrice de PARK.

3.1. Cas particulier de grandeurs sinusoïdales.

Soit un système triphasé de tensions de pulsation ω , considérons un repère tournant à la pulsation ω et dont l'angle de rotation est $\theta = \omega.t$. Nous allons considérer que ces trois tensions sont déphasées d'un angle φ conformément à la figure (A.1). On peut facilement vérifier que dans ce repère lié à la pulsation ω , les tensions V_d et V_q sont constantes.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \\ V\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ V\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

En développant cette relation matricielle nous obtenons :

$$V_d = \sqrt{3} \cdot V \cdot \sin(\varphi) \quad \text{et} \quad V_q = -\sqrt{3} \cdot V \cdot \cos(\varphi) \quad (\text{A.14})$$

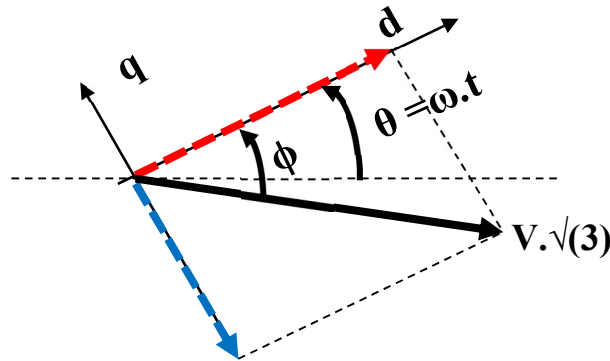


Figure A.1. Représentation des grandeurs sinusoïdales dans le repère de PARK

3.2. Loi des mailles

En appliquant la loi des mailles au circuit du stator d'une machine asynchrone.

$$(V_s) = [R_s] \cdot (I_s) + \frac{d}{dt}(\phi_s) \quad (\text{A.15})$$

Avec : $[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$ une matrice diagonale.

$$(V_s)_{abc} = P^{-1}(\theta_a) \cdot (V_s)_{hdq} = [R_s] \cdot P^{-1}(\theta_a) (I_s)_{hdq} + \frac{d}{dt} \left(P^{-1}(\theta_a) \cdot (\phi_s)_{hdq} \right) \quad (\text{A.16})$$

En multipliant à gauche par $P(\theta_a)$; on aura :

$$(V_s)_{hdq} = [R_s] \cdot (I_s)_{hdq} + P(\theta_a) \cdot \frac{d}{dt} \left(P^{-1}(\theta_a) \cdot (\phi_s)_{hdq} \right) \quad (\text{A.17})$$

Avec :

$$P(\theta_a) \cdot \left(\frac{d}{dt} \left(P^{-1}(\theta_a) \right) \right) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left(\frac{d}{dt}(\theta_a) \right) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_a \quad (\text{A.18})$$

Où $\omega_a = \frac{d}{dt}(\theta_a)$: vitesse de rotation du référentiel d'observation.

Dans la littérature, la matrice $J = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$; est appelé matrice de rotation.

De ce qui précède, on aboutit à :

$$(V_s)_{hdq} = [R_s] \cdot (I_s)_{hdq} + \frac{d}{dt}(\phi_s)_{hdq} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_a \\ 0 & \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot (\phi_s)_{hdq} \quad (\text{A.19})$$

On obtient finalement le système d'équations de PARK qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement biphasé équivalent de l'enroulement triphasé statorique sachant que la composante homopolaire du flux ne produit pas de f.e.m. Le résultat déjà bien connu, il n'y a pas de f.m.m tournante homopolaire.

$$\begin{cases} V_{sh} = R_s \cdot I_{sh} + \frac{d}{dt} \phi_{sh} \\ V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_a \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_a \cdot \phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{A.20})$$

Annexe « B » : Stabilité au sens de Lyapunov

1. Notions fondamentales de la stabilité :

La notion de la stabilité d'un système dynamique constitue une problématique centrale de la théorie du contrôle. Elle caractérise l'évolution de sa trajectoire d'état initialisée autour d'un point d'équilibre.

On considère un système non linéaire autonome (libre) de la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x) \text{ avec } x = x(t) \in \mathbb{R}^n \quad (\text{B.1})$$

On désigne par $x(t, t_0, x_0)$ la solution de l'équation différentielle (B.1) à l'instant $t \geq t_0$ initialisée en $x(t_0) = x_0$.

2. Point d'équilibre :

Physiquement, un système est en équilibre lorsqu'il conserve son état en absence des forces externes. Mathématiquement, cela est équivalent à dire que la dérivée de son vecteur d'état est nulle.

L'état x_e est un point d'équilibre pour le système (B.1) si $f(x_e) = 0$; on suppose dans la suite que $x_e = 0$ (qui peut être l'erreur d'asservissement ou d'estimation d'état).

Définition 1 : (Notion intuitive de la stabilité)

Si toute évolution d'un système issu d'un voisinage suffisamment petit d'un point d'équilibre x_e demeure au voisinage de ce point, alors x_e est dit stable au sens de Lyapunov.

Définition 2 : (Stabilité au sens de Lyapunov)

Le point d'équilibre $x_e = 0$ est stable au sens de Lyapunov, si pour tout $R > 0$, il existe $r > 0$ tel que :

$$\|x_0\| < r \Rightarrow \|x(t, t_0, x_0)\| < R, \forall t \geq t_0 \quad (\text{B.2})$$

Dans le cas contraire, on dit que l'équilibre est instable.

En d'autres termes, pour tout $t \geq t_0$, une petite perturbation de la condition initiale x_e autour de l'origine $x_e = 0$, donne naissance à une solution $x(t, t_0, x_0)$ qui reste proche de l'origine. La stabilité du système n'implique pas la convergence des solutions vers l'origine.

Définition 3 : (Attractivité)

On dit que l'origine $x_e = 0$ est :

-Un point d'équilibre attractif, s'il existe $r_0 > 0$, tel que :

$$\|x_0\| < r_0 \Rightarrow \|x(t, t_0, x_0)\| \rightarrow 0 ; \quad \text{quand} \quad t \rightarrow \infty \quad (\text{B.3})$$

-Un point d'équilibre globalement attractif si :

$$x_0 \in \mathbb{R}^n \Rightarrow \|x(t, t_0, x_0)\| \rightarrow 0 ; \quad \text{quand} \quad t \rightarrow \infty \quad (\text{B.4})$$

Définition 4 : (Stabilité asymptotique)

Le point d'équilibre $x_e = 0$ est :

- Un point d'équilibre asymptotiquement stable, s'il est stable et attractif.

- Un point d'équilibre globalement asymptotiquement stable, s'il est stable et globalement attractif.

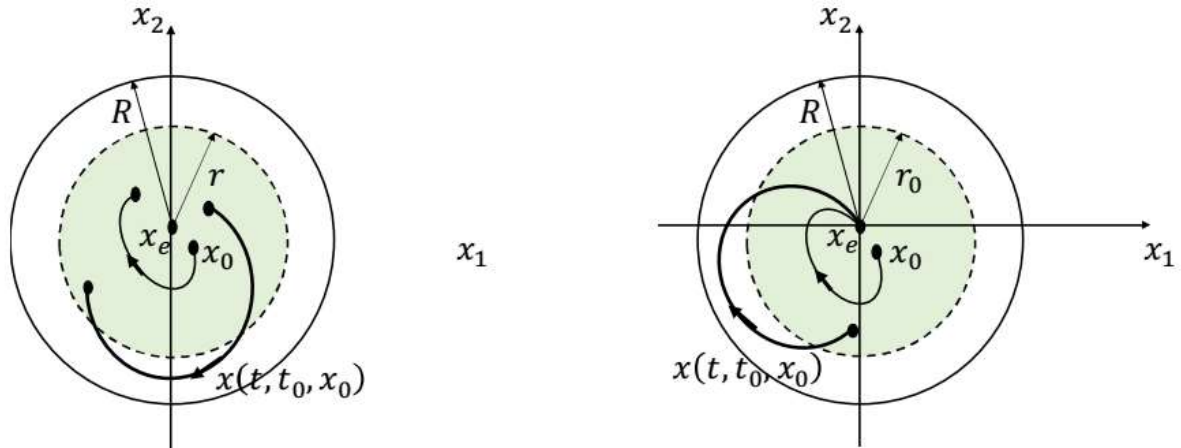


Figure B.1. Stabilité au sens large et stabilité asymptotique

Définition 5 : (Stabilité exponentielle)

Le point d'équilibre $x_e=0$ est exponentiellement stable, s'il existe des constantes positives r , λ_1 et λ_2 telles que :

$$\|x_0\| < r \Rightarrow \|x(t, t_0, x_0)\| \leq \lambda_1 \|x_0\| e^{\lambda_2(t-t_0)}; \forall t \geq t_0 \quad (\text{B.5})$$

La constante λ_2 est appelée le taux ou aussi la vitesse de convergence.

Si en plus $r \rightarrow \infty (\forall x_0 \in \mathbb{R}^n)$, $x_e = 0$ est un point d'équilibre globalement exponentiellement stable.

Remarque:

La propriété de la stabilité exponentielle du système entraîne nécessairement la stabilité asymptotique.

3. Méthode directe de Lyapunov :

La méthode directe ou deuxième méthode de Lyapunov permet d'analyser la stabilité d'un système au voisinage de son point d'équilibre sans calculer explicitement la solution $x(t, t_0, x_0)$ de l'équation différentielle du système [163]. Cette méthode découle du concept d'énergie d'un système. Pour un système physique, l'énergie est une fonction définie positive de son état. Si le système est conservatif, l'énergie reste constante (système stable) ; elle décroît pour un système dissipatif (système asymptotiquement stable). Si l'énergie croît, le système est instable.

Définition 6 : (Fonction de Lyapunov)

On appelle fonction de Lyapunov pour le système (B.1), une fonction réelle $V(x)$ continue et différentiable qui vérifie les propriétés suivantes :

$$V(x) > 0; \forall x \neq 0 ; \quad (\text{B.6})$$

$$V(x) = 0 \Rightarrow x = 0 ; \quad (\text{B.7})$$

$$\dot{V}(x) = \frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq 0; \forall x \neq 0 . \quad (\text{B.8})$$

Théorème 1 : (Méthode directe de Lyapunov)

Si le système admet une fonction de Lyapunov, alors l'origine $x_e=0$ est un point d'équilibre stable. Si de plus $\dot{V}_x = \frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) < 0; \forall x \neq 0$, alors $x_e=0$ est un point d'équilibre asymptotiquement stable.

Théorème 2 : (Stabilité exponentielle)

Le point d'équilibre $x_e=0$ est exponentiellement stable si le système admet une fonction de Lyapunov et s'il est existé des constantes positives γ, ρ_1 et ρ_2 , telles que :

$$\begin{cases} \rho_1 \|x\|^2 \leq V(x) \leq \rho_2 \|x\|^2 \\ \dot{V}(x) \leq -\gamma V(x) \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

Annexe « C » : Algorithme de base de synthèse d'un contrôleur Backstepping

La théorie du Backstepping a été développée par Kanellakopoulos et al. en 1991. Cette technique est une méthode systématique et récursive de synthèse des 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 qui sont sous la forme triangulaire inférieure.

Le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non-linéarité. Cependant, pour que la technique puisse s'appliquer, le système non linéaire doit être sous la forme «strict feedback» (rétroaction stricte), la dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépend additivement de la composante suivante. Pour présenter la procédure de design d'un contrôleur Backstepping, un système d'ordre 3 est considéré. Pour les systèmes d'ordre n la procédure restera la même. Il faut noter que le nombre d'étapes, nécessaires à la construction de la loi de commande est égal au degré relatif du système. soit le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1)^T \cdot \theta + g_1(x_1) \cdot x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta + g_2(x_1, x_2) \cdot x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, x_3)^T \cdot \theta + g_3(x_1, x_2, x_3) \cdot u \end{cases} \quad (C.1)$$

On désire faire suivre à la sortie $y=x_1$ le signal de référence y_r , les signaux \dot{y}_r , \ddot{y}_r et $\ddot{\ddot{y}}_r$ sont supposées connues et uniformément bornées. Le vecteur des paramètres θ est supposé connu. Le système étant du troisième ordre, la conception s'effectue en trois étapes. Dans chaque étape on introduit un écart entre une variable d'état et sa valeur désirée appelée commande virtuelle et une fonction de Lyapunov stabilisante.

La procédure de conception d'une commande par backstepping est telle que :

- La commande réelle u stabilise l'état x_3 ;
- La commande virtuelle x_3^d (valeur désirée de x_3) stabilise l'état x_2 ;
- La commande virtuelle x_2^d désirée (valeur désirée de x_2) stabilise l'état x_1 et donc la sortie y .

Etape 1 :

La première variable d'erreur se définit par :

$$z_1 = x_1 - y_r \quad (C.2)$$

La première équation du système (C.1) s'écrit alors comme suit

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{y}_r = f_1^T \cdot \theta + g_1 \cdot x_2 - \dot{y}_r \quad (C.3)$$

Pour ce système, on considère comme fonction de Lyapunov la fonction quadratique :

$$V_1(z_1) = V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (C.4)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (f_1^T \cdot \theta + g_1 \cdot x_2 - \dot{y}_r) \quad (C.5)$$

Le choix judicieux de x_2 permettant d'écrire $\dot{z} = -k_1 z_1$ rendrait \dot{V} négative et assurerait la stabilité de l'origine du sous-système décrit par (C.3). (k_1 étant une constante positive représente par la suite un paramètre de design).

$$\dot{V}_1 = -k_1 z_1^2 \leq 0 \quad (C.6)$$

Pour ceci, on définit alors la fonction stabilisante donnée par :

$$x_2^d = \frac{1}{g_1} (-k_1 z_1 - f_1^T \cdot \theta + \dot{y}_r) \quad (C.7)$$

D'où la stabilité asymptotique du système (C.3) à l'origine.

Etape 2 :

La deuxième variable d'erreur se définit par :

$$z_2 = x_2 - x_2^d \quad (C.8)$$

Elle représente l'écart entre la variable d'état x_2 et sa valeur désirée x_2^d . A cause du fait que x_2 ne peut pas être forcée à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence l'erreur z_2 n'est pas, instantanément, nulle. Le design dans cette étape consiste alors à la forcer à s'annuler avec une certaine dynamique, choisie au préalable.

Les équations du système à commander, dans l'espace (z_1, z_2) s'écrivent comme suit

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = f_1^T \cdot \theta - \dot{y}_r + g_1 \cdot (z_2 + x_2^d) \\ \dot{z}_2 = f_2^T \cdot \theta + g_2 \cdot x_3 - \dot{x}_2^d \end{cases} \quad (C.9)$$

Pour ce système, nous considérons la nouvelle fonction de Lyapunov :

$$V_2(z_1, z_2) = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (C.10)$$

Sa dérivée peut s'exprimer par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(z_1, z_2) &= \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\ &= z_1 (f_1^T \cdot \theta - \dot{y}_r + g_1 \cdot (z_2 + x_2^d)) + z_2 (f_2^T \cdot \theta + g_2 \cdot x_3 - \dot{x}_2^d) \\ &= -k_1 z_1^2 + z_2 (f_2^T \cdot \theta + g_1 z_1 + g_2 \cdot x_3 - \dot{x}_2^d) \end{aligned} \quad (C.11)$$

Le choix de la valeur désirée de x_3 devient évident.

$$x_3^d = \frac{1}{g_2} (-k_2 z_2 - g_1 z_1 + \dot{x}_2^d - f_2^T \cdot \theta) \quad (C.12)$$

Avec $k_2 \geq 0$, \dot{x}_2^d peut être calculée analytiquement :

$$\dot{x}_2^d = \frac{\partial x_2^d}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial x_2^d}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial x_2^d}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r \quad (C.13)$$

L'expression (C.13) conduit à une dérivée de la fonction de Lyapunov donnée par :

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 \leq 0 \quad (\text{C.14})$$

Le choix de la fonction stabilisante x_3^d permet ainsi d'assurer la stabilité asymptotique de l'origine du système (C.9).

Etape 3 :

Le système (C.1) est maintenant considéré dans sa globalité. La dernière variable d'erreur est définie par:

$$z_3 = x_3 - x_3^d \quad (\text{C.15})$$

On déduit alors les équations du système, dans l'espace des erreurs (z_1, z_2, z_3):

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = f_1^T \cdot \theta - \dot{y}_r + g_1 \cdot (z_2 + x_2^d) \\ \dot{z}_2 = f_2^T \cdot \theta + g_2 \cdot (z_3 + x_3^d) - \dot{x}_2^d \\ \dot{z}_3 = f_3^T \cdot \theta + g_3 \cdot u - \dot{x}_3^d \end{cases} \quad (\text{C.16})$$

La nouvelle fonction de Lyapunov est :

$$V_3(z_1, z_2, z_3) = V_2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (\text{C.17})$$

Sa dérivée le long des équations (C.16) peut s'exprimer par :

$$\begin{cases} \dot{V}_3(z_1, z_2, z_3) = \dot{V}_2 + z_3 \dot{z}_3 \\ \dot{V}_3(z_1, z_2, z_3) = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3 (f_3^T \cdot \theta + g_3 u - \dot{x}_3^d) \end{cases} \quad (\text{C.18})$$

A cette étape, nous sommes en présence de la vraie commande u . Le choix de celle-ci est donné par :

$$u = \frac{1}{g_3} (-k_3 z_3 - g_2 z_2 + \dot{x}_3^d - f_3^T \cdot \theta) \quad (\text{C.19})$$

Avec $k_3 \geq 0$, \dot{x}_3^d peut être calculée analytiquement :

$$\dot{x}_3^d = \frac{\partial x_3^d}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial x_3^d}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial x_3^d}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial x_3^d}{\partial \ddot{y}_r} \ddot{\ddot{y}}_r \quad (\text{C.20})$$

L'expression (C.20) conduit à une dérivée de la fonction de Lyapunov négative :

$$\dot{V}_3 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 \leq 0 \quad (\text{C.21})$$

Nous déduisons alors la stabilité asymptotique de l'origine du système des erreurs (C.16). Ceci se traduit par la stabilité, en boucle fermée, du système à commander (C.1) et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite $y_l - y_r$.

Annexe « D » : Théorie de la commande par mode glissant

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes glissants associés, est une technique de commande non linéaire, caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement.

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'un état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

1. Systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant [164]. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable (VSC, Variable Structure Control) par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface $S(x, t)$. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- **Le mode de convergence:** C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence ;
- **Le mode de glissement:** C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement ;
- **Le mode du régime permanent:** Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre, il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

2. Conception de la commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples : la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse, etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant des modèles imprécis [164][151].

La structure d'un contrôleur par mode glissant comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du

système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle l'élimination des effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [165] :

- Choix de la surface,
- L'établissement des conditions d'existence,
- Détermination de la loi de commande.

2.1. Synthèse de la surface de glissement

Une condition nécessaire pour l'établissement d'un régime glissant est que la variable de glissement ait un degré relatif égal à 1 par rapport à la commande u [166][167]. Le degré relatif d'un système désigne le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie par rapport au temps pour faire apparaître l'entrée de manière explicite [168]. Dans la littérature on trouve plus souvent des travaux qui considèrent la variable de glissement linéaire suivante :

$$S(x,t) = e^{(n-1)} + \dots + c_2 \ddot{e} + c_1 \dot{e} + c_0 e \quad (D.1)$$

où $e = y_r - y$ et les coefficients $c_i (0 \leq i \leq n-2)$ sont choisis de telle sorte que le polynôme $e^{n-1} + \sum_{i=0}^{n-2} c_i e^i$ soit un polynôme d'Hürwitz pour que le système réduit soit stable (les racines du polynôme sont à partie réelle négative).

Ainsi, lorsque la variable de glissement $S(x,t)$ est forcée à zéro, l'erreur de poursuite e converge asymptotiquement vers zéro, avec une dynamique imposée par le choix des coefficients c_i . Aussi le choix de la surface de glissement, peut être simplifié par l'expression suivante [169]:

$$S(x,t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{(n-1)} e \quad (D.2)$$

La difficulté du choix des coefficients c_i se ramène à un seul choix celui de λ , qui caractérise la pente de la surface de glissement. Le choix $\lambda > 0$ garantit d'avoir un polynôme d'Hürwitz.

2.2. Conditions d'existence et de convergence

Le signe de la surface de glissement $S(x, t)$ permet de faire basculer le signal de commande u entre les valeurs u^+ et u^- . La loi de commutation peut s'écrire de la manière suivante :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{pour } S(x,t) > 0 \\ u^- & \text{pour } S(x,t) < 0 \end{cases} \quad (D.3)$$

Les conditions d'existence d'un régime glissant ont été déterminées par [167].

Ces conditions ne s'établissent qu'à proximité de la surface de glissement $S(x, t) = 0$:

➤ L'action de la commande agit de façon à ce que la dérivée du vecteur d'état du système \dot{x} se dirige vers cette surface, garantissant ainsi le glissement sur elle. En d'autres termes, à proximité de la surface de glissement, et partant des points pour lesquels ($S < 0$), la dérivée de l'état du système correspondante $\dot{x}^- = f(x, t).x + G(x, t).u^-$ doit se diriger vers la surface de glissement ;

➤ En outre, le même phénomène doit s'établir pour les points pour lesquels ($S > 0$) où la dérivée de l'état du système correspondante $\dot{x}^+ = f(x, t).x + G(x, t).u^+$ doit se diriger vers la surface de glissement.

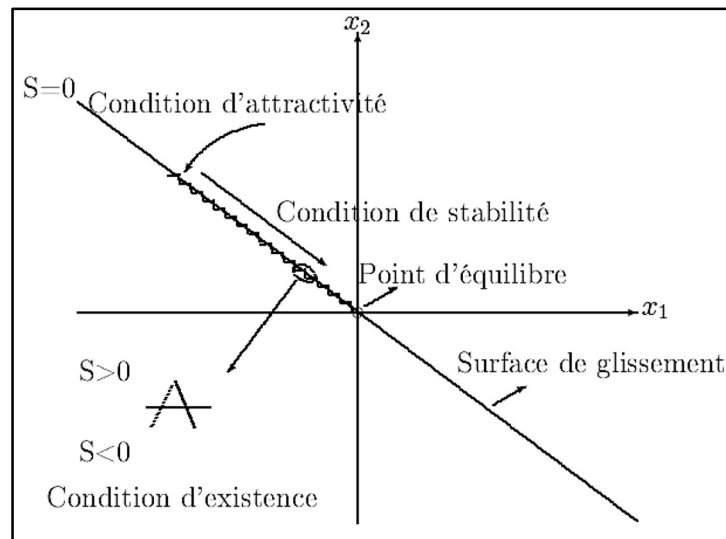


Figure D.1. Principe du Mode glissant

Il en découle que la condition d'existence de mode de glissement devient :

$$\lim_{S \rightarrow 0} \dot{S} < 0 \quad (\text{D.4})$$

Ce principe de commande repose donc essentiellement sur l'utilisation d'une commande discontinue ayant pour but de maintenir l'évolution du système sur une surface de commutation (surface de glissement) judicieusement choisie. La synthèse doit donc viser à rendre la surface de glissement attractive (condition d'attractivité) depuis tout point de l'espace d'état. Une fois la surface atteinte, il faut assurer le glissement le long de cette surface (condition de glissement) et la stabilité du système (condition de stabilité). En d'autres termes, il faut trouver la condition pour laquelle la dynamique du système glisse sur la surface vers le point d'équilibre désiré (figure 7.1). Sur la surface, la dynamique du système est indépendante de celle du processus initial, ce qui implique l'entrée de ce type de contrôle dans le domaine des commandes robustes.

2.3. Synthèse de la loi de commande

L'objectif de la loi de commande 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 au voisinage de la surface de glissement, toutes les trajectoires du système doivent être dirigées vers elle). Ainsi, la loi de commande doit être calculée en vérifiant une condition assurant la stabilité de $\sigma(x, t) = 0$. Une telle condition est appelée condition d'attractivité.

Une des méthodes pour tester la stabilité de la commande par modes glissants est basée sur le deuxième théorème de Lyapunov. Supposons que l'état d'équilibre soit zéro, soit $V(x)$ la fonction de Lyapunov,

sa dérivée temporelle est $\dot{V}(x) = \frac{dV(x)}{dt}$. Le signe de $\dot{V}(x)$ donne une information sur la stabilité du système. Si $V(x) > 0, \forall x \neq 0$ et $\dot{V}(x) < 0$ alors le système est asymptotiquement stable. Une classe des fonctions de Lyapunov classique pour la détermination de la condition d'attractivité est celle des fonctions quadratiques de type :

$$V(\sigma) = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (\text{D.5})$$

Cette fonction est définie positive de manière évidente. Une condition nécessaire et suffisante pour que la variable de glissement $\sigma(x, t)$ tende vers zéro est que la dérivée de V soit définie négative :

$$\dot{V} = \sigma \dot{\sigma} < 0 \quad (\text{D.6})$$

Cette inégalité est appelée condition d'attractivité qui n'est pas suffisante pour assurer une convergence en temps fini vers la surface. Pour assurer une convergence de $\sigma(x, t)$ vers 0 en un temps fini, une condition plus forte doit être respectée. Dans le cas des modes glissants classiques, on utilise généralement la condition d'attractivité non linéaire dite condition de η -attractivité [166]:

$$S \cdot \dot{S} \leq -\eta \cdot |S|, \eta > 0 \quad (\text{D.7})$$

Lors de l'établissement d'un mode glissant, le comportement du système peut être décrit par deux phases:

- Phase de convergence : cette phase correspond à l'intervalle de temps $t \in [0, tc]$ (tc est le temps de convergence) pendant lequel les trajectoires d'état du système ne sont pas sur la surface de glissement S . Durant cette phase, le système reste sensible aux variations des paramètres. Sa durée peut être réduite en augmentant η , c'est-à-dire en augmentant l'amplitude de la commande.
- Phase de glissement : cette phase correspond à l'intervalle de temps $t \in [tc, \infty[$ durant laquelle les trajectoires d'état sont concernées dans la surface de glissement S . Durant cette phase, le comportement du système ne dépend plus du système d'origine ni des perturbations, mais il est entièrement caractérisé par le choix de la surface de glissement.

3. Commande par mode glissant d'ordre un

3.1. Commande discontinue et commande équivalente

La commande par mode glissant d'ordre un se compose de deux termes, une commande discontinue en fonction du signe de la surface de glissement et une commande dite équivalente caractérisant la dynamique du système sur la surface de glissement.

$$u = u_{eq} + u_{dis} \quad (\text{D.8})$$

Afin de satisfaire la condition de η -attractivité (D.7), il suffit de choisir la partie discontinue de la commande comme suit :

$$u_{dis} = -K \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{D.9})$$

Avec K est le gain de la commande, choisi suffisamment grand pour compenser l'écart dynamique entre le système réel et de référence (donné par la surface de glissement) causé par les perturbations du système. Pendant le régime glissant, la commande opère à une fréquence de commutation en théorie infinie, autrement dit, la commande est discontinue à chaque instant. Il est à noter que c'est ce caractère discontinu de la loi de commande qui permet d'assurer une convergence en temps fini ainsi que la robustesse vis-à-vis des perturbations.

La partie équivalente de la commande u_{eq} décrit un mouvement idéal de glissement, c'est-à-dire sans la prise en considération des incertitudes et perturbations du système. Physiquement, elle peut être vue comme la valeur moyenne de la commande réelle. Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface de glissement:

$$\dot{\sigma} = \sigma = 0 \quad (D.10)$$

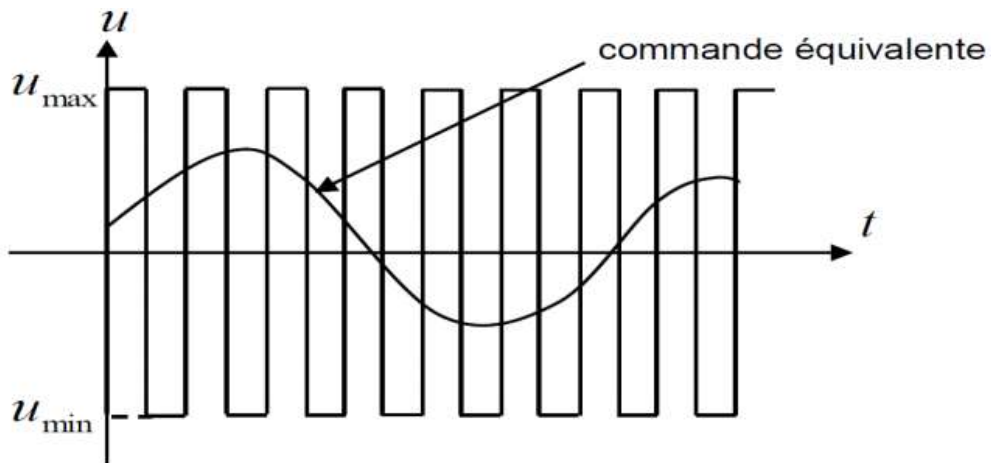


Figure D.2. Grandeur de commande équivalente u_{eq} en mode glissant

3.2. Phénomène de broutement « chattering »

Dans le cas idéal, le mode de glissement existe, seulement, lorsque la trajectoire de l'état du système satisfait, pour un temps t_1 donné, la condition $\forall t > t_1 / S(x, t) = 0$. Une telle condition nécessite, par ailleurs, une fréquence de commutation infinie (commutateurs parfaits). Or, en pratique, les commutateurs présentent certaines imperfections, telles que les temps de commutation, l'hystérésis, etc. Ces imperfections ont pour effet de limiter la fréquence de commutation à une valeur finie. Dans un tel cas, la trajectoire de l'état du système oscille dans un voisinage de la surface de glissement, telle que:

$$\|S(x, t)\| < \delta, \forall t > t_1 \quad (D.11)$$

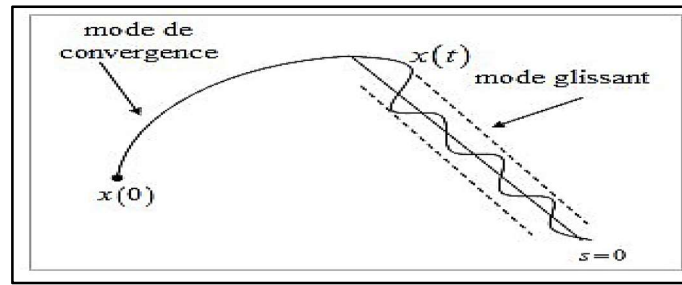


Figure D.3. Illustration du régime de convergence et du régime glissant

Ces oscillations connues sous le nom de «chattering» constituent un phénomène indésirable mais toujours inhérent à la commande par mode de glissement. En effet, le chattering peut entraîner une dégradation des performances de la régulation :

- Mauvaise poursuite ;
- Usure des parties tournantes des systèmes mécaniques et des fortes pertes dans les systèmes électriques.

Il existe deux principales causes de ce phénomène :

- Une première cause provient de l'existence des dynamiques rapides ignorées lors de la modélisation du système. En effet, ces dynamiques cachées peuvent se manifester au niveau des servomécanismes, des actionneurs, des capteurs, etc.
- En outre, une limitation de la fréquence d'échantillonnage dans les commandes numériques à base des microprocesseurs peut constituer une seconde cause du chattering. Toutefois, si la fréquence d'échantillonnage est plus rapide que la réponse dynamique du système et des modes cachés, l'influence d'une limitation de cette fréquence est souvent, mais pas toujours, négligeable.

3.3. Quelques solutions pour le chattering

Afin de réduire ou d'éliminer le phénomène de chattering, de nombreuses techniques ont été proposées. Parmi les techniques les plus utilisées on cite :

La couche limite (boundary layer) qui consiste à substituer la fonction *signe* par une approximation à gain élevé au voisinage de S , et faire saturer la fonction à l'extérieur [166][170]. Dans ce cas le régime glissant n'est plus dans S , mais au voisinage de celui-ci. Ce qui entraîne un régime pseudo-glissant. Cependant, cette méthode engendre un compromis entre le niveau de réduction de chattering et la conservation de robustesse. Parmi les fonctions utilisées on cite : la fonction saturation, la fonction *signe* + saturation et tangente hyperbolique.

4. Commande par modes glissants d'ordre supérieur

La commande par modes glissants d'ordre supérieur est développée depuis les années 90, afin de commander des systèmes non linéaires incertains et perturbés et elle a permis de réduire de façon significative, le principal inconvénient des commandes par modes glissants, à savoir le phénomène de broutement « *chattering* ». L'extension des modes glissants d'ordre un aux modes glissants d'ordre

supérieure est caractérisée par le choix d'une commande discontinue agissant non seulement sur la surface de glissement mais sur ses dérivées supérieures.

4.1. Principe de fonctionnement

Le régime glissant standard agit sur la surface de glissement afin de l'annuler. Un régime glissant d'ordre r agit sur la surface de glissement et ses $(r-1)$ premières dérivées successives par rapport au temps. L'objectif est de forcer le système à évoluer non seulement sur la surface mais aussi sur ses $(r-1)$ premières dérivées successives et à maintenir l'ensemble de glissement à zéro :

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (\text{D.12})$$

Où r désigne le degré relatif du système, qui signifie le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la surface, par rapport au temps, pour faire apparaître la commande explicitement.

Il est calculé en déterminant les dérivées successives de S :

$$\begin{aligned} r = 1, i.e., \frac{\partial}{\partial u} S \neq 0 \\ r > 2, i.e., \frac{\partial}{\partial u} S^i = 0 (i = 1, \dots, r-1) \frac{\partial}{\partial u} S^r \neq 0 \end{aligned} \quad (\text{D.13})$$

4.2. Commande par modes glissants d'ordre deux

Le but de ce type de contrôleurs est de générer un régime glissant du second ordre sur une surface S par l'annulation de S elle-même ainsi que de sa dérivée \dot{S} en un temps fini ($S = \dot{S} = 0$). La caractéristique principale de cette stratégie est que la partie discontinue apparaît sur la dérivée de la commande \dot{u} . Finalement lorsque l'on fait le calcul de la commande du système $u = \int \dot{u} dt$, elle devient continue limitant ainsi le phénomène de réticence.

4.2.1. Algorithme du Super-Twisting

L'algorithme du Super-Twisting [171] figure parmi les algorithmes des modes glissants d'ordre deux les plus utilisés. Cet algorithme ne s'applique qu'aux systèmes de degré relatif 1. Son intérêt réside dans la réduction du chattering dû à la continuité du signal de commande. Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral. L'algorithme du Super-Twisting, à l'instar des autres algorithmes de la même catégorie, nécessite uniquement l'information sur S et entraîne l'annulation de celle-ci et \dot{S} en un temps fini. Il permet aussi de construire un dérivateur appelé généralement différenciateur exact [172]. La convergence de cet algorithme est régie par des rotations autour de l'origine du diagramme de phase (appelées aussi Twisting), comme illustré par la figure (D.5). La loi de commande du Super-Twisting est formée de deux parties. La première u_1 est définie par sa dérivée par rapport au temps, tandis que la deuxième u_2 est continue et en fonction de la variable de glissement. Pour un mode glissant réel, la loi de commande sera donnée par [173]:

$$\begin{cases} u_{dis} = -u_1 - u_2 \\ \dot{u}_1 = \alpha \cdot \text{sign}(S) \\ u_2 = \beta \cdot |S|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{D.14})$$

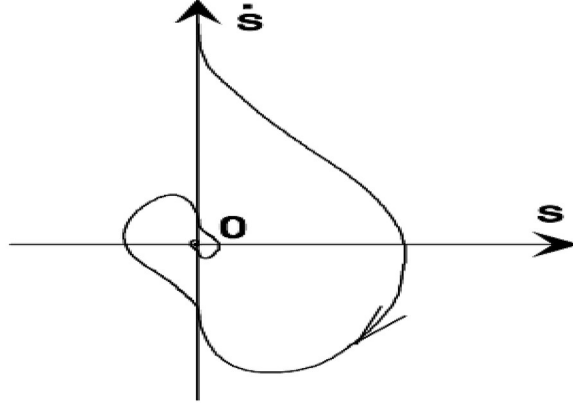


Figure D.4. Convergence de l'algorithme Super-Twisting

Considérons un système dynamique décrit par :

$$\dot{x} = f(t, x, u), S = S(t, x) \in \mathcal{R}, u = u(t, x) \in \mathcal{R}$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$, f est une fonction, t est le temps, u est la commande, S est la fonction de glissement. Le degré relatif du système est deux c'est-à-dire: $\frac{\partial}{\partial u} \ddot{S} \neq 0$.

$$\dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \cdot f(t, x, u) \quad (\text{D.15})$$

$$\ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) \cdot f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \cdot \dot{u}(t) \quad (\text{D.16})$$

L'objectif est la synthèse d'une commande u telle que la contrainte ($S=0$) soit vérifiée en maintenant $S = \dot{S} = 0$.

Des preuves d'existence de solution ont été établies sous les conditions suivantes :

- La commande u est une fonction bornée $|u| \leq U_M$ pour tout t .
- Supposons qu'il existe u_1 dans $(0,1)$ telle que pour toute fonction continue $u(t)$ avec $|u(t)| > u_1$ quel que soit t , alors on a $S(t) \cdot u(t) > 0$ pour un ensemble fini de t .
- Il existe des constantes positives S_0, K_m, K_M, u_0 avec $u_0 < U_M$ telles que :

$$\text{Si } |S(t, x)| < S_0 \text{ alors } 0 < K_m \leq \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \leq K_M \forall u$$

L'ensemble $\{t, x, u : |S(t, x)| < S_0\}$ est appelé région linéaire.

- Il existe une constante positive Φ dans la région linéaire telle que :

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \right| \leq \Phi$$

Il existe alors une loi de commande $u = \varphi(S, \dot{S})$ qui permet de rejoindre, en temps fini, la surface $S = \{x : S = \dot{S} = 0\}$ représentée par l'origine $(0,0)$ dans le plan de phase (S, \dot{S}) .

Algorithme Super-Twisting :

$$\begin{cases} u_{dis} = -u_1 - u_2 \\ \dot{u}_1 = \alpha \cdot \text{sign}(S) \\ u_2 = \lambda \cdot |S|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(S) \end{cases}$$

Les paramètres α, λ vérifient les inégalités :

$$\begin{cases} \alpha > \frac{\phi}{K_m} \\ \lambda^2 \geq \frac{4\phi}{K_m^2} \cdot \frac{K_M(\alpha + \phi)}{K_m(\alpha - \phi)} \end{cases} \quad (\text{D.17})$$

Cet algorithme a pour avantage de ne pas nécessiter la connaissance du signe de la dérivée de la fonction de glissement S . En fait, la mesure du signe, de la dérivée de S , en temps réel est très difficile à cause des bruits.

Annexe « E » : Théorie de la commande par logique floue

1. Généralités sur la logique floue

Depuis plusieurs décennies, la commande floue connaît un intérêt croissant. L'un des principaux intérêts de ces commandes à base de logique floue consiste à pouvoir faire passer simplement par l'intermédiaire de règles linguistiques l'expertise que l'on peut avoir du processus vers le contrôleur. La décision en logique floue est donc basée sur la notion d'expertise, qui permet de quantifier le flou à partir de la connaissance a priori ou acquise antérieurement. Le principe général et la théorie de base de la logique floue englobent des aspects de la théorie des possibilités qui fait intervenir des ensembles d'appartenance appelés ensembles flous caractérisant les différentes grandeurs du système à commander et le raisonnement flou qui emploie un ensemble de règles floues établies par le savoir-faire humain dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de la décision. Ainsi, les éléments constituant la théorie de base de la logique floue sont :

- Les variables linguistiques et les ensembles flous.
- Les fonctions d'appartenance.
- Les inférences à plusieurs règles floues.

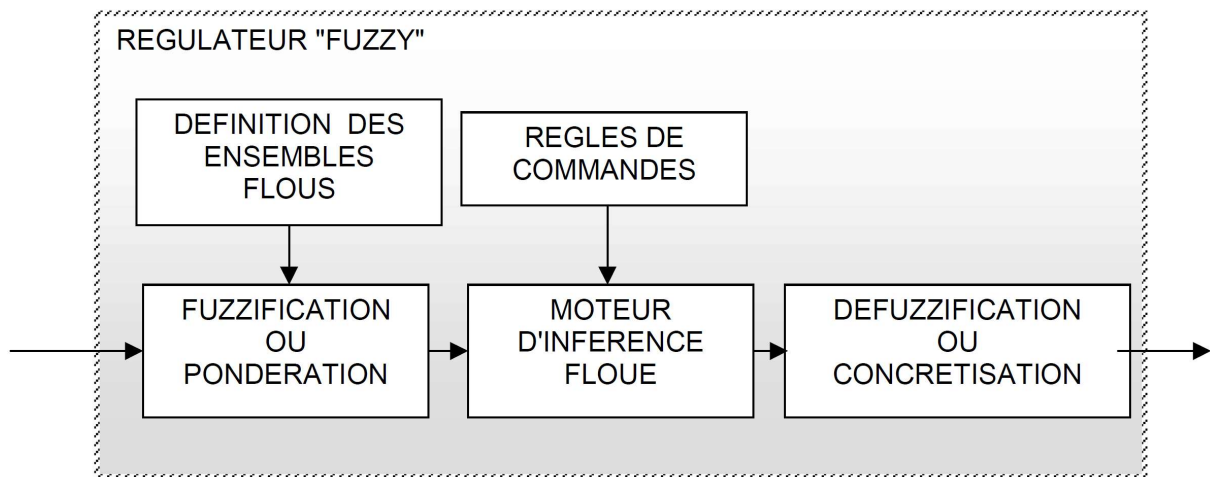


Figure E.1. Schéma de principe d'un contrôleur flou

1.1. Variables linguistiques et ensembles flous

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues, on peut citer par exemple {grand, petit, positif, négatif, etc. ...}. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur une intervalle bien déterminée appelée univers de discours), il faut les soumettre à une

définition mathématique à base des fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [116].

1.2. Fonctions d'appartenance

1.2.1. Différentes formes des fonctions d'appartenance

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. L'allure est complètement définie par 3 points A , B et C pour la forme triangulaire voir figure (E.2), voire 4 points A , B , C et D . La forme rectangulaire est utilisée pour représenter la logique classique. Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter les ensembles flous.

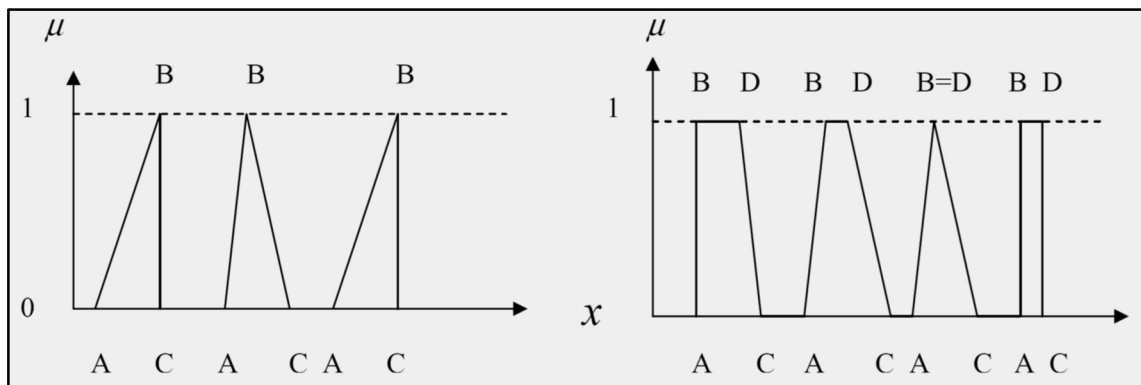


Figure E.2. Formes usuelles des fonctions d'appartenance

Les courbes d'appartenance prennent différentes formes en fonction de la nature de la grandeur à modéliser voir figure (E.3).

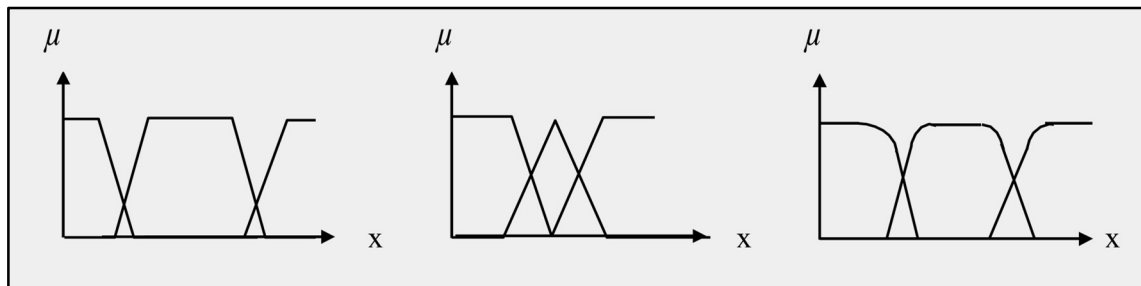


Figure E.3. Différentes formes des fonctions d'appartenance

1.2.2. Exemple de définition des fonctions d'appartenance

Par exemple si on désire classer les hommes suivant leur taille en Petit, Moyen et Grand, comment peut-on déterminer les limites entre chaque catégorie autrement qu'avec le secours de la logique Floue?

On peut estimer :

- Un homme est vraiment petit au-dessous de 1.60m ;
- A 1.65m, il n'est "qu'à moitié" petit ;
- Il n'est plus petit au-delà de 1.70m ;
- Un homme est vraiment grand au-dessus de 1.80m ;
- A 1.75m il n'est "qu'à moitié" grand ;
- Il ne l'est plus du tout au-delà de 1.70m ;

- Au dessous de 1.60m, il n'est pas assez grand pour être moyen ;
- Au- delà de 1.80m, il n'est plus moyen.

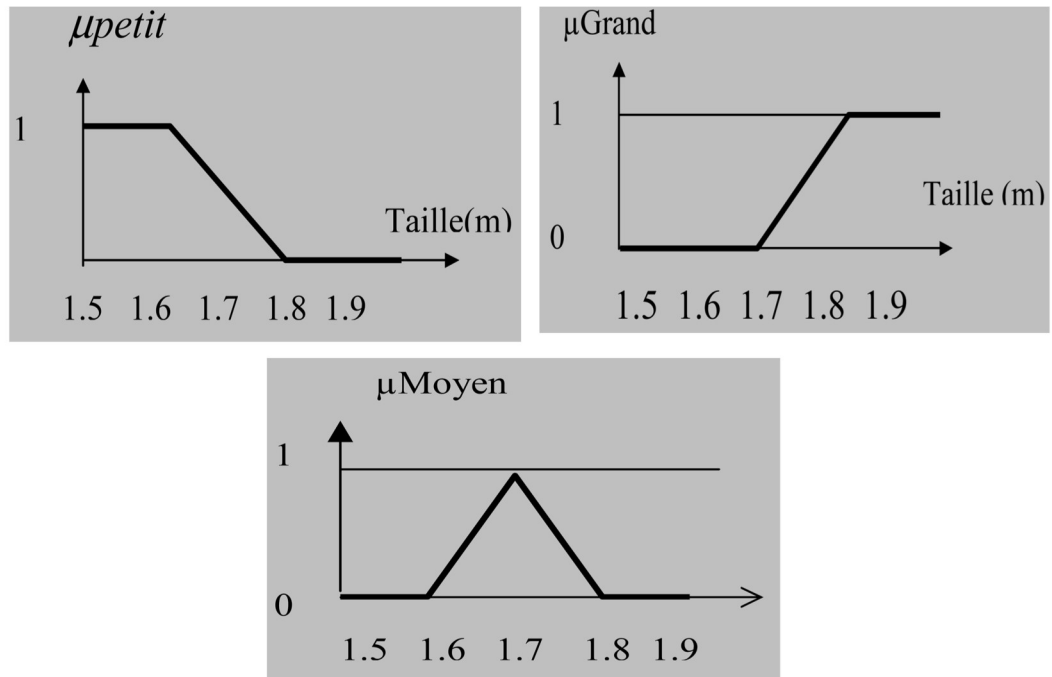


Figure E.4. Fonction d'appartenance de la variable taille à l'ensemble flou petit, Moyen et Grand

Si l'on superpose les 3 graphiques précédents, on note que les trois fonctions d'appartenance se chevauchent voir figure (E.5). Ce chevauchement est tout à fait logique, il montre que lorsque notre taille grandit nous ne passons pas brutalement d'une catégorie à une autre, mais progressivement. A l'âge de l'adolescence, notre degré d'appartenance aux groupes des petits décroît au profit de notre degré d'appartenance au groupe des moyens, et bientôt à celui des grands.

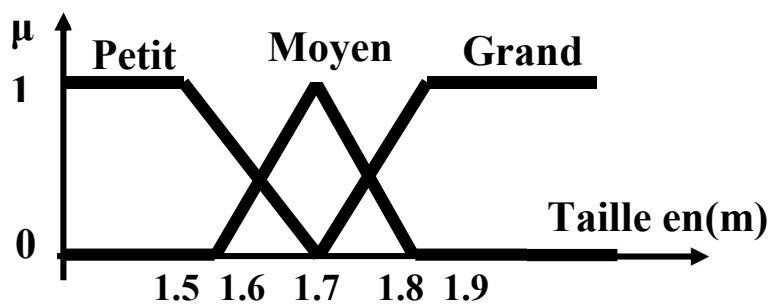


Figure E.5. Fonction d'appartenance résultante de la variable taille

1.3. Opérateurs flous

Les opérateurs flous décrivent comment des ensembles flous interagissent ensemble. On décrit certaines opérations communes, comme le complément, l'intersection et l'union :

Le complément permet de vérifier de combien un élément n'appartient pas à un ensemble.

Comme exemple, si on a l'ensemble des températures élevées, le complément est l'ensemble des températures qui ne sont pas élevées. Si A est l'ensemble flou, son complément $\mu_{\neg A}$ est :

$$\mu_{\neg A}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{E.1})$$

L'intersection de deux ensembles, en logique floue, est un peu différente des méthodes classiques. On cherche à savoir de combien un élément est-il dans les deux ensembles. On utilise alors la valeur minimale d'appartenance pour calculer l'intersection.

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{E.2})$$

En logique floue, l'union est le contraire de l'intersection. On cherche à savoir de combien un élément est-il dans l'un des deux ensembles. On utilise la valeur maximale d'appartenance.

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{E.3})$$

2. Inférence à plusieurs règles floues

En général, la prise de la décision dans une situation floue définissant une loi de commande est le résultat d'une ou plusieurs règles floues appelées aussi inférences, liées entre elles par des opérateurs flous ET, OU, ALORS,... etc. Après avoir fuzzifier (c'est à dire transformer en variables linguistiques) les variables d'entrée et de sortie, il faut établir les règles liant les entrées aux sorties. On peut générer une action ou prendre une décision en affectant une valeur floue à la variable linguistique de la variable de sortie, qui est transformée en une valeur numérique précise dans la phase finale. Généralement, les algorithmes de commande comprennent plusieurs règles floues et la décision ou l'action est formulée ainsi :

Action ou opération = {Si condition 1 ET condition 1' ALORS opération 1 OU;

Si condition 2 ET condition 2' ALORS opération 2 OU;

...

Si condition m ET condition m' ALORS opération m }

2.1. Description linguistique des inférences

Si l'entrée x appartient au sous-ensemble **NG** avec une fonction d'appartenance α_1 ET l'entrée y appartient au sous-ensemble **EZ** avec une fonction d'appartenance α_2 ALORS la sortie appartient au sous-ensemble **PG** auquel le coefficient de modification α_s est affecté.

Pour trouver la valeur du coefficient de modification, le moteur d'inférence effectue un **ET** entre les fonctions d'appartenance des entrées des sous-ensembles. Ainsi : $\alpha_s = \min \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n\}$

Pour chaque règle, le moteur d'inférence va attribuer un coefficient de modification d'un sous-ensemble, mais il peut très bien donner, pour des règles différentes, des coefficients de modification différents pour un même sous-ensemble de sortie. Dans ce cas pour trouver la valeur du coefficient de modification de sortie du sous-ensemble considéré, le moteur d'inférence va effectuer un **OU** entre ces différents coefficients de modification. Ainsi : $\alpha_s = \max \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n\}$

2.2. Description symbolique des inférences

- Si (x NG ET y EZ), ALORS $x_r = PG$, OU
- Si (x NG ET y PM), ALORS $x_r = PM$, OU...

2.3. Description par matrices d'inférence des variables linguistiques

Dans l'exemple ci-dessous, une matrice d'inférence pour 2 variables linguistiques d'entrée (par exemple: $x = \text{écart de réglage}$ et $y = \text{dérivée de la grandeur réglée}$).

x_r		x				
		NG	NM	EZ	PM	PG
y	NG			PG	PM	
	NM			PM	EZ	NM
	EZ	PG	PM	EZ	NM	NG
	PM	PM	EZ	NM		
	PG		NM	NG		

Remarque: Pour une valeur particulière de x et de y , plusieurs règles peuvent être concernées à cause du recouvrement. Il peut y avoir des cases vides. Cases vides \Rightarrow pas d'action.

Il existe plusieurs méthodes pour calculer la valeur représentative d'un ensemble de sortie, les principales sont :

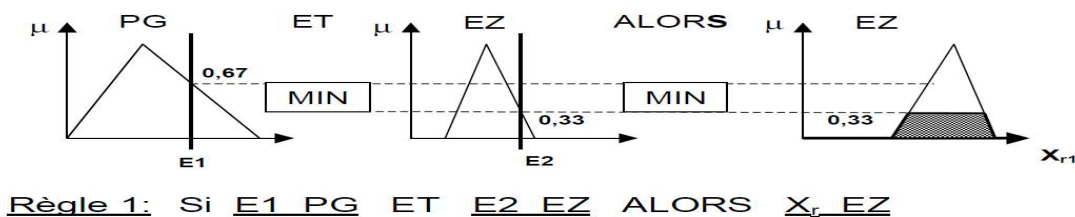
- La méthode d'inférence **max-min**,
- La méthode d'inférence **max-prod**,
- La méthode d'inférence **somme-prod**.

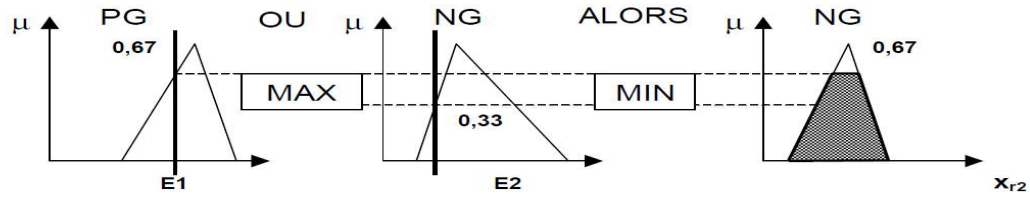
Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue [174].

3. Méthode MIN/MAX (Mamdani)

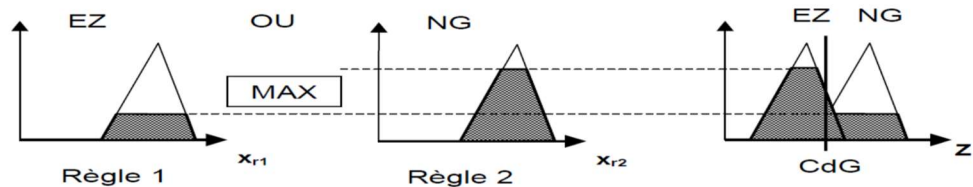
Cette méthode réalise, au niveau de la condition :

- Opérateur **OU** par la formation du maximum ;
- Opérateur **ET** par la formation du minimum ;
- La conclusion dans chaque règle, introduite par **ALORS**, lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie x_r par l'opérateur **ET** réalisé dans le cas présent par la formation du minimum.
- Enfin l'opérateur **OU** qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [175].





Règle 2: Si E1 PG OU E2 NG ALORS x_r NG



$$\mu_{Res}(Z) = \text{MAX} [\mu_{r1}(x_{r1}) + [\mu_{r2}(x_{r2})]]$$

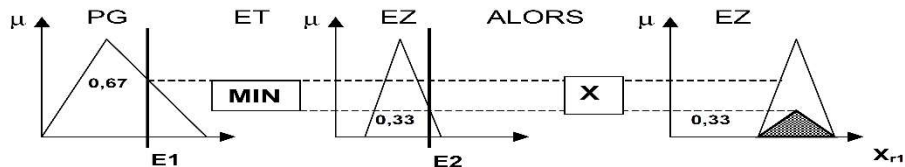
4. Méthode MAX / PRODUIT

Cette méthode réalise, en général, au niveau de la condition :

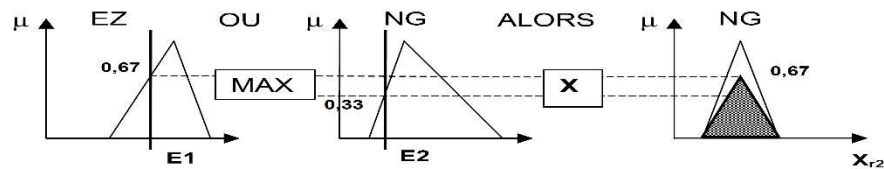
- Opérateur **OU** par la formation du maximum ;
- Opérateur **ET** par la formation du minimum.

Par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par **ALORS**, lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie x_r par l'opérateur **ET** réalisé cette fois-ci par la formation du **produit**.

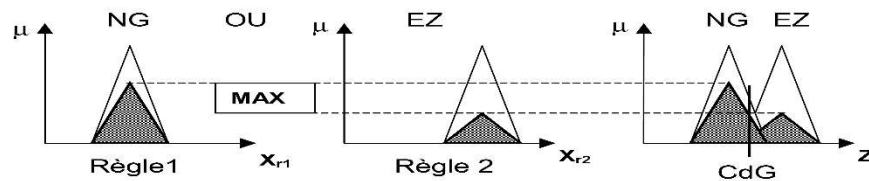
Enfin l'opérateur **OU** qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.



Règle 1: Si E1 PG ET E2 EZ ALORS x_r EZ



Règle 2: Si E1 EZ ET E2 NG ALORS x_r NG



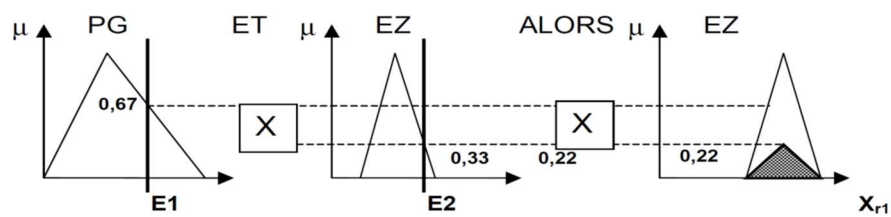
$$\mu_{Res}(Z) = \text{MAX} [\mu_{r1}(x_{r1}) + [\mu_{r2}(x_{r2})]]$$

5. Méthode somme / produit

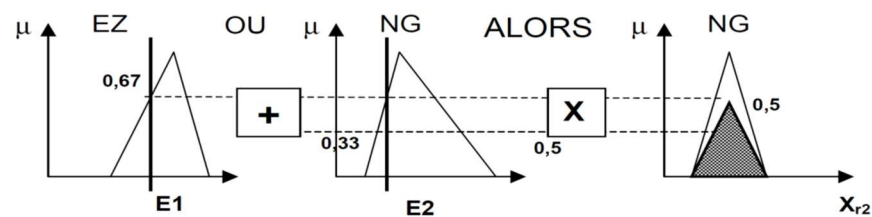
Cette méthode est la plus utilisée car son **temps de calcul est court**. Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, cette méthode réalise, au niveau de la condition : l'opérateur **OU** par la formation de la somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur **ET** est réalisé par la formation du produit.

La conclusion de chaque règle, introduite par **ALORS**, lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie x_r par l'opérateur **ET** réalisé par la formation du **produit**.

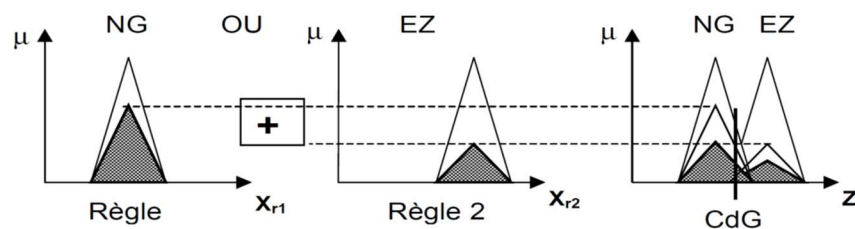
Enfin l'opérateur **OU** qui lie les différentes règles est réalisé par la formation de la somme qui représente la valeur moyenne.



Règle1: Si E1 PG ET E2 EZ ALORS X_r EZ



Règle2: Si E1 EZ OU E2 NG ALORS X_r NG



$$\mu_{Res}(Z) = [\mu_{r1}(X_{r1}) + \mu_{r2}(X_{r2})] / m$$

ici $m = 2$

6. Interface de défuzzification

La défuzzification consiste à déduire une valeur numérique précise de la sortie du régulateur x_r à partir de la conclusion résultante floue μ_{Res} issue de l'opération d'inférence.

Les méthodes couramment utilisées sont :

- La méthode de centre de gravité

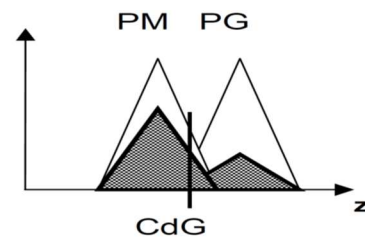
- La méthode du maximum
- La méthode des surfaces
- La méthode des hauteurs

La méthode du centre de gravité est généralement la plus utilisée. Elle consiste à prendre comme décision ou sortie la détermination de l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante μ_{res} . Cette abscisse x_{Gr} du centre de gravité de μ_{res} est déterminée par la relation suivante :

$$x_{Gr} = \frac{\int_{-1}^1 x_r \cdot \mu_{res}(x_r) \cdot dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x_r) \cdot dx_r} \quad (E.4)$$

Le calcul du centre de gravité **CdG** peut être ramené au calcul suivant:

$$x^*_{R} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{Ci} x^*_i S_i}{\sum \mu_{Ci} S_i}$$



- La méthode de Mamdani est bien adaptée pour capturer le savoir d'experts. Elle Permet de décrire l'expertise d'une manière intuitive, mais elle demande un effort de calcul plus grand.
- La méthode de Sugeno est bien adaptée à l'automatique et aux problèmes d'ingénierie en général, elle est applicable dans le cas des filtres adaptatifs et des optimisations en temps réel et automatique des système dynamiques non linéaires, etc.

D'autres techniques qui font appel à des approches hybrides (e.g. neuro-floues) existent.

Annexe « F » : Intégration du logiciel Code Composer Studio (CCS) dans Matlab

1. Présentation de CCS

Le logiciel Code Composer Studio est un environnement de développement intégré : IDE qui permet de programmer les processeurs embarqués de chez Texas Instruments comme les processeurs de signal numérique : DSP de la famille TMS320 , les microcontrôleurs de la famille MSP430 ou ARM.

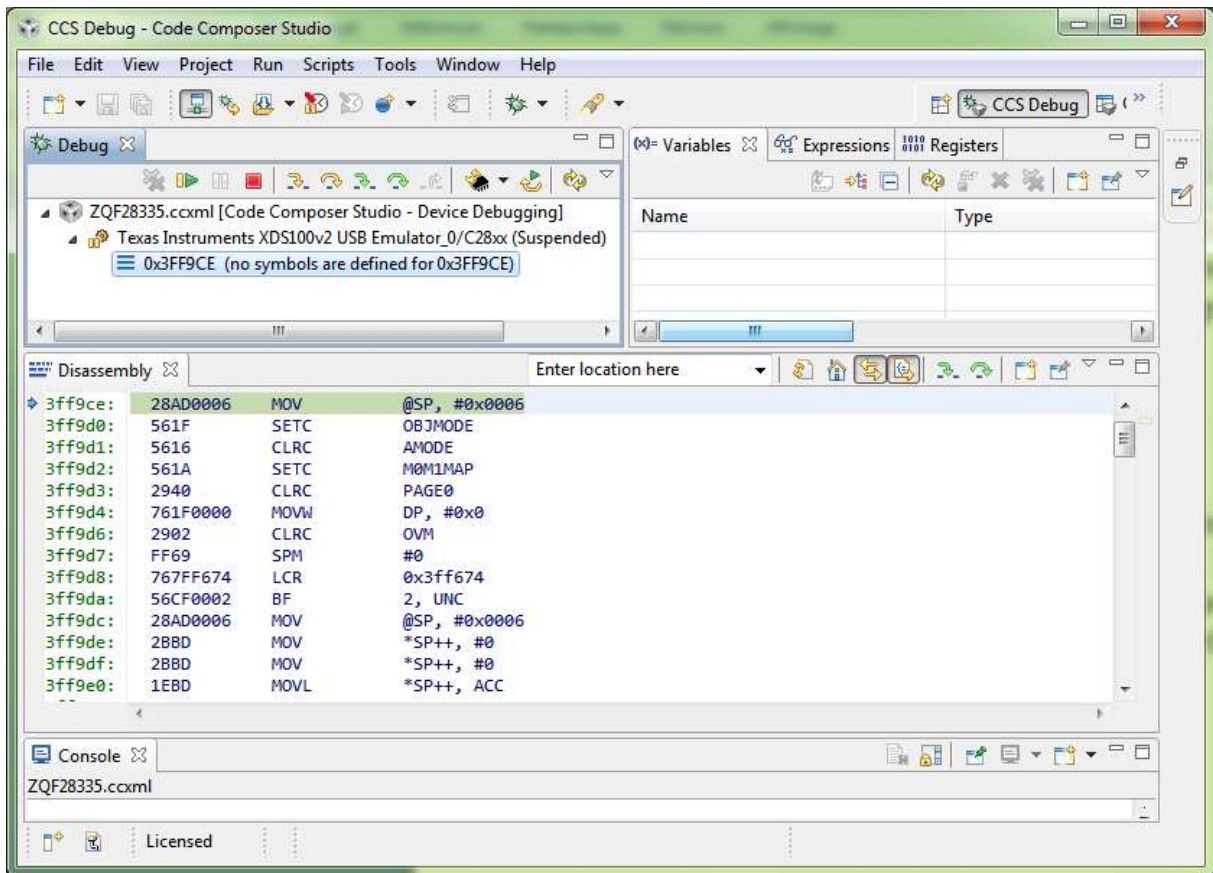


Figure F.1. Interface de Code Composer Studio CCSV5

On peut élaborer le code directement sur CCS en langage C mais aussi on peut procéder par génération du code à partir d'un modèle construit sur SIMULINK c'est en quelque sorte de la programmation graphique.

2. Intégration du logiciel CODE COMPOSER STUDIO dans MATLAB

Pour pouvoir utiliser SIMULINK en génération du code, il faut disposer de l'outil *Embedded Coder* ainsi que la librairie relative au DCS à programmer.

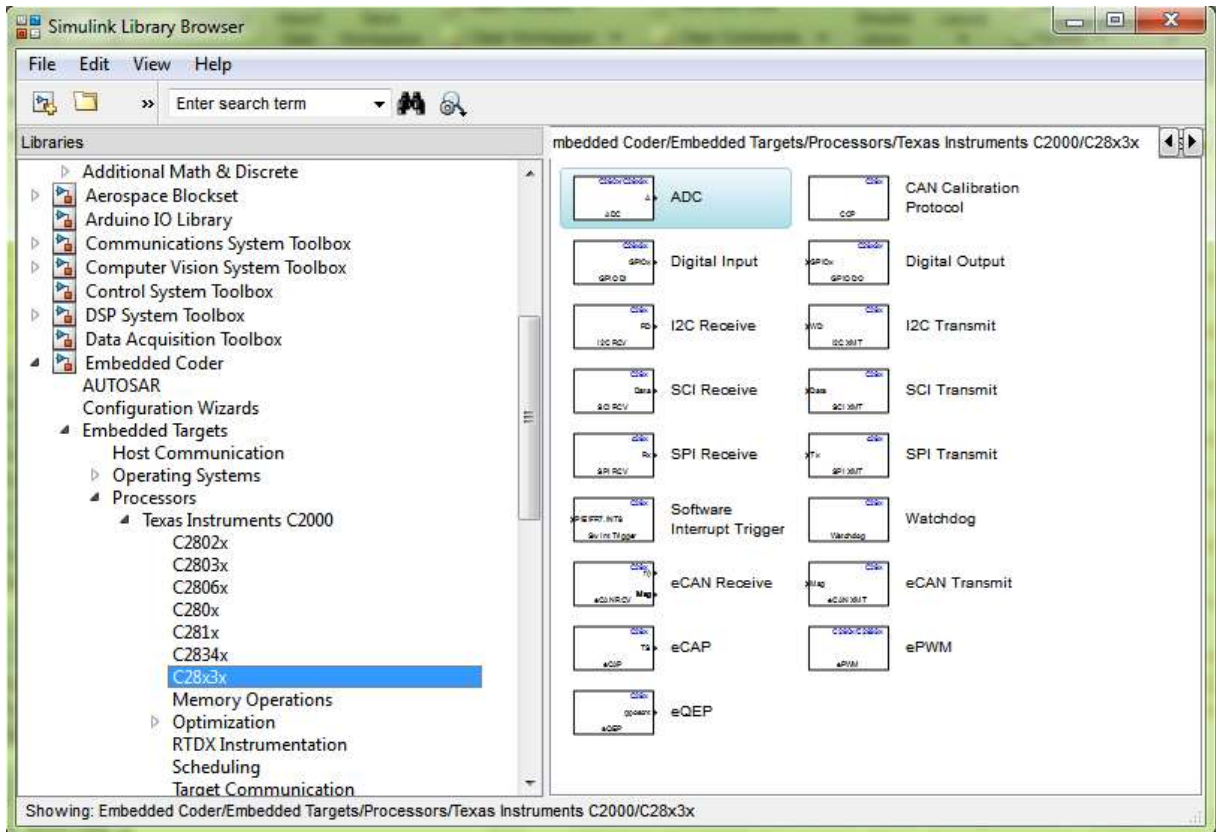


Figure F.2. Librairie SIMULINK des DSP de la famille C2000 de Texas Instruments

D'autre part il faut configurer MATLAB pour interagir avec le bon IDE : *Integrated Development Environment* ; Pour MATLAB R2016a, on peut intégrer le CCSV5 de la manière suivante [131][121][55][176]:

D'abord il faut vérifier les versions requises des logiciels

```
>> checkEnvSetup('ccsv5','f28335','list')
```

1. CCSv5 (Code Composer Studio)

Required version: 5.0 or later

Required for : Code Generation

Required environment variables (name, value):

(TI_DIR, "<CCSv5 installation folder>")

2. CGT (Texas Instruments C2000 Code Generation Tools)

Required version: 5.2.1 to 6.0.2

Required for : Code generation

Required environment variables (name, value):

(C2000_CGT_INSTALLDIR, "<CGT installation folder>")

3. DSP/BIOS (Real Time Operating System)

Required version: 5.33.05 to 5.41.11.38

Required for : Code generation

Required environment variables (name, value):

(CCSV5_DSPBIOS_INSTALLDIR, "<DSP/BIOS installation folder>")

4. XDC Tools (eXpress DSP Components)

Required version: 3.16.02.32 or later

Required for : Code generation

5. Flash Tools (TMS320C28335 Flash APIs)

Required version: 2.10

Required for : Flash Programming

Required environment variables (name, value):

(FLASH_28335_API_INSTALLDIR, "<Flash Tools installation folder>")

>>

Ensuite on exécute l'intégration de CCS sur MATLAB en respectant les versions requises de chaque composante logiciel

>> xmakefilesetup

Une fenêtre apparaît permettant la configuration de MTLAB pour qu'il communique avec CCS.

Il faut y préciser les chemins d'installation de Code Composer Studio ainsi que ses outils.

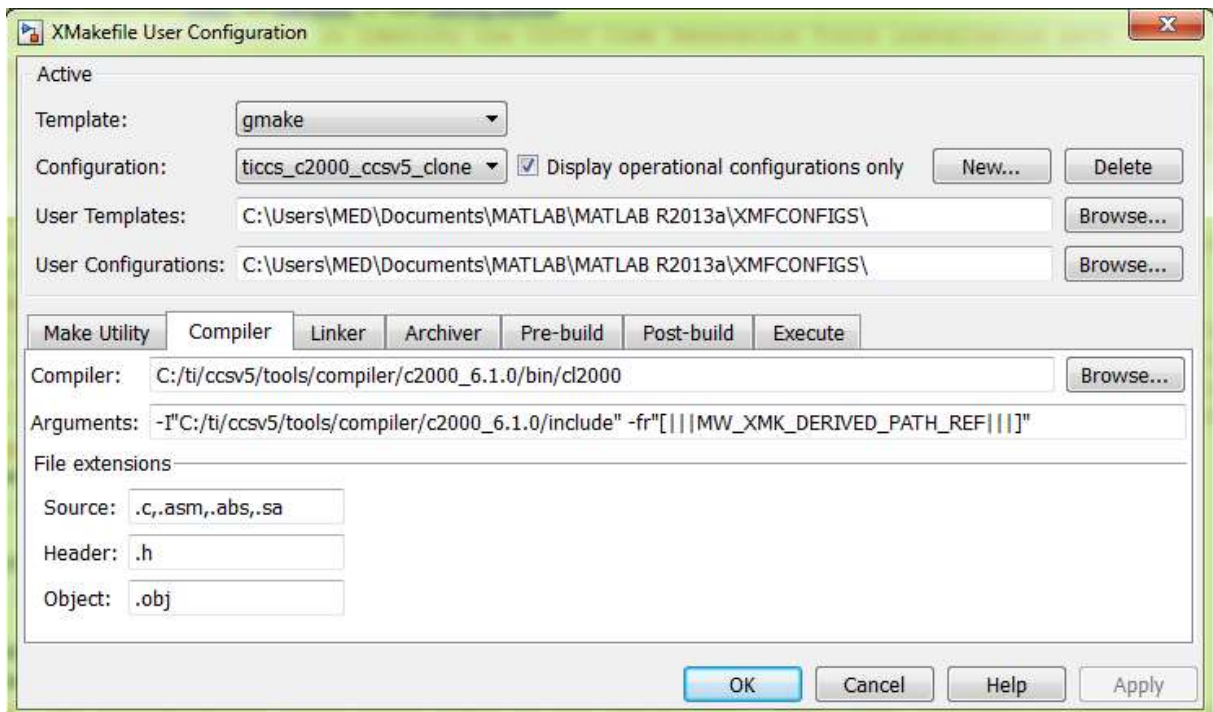


Figure F.3. Boîte MATLAB d'intégration de l'outil de développement

Ensuite on vérifie la validité de la configuration :

>> checkEnvSetup('ccsv5','f28335','check')

1. CCSv5 (Code Composer Studio)

Your version : 5.2.0

Required version: 5.0 or later

Required for : Code Generation

TI_DIR="C:\Program Files\Texas Instruments\ccsv5"

2. CGT (Texas Instruments C2000 Code Generation Tools)

Your version : 6.1.0

Required version: 5.2.1 to 6.0.2

Required for : Code generation

```
C2000_CGT_INSTALLDIR="C:\ProgramFiles\Texas  
Instruments\ccsv5\tools\compiler\c2000_6.1.0"
```

3. DSP/BIOS (Real Time Operating System)

Your version : 5.41.07.24

Required version: 5.33.05 to 5.41.11.38

Required for : Code generation

```
CCSV5_DSPBIOS_INSTALLDIR="C:\ProgramFiles\Texas Instruments\bios_5_41_07_24"
```

4. XDC Tools (eXpress DSP Components)

Your version : 3.16.02.32

Required version: 3.16.02.32 or later

Required for : Code generation

5. Flash Tools (TMS320C28335 Flash APIs)

Your version : 2.10

Required version: 2.10

```
Required for : Flash Programming FLASH_28335_API_INSTALLDIR="C:\ProgramFiles\  
TexasInstruments\Flash28_API\Flash28335_API_V210"
```

Si l'un des chemins manque, on exécute la commande :

```
>> checkEnvSetup('ccsv5','f28335','setup')
```

Annexe « G » : Conception du filtre d'injection de puissance dans le réseau électrique

1. Justification de la valeur de l'inductance L

Dans notre modèle, nous avons choisi une valeur d'inductance $L = 3$ mH. Nous justifions ce choix à partir de l'amplitude de l'ondulation du courant $I_f(t)$ générée par la MLI. Pour les harmoniques de rangs supérieurs au fondamental de tension du convertisseur coté réseau, la source de tension coté réseau (parfaitement sinusoïdale à 50 Hz) peut-être remplacée par une liaison directe d'impédance nulle.

Le neutre du réseau (considéré comme parfait) n'est pas connecté dans notre modèle, ce qui permet de supprimer les harmoniques de rang multiples de 3 correspondants au système homopolaire.

La figure G.1 représente la décomposition spectrale de la tension simple à la borne du convertisseur côté réseau à la fréquence MLI de 5 kHz. On voit apparaître le fondamental (valeur maximale = 525V) et une famille de raies autour de la fréquence MLI (valeur maximale = 51V). Une deuxième famille de raies apparaît autour du multiple 2 de la fréquence MLI.

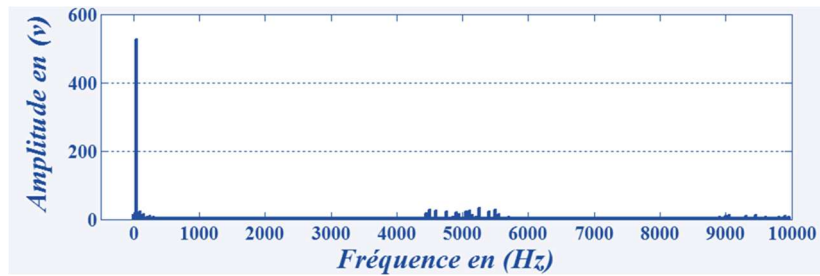


Figure G.1. Analyse harmonique de la tension simple du CCR

Nous souhaitons que δ_{I_f} , le taux d'ondulation du courant dans le filtre, reste inférieur à 5 %. Nous définissons δ_{I_f} comme le rapport de I_{f_HF} , la valeur efficace du courant pour les fréquences supérieures à celle du fondamental, et du courant I_f que nous avons déterminé par simulation ($I_{f_eff} = 408$ A).

$$\delta_{I_f} = \frac{I_{f_HF}}{I_f} < 5\% \quad (G.1)$$

Soit $I_{f_HF} < 0.05 \cdot 408 \approx 20$ A.

Les harmoniques h_{99} et h_{101} des rangs 99 et 101 de fréquences « proches » sont en phases. Nous considérons ainsi que nous pourrions effectuer la somme quadratique de leurs valeurs.

Nous négligeons l'influence des harmoniques des rangs 199 et 201.

Nous pouvons maintenant exprimer le courant I_{f_HF} en fonction des deux premiers harmoniques (rangs 99 et 101), de δ_{I_f} et de la valeur de l'inductance minimale nécessaire que nous allons comparer à celle déjà retenue dans notre modèle. Nous prenons comme référence, pour le calcul de la réactance, la fréquence centrale de la famille (5 kHz) :

$$I_{f_HF} = \frac{\sqrt{(V_{h_{99}}^2 + V_{h_{101}}^2)}}{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 100 \cdot L_{min}} < 20 \text{ A} \quad (G.2)$$

$$\text{Soit } L_{min} > \frac{\sqrt{(V_{h99}^2 + V_{h101}^2)}}{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 100 \cdot I_{f_HF}} \approx 2.05 \text{mH}$$

L'inductance $L=3$ mH du filtre utilisé dans notre modèle est donc adaptée.

2. Justification de la valeur du condensateur C

Pour le choix de la valeur du condensateur C, nous devons vérifier que le couple LC n'entrera pas en résonance dans les conditions de fonctionnement du SCEE.

La fonction de transfert du filtre RLC est la suivante :

$$T(p) = \frac{1}{1 + RCp + LCp^2} \quad (\text{G.3})$$

La fréquence de coupure de cette fonction est :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{G.4})$$

Dans notre modèle, nous avons choisi une valeur du condensateur $C=2.2\text{mF}$.

Fréquence de fonctionnement	Fréquence de coupure
Fondamental=50Hz	≈ 70 Hz
Harmonique de rang 99=4950Hz	
Harmonique de rang 200=5000Hz	
Harmonique de rang 101=5050Hz	

La fréquence de coupure obtenue est différente des fréquences de fonctionnement, elle permet d'éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à 1.5. Ainsi le couple LC choisi n'entrera pas en résonance dans les conditions de fonctionnement du SCEE. Par conséquent le filtre utilisé dans notre modèle est adapté au fonctionnement du système.

Nous pouvons déterminer le couple LC autrement, en plaçant le gabarit du filtre de telle sorte que les harmoniques engendrées par la MLI soient suffisamment atténuées. La détermination du couple LC se fait alors à partir de l'expression G.5 en imposant une atténuation en décibels à la pulsation désirée.

$$T_p(\text{dB}) = -20 \log(\sqrt{((1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2)}) \quad (\text{G.5})$$

Annexe « H » : Discrétisation du système et choix de la fréquence d'échantillonnage

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

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{H.1})$$

Le modèle exact en temps discret est donné par les équations aux différences suivantes :

$$\begin{cases} x(k+1) = x(k) + \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f(x(s), u(s)) ds \\ y = h(x(k)) \end{cases} \quad (\text{H.2})$$

Le calcul exact de la solution étant souvent difficile. On se limite en pratique à un modèle discret approximatif dont la validité dépend de la valeur de la période d'échantillonnage T_e , toujours supposée petite pour assurer la convergence vers le modèle exact.

La discrétisation approchée la plus utilisée est la discrétisation de type Euler, qui correspond à une discrétisation à l'ordre 1 en T_e . Cette méthode est plus facile à implémenter et elle maintient la structure de l'équation différentielle qui représente le système continu.

Le modèle discret approximatif (H.2) devient alors :

$$\begin{cases} x(k+1) = x(k) + T_e f(x(k), u(k)) \\ y = h(x(k)) \end{cases} \quad (\text{H.3})$$

Le choix de la période d'échantillonnage dépend du type de procédé et des possibilités offertes par les outils numériques. L'échantillonnage doit respecter le théorème de Shannon qui précise que la fréquence d'échantillonnage doit être au moins égale à deux fois la plus grande fréquence contenue dans le spectre du signal que l'on veut échantillonner. En pratique, il est recommandé de choisir la fréquence d'échantillonnage dans une fourchette de l'ordre de 6 à 24 fois la fréquence de coupure du procédé.

La période d'échantillonnage adoptée est $T_e=0.2$ ms ; elle est choisie à la fois suffisante pour le traitement sur DSP, égale à la période de la porteuse de la MLI (fréquence de 5 khz) et largement inférieure aux dynamiques du système :

- $T_s=1,14$ s
- $T_r=647$ ms
- $T_1=20$ ms : période, la fréquence étant 50 Hz
- $T_2=58,88$ ms : période, la fréquence étant 17 Hz
- $T_v=250$ ms : temps de réponse en vitesse de la machine en démarrage direct