

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université 8 Mai 1945 Guelma



Faculté des sciences et de la technologie  
Département Electronique et télécommunications  
Laboratoire de domiciliation : Laboratoire de Contrôle Avancé LABCAV

**THÈSE**  
**EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE**  
**DOCTORAT EN 3<sup>ème</sup> CYCLE**

Domaine : Sciences et Technologie, Filière : Electronique  
Spécialité : Contrôle avancé

Présentée par

**GASMI Hamza**

*Intitulée*

**Contribution à l'amélioration de la commande des chaînes  
de conversion éoliennes**

Soutenue le : 09/03/2023

Devant le Jury composé de :

<b>Nom et Prénom</b>	<b>Grade</b>		
BOUDJEHEM Djalil	Professeur	Univ. 8 Mai 1945 Guelma	Président
MENDACI Sofiane	Professeur	Univ. 8 Mai 1945 Guelma	Encadreur
MOUSSAOUI Abdelkrim	Professeur	Univ. 8 Mai 1945 Guelma	Examineur
BAHI Tahar	Professeur	Univ. Badji Mokhtar Annaba	Examineur
BOUDJEHEM Badreddine	Professeur	Univ. 8 Mai 1945 Guelma	Examineur

**Année Universitaire : 2022-2023**

# Dédicace.

A mes parents.

A mon frère et mes sœurs.

A tous mes amis.

A tous ceux qui me sont chers

A ceux qui m'ont aidé de loin ou de près.

Hamza GASMI.

# Remerciement.

Ce travail présente en détail les recherches que j'ai effectuées pour ma thèse de doctorat, au sein du Laboratoire de Contrôle avancé (LABCAV) de l'Université de 8 mai 1945, Guelma.

Avant tout, je remercie Dieu, le tout-puissant, de m'avoir donné la force et la volonté de résister à toutes ces années d'études.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur Sofiane MENDACI, Professeur à l'Université 8 Mai 1945 Guelma, pour son suivi assidu, pour sa vision toujours positive de l'avancement de mon travail, ainsi que pour ses conseils éclairés tout au long de ce travail. J'ai beaucoup appris en travaillant avec lui.

Mes profonds remerciements à Monsieur Djalil BOUDJEHEM, Professeur à l'Université 8 Mai 1945 Guelma et directeur du Laboratoire de Contrôle avancé (LABCAV), pour m'avoir accueilli et offert des conditions de travail convenables.

Je tiens également à exprimer ma profonde gratitude aux professeurs :

MOUSSAOUI Abdelkrim    Professeur    Univ. 8 Mai 1945 Guelma

BAHI Tahar                    Professeur    Univ. Badji Mokhtar Annaba

BOUDJEHEM Badreddine    Professeur    Univ. 8 Mai 1945 Guelma

pour avoir accepté d'examiner ce travail et pour leur participation au jury de soutenance.

Nous apprécions vraiment le travail, les conseils et le temps consacré par Monsieur Habib BENBOUHENNI maître assistant à l'Université de Nisantasi, Istanbul, Turquie.

Je tiens à remercier mes collègues doctorants de l'Université du 8 Mai 1945 Guelma, Sami LAIFA, Adel MAKHBOUCHE, Karima AMARA KORBA, Walid KANTAS et Es-saadi TERFIA pour les riches échanges que nous avons entretenus.

Je veux remercier tous les membres de ma famille et mes amis. Je veux remercier tout le monde et vous dire à quel point j'apprécie que chacun d'entre vous soit là.

À tous, un sincère merci.

## **Résumé :**

Le sujet de cette thèse consiste à améliorer les performances de commande d'une chaîne de conversion éolienne connectée au réseau électrique et basée sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Nous commençons notre recherche par la simulation et la commande d'une éolienne de 2.4 MW par l'utilisation d'une commande par orientation du flux statorique (FOC) à l'aide des régulateurs traditionnels de type PI. Ces régulateurs sont exploités pour : assurer une commande MPPT, régler les puissances active et réactive injectées au réseau par la MADA et aussi pour contrôler la tension du bus continu et la puissance réactive échangée entre le rotor de la MADA et le réseau.

Afin d'améliorer les performances de la chaîne de conversion commandée par des PI classiques, un contrôleur non-linéaire par mode glissant a été présenté et appliqué pour améliorer la robustesse de la commande de l'éolienne. Cependant, pour réduire l'effet de chattering, principal inconvénient du mode glissant, une commande par mode glissant d'ordre deux (02) de type super-twisting (STSMC) a été présentée et appliquée pour régler les puissances et assurer une MPPT précise. La comparaison par simulation entre la commande par mode glissant et la commande STSMC, montre que cette dernière assure un réglage des puissances et une MPPT plus précise, ce qui se traduit par un meilleur rendement de l'éolienne.

Dans le souci d'améliorer davantage les performances de la chaîne de conversion éolienne, une nouvelle méthode non-linéaire, basée sur une combinaison de trois méthodes différentes (régulateur PI fractionnaire, l'algorithme STSMC et l'algorithme PSO), a été proposée. Comparé aux autres techniques (PI, mode glissant classique et le STSMC), le contrôleur PSO-FOPI-STSMC offre le plus faible niveau d'oscillations de puissance et d'harmoniques de courant tout en assurant une très bonne précision et robustesse.

**Mots-clés :** chaîne de conversion d'une éolienne, machine asynchrone à double alimentation (MADA), technique MPPT, bus continu (DC), régulateur PI, commande par mode glissant (CMG), chattering, méthodes d'optimisation stochastiques, algorithme PSO, algorithme de super-twisting, régulateur PID d'ordre fractionnaire.

**Abstract :**

The subject of this thesis is to improve the control performance of a wind turbine based on the double-fed induction generator (DFIG) and connected to the electrical grid. We begin our research by controlling a 2.4 MW wind turbine using stator flux orientation (FOC) method and traditional PI-type regulators. These regulators are used to: provide the MPPT control, adjust the active and reactive powers injected into the grid by the DFIG and to control the DC bus voltage and the reactive power exchanged between the DFIG rotor and the grid.

In order to improve the performance of the controlled wind turbine by conventional PIs, a non-linear controller using sliding mode method has been presented and applied to improve the robustness of the wind turbine control. However, to reduce the chattering effect, the main disadvantage of sliding mode, a second-order (02) sliding mode super-twisting controller (STSMC) was presented and applied to adjust the powers and ensure accurate MPPT. The comparison by simulation between the sliding mode and the STSMC shows that the STSMC ensures good regulation of the powers and more precise MPPT. In order to further improve the performance of the wind power conversion control, a new non-linear method based on a combination of three different methods (fractional PI controller, the STSMC algorithm and the PSO algorithm) has been proposed. Compared to other techniques (PI, sliding mode and STSMC), the PSO-FOPID-STSMC controller offers the lowest level of power oscillations and current harmonics while ensuring very good precision and robustness.

**Keywords:**

wind energy conversion system (WECS), doubly fed induction generator (DFIG), MPPT technique, DC bus voltage, PI controller, sliding mode control (SMC), chattering, field oriented control (FOC), PSO algorithm, super-twisting algorithm, fractional order PID controller.

## المخلص:

تناقش هذه الأطروحة النمذجة والتحكم في سلسلة تحويل طاقة الرياح المتصلة بالشبكة الكهربائية، بناءً على الآلة غير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة. نبدأ بحثنا بمحاكاة توربينات الرياح والتحكم فيها باستخدام تقنية MPPT ، والتي تسمح لنا بتزويد الشبكة الكهربائية بأقصى طاقة فعالة ممكنة.

لذلك، تم تصميم ناقل DC والتحكم فيه باستخدام منظم PI الكلاسيكي. بالإضافة إلى ذلك، تم تقديم عدة طرق للتحكم في الآلة غير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة، بما في ذلك التحكم في اتجاه تدفق الطاقة الكهربائية باستخدام منظم تقليدي من النوع PI ومنظم غير خطي من نوع الوضع المنزلق الكلاسيكي.

ومع العلم أن مشكلة الثرثرة هي عيب رئيسي في التحكم في الوضع المنزلق تم اقتراح هيكلين جديدين للتحكم غير المباشر كحل لهذه المشكلة. الأول بعنوان ST والثاني بعنوان FOPI-STSMC

أظهرت الطرق المقترحة متابعة جيدة للقيم المرغوبة مع خطأ لا يكاد يذكر وهذا يوضح فعالية الطرق المقترحة، خاصة مع المظهر الجيد للطاقة المزودة للشبكة الكهربائية.

## الكلمات المفتاحية:

سلسلة تحويل طاقة الرياح، الآلة غير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة، تقنية MPPT ، ناقل DC ، منظم PI الكلاسيكي، التحكم في الوضع المنزلق، الثرثرة، التحكم في اتجاه تدفق الجزء الثابت، FOPI-STSMC، خوارزمية PSO ، وخوارزمية الالتواء الفائق، منظم PI ذي الترتيب الكسري.

# Table des matières

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
<b>1. État de l’art sur les chaines de conversion éolienne.....</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction.....	5
1.2 Définition de l’énergie éolienne.....	5
1.3 Différents types d’éoliennes.....	6
1.3.1 Éoliennes à axe vertical.....	6
1.3.2 Éoliennes à axe horizontal.....	7
1.4 Composants d'une éolienne à axe horizontal.....	9
1.4.1 La tour (mât).....	9
1.4.2 Le rotor.....	9
1.4.3 Les pales.....	10
1.4.4 Le moyeu.....	10
1.4.5 La nacelle.....	10
1.5 Configurations des chaines de conversion éolienne.....	11
1.5.1 Eolienne à vitesse fixe.....	12
1.5.2 Eolienne à vitesse variable.....	12
1.5.2.1 Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone (GS).....	13
1.5.2.2 Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone à cage....	14
1.5.2.3 Eolienne à vitesse variable utilisant une MADA.....	14
1.5.2.4 Comparaison entre les deux types de fonctionnement .....	15
1.6 L’énergie renouvelable en Algérie.....	15
1.6.1 Potentiel des énergies renouvelables.....	15
1.6.1.1 Potentiel Solaire.....	16

1.6.1.2	Potentiel éolien.....	16
1.6.1.3	Potentiel de l'énergie géothermique .....	18
1.6.1.4	Potentiel hydrolique .....	18
1.6.2	Programme de développement des énergies renouvelables .....	18
1.7	Méthodes d'amélioration des éoliennes utilisant des MADA.....	20
1.8	L'objectif de notre thèse.....	21
1.9	Conclusion.....	22
<b>2</b>	<b>Modélisation et commande classique de la chaîne de conversion éolienne.....</b>	<b>23</b>
2.1	Introduction.....	23
2.2	Modélisation et commande de la chaîne de conversion éolienne.....	23
2.2.1	Modélisation et commande de l'éolienne.....	23
2.2.2	Modélisation de la MADA.....	26
2.2.3	Commande vectorielle de la MADA.....	28
2.2.3.1	Commande directe.....	31
2.2.3.2	Commande indirecte.....	31
2.3	Association de la MADA avec le convertisseur d'alimentation.....	32
2.3.1	Modélisation des convertisseurs de puissance.....	32
2.3.1.1	Convertisseur côté réseau (CCR).....	33
2.3.1.2	Convertisseur côté génératrice (CCG).....	36
2.3.2	Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle (MLI).....	39
2.4	Résultats et simulation.....	39
2.4.1	Test de suivi (TS).....	41
2.4.2	Test de robustesse (TR).....	48
2.5	Conclusion.....	51
<b>3</b>	<b>Commande par mode glissant classique et par super-twisting de l'éolienne.....</b>	<b>53</b>
3.1	Introduction.....	53



3.2	Systèmes à structures variables.....	53
3.3	Principe de la commande par mode glissant.....	54
3.3.1	Le mode de convergence (MC).....	55
3.3.2	Le mode de glissement (MG).....	55
3.3.3	Le mode du régime permanent (MRP).....	55
3.4	La conception de l'algorithme de commande par mode glissant.....	55
3.4.1	Le choix des surfaces de glissement.....	56
3.4.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	56
3.4.2.1	La fonction discrète de commutation.....	56
3.4.2.2	La fonction de Lyapunov.....	57
3.4.3	Détermination de la loi de commande.....	57
3.4.4	Réduction du phénomène de broutement.....	59
3.4.4.1	La fonction " <i>sat</i> ".....	59
3.4.4.2	La fonction de lissage " <i>smooth</i> ".....	59
3.4.5	Application de la commande par mode glissant.....	60
3.4.5.1	Commande de la vitesse de l'éolienne par mode glissant.....	60
3.4.5.2	Commande directe par mode de glissant de la MADA.....	61
3.4.5.3	Commande indirecte par mode de glissant de la MADA.....	64
3.5	La conception de la commande par mode glissant d'ordre deux (STSMC).....	66
3.5.1	Application de la commande par STSMC.....	68
3.5.2	Commande de la vitesse de l'éolienne.....	68
3.5.3	Commande du convertisseur côté rotor (CCR).....	69
3.5.3.1	Commande de la puissance active.....	69
3.5.3.2	Commande de la puissance réactive.....	70
3.6	Résultats de simulation.....	71

3.6.1	Test de suivi (TS).....	72
3.6.2	Test de robustesse (TR).....	80
3.7	Conclusion.....	85
<b>4.</b>	<b>Commande par FOPI-STSMC de l'éolienne.....</b>	<b>86</b>
4.1	Introduction.....	86
4.2	La conception du régulateur FOPI-STSMC.....	87
4.2.1	Le concept de régulateur FOPID.....	87
4.2.2	Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire.....	88
4.2.2.1	Méthode d'approximation de Oustaloup.....	89
4.2.3	L'optimisation par l'essaim de particules.....	89
4.2.3.1	Principe de la méthode PSO.....	90
4.2.4	Structure du régulateur FOPI-SMCST.....	93
4.3	Application du régulateur FOPI-STSMC pour commander la MADA.....	94
4.3.1	Commande de la vitesse de l'éolienne.....	95
4.3.2	Commande de la puissance active .....	96
4.3.3	Commande de la puissance réactive .....	97
4.4	Résultats de simulation.....	98
4.4.1	Test de suivi (TS).....	99
4.4.2	Test de robustesse (TR).....	105
4.4.3	Test de suivi d'un échelon de puissance active de référence.....	111
4.5	Conclusion.....	112
	<b>Conclusion générale.....</b>	<b>113</b>
	<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>115</b>

## Table des figures

Figure 1.1 - Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique .....	5
Figure 1.2 - Eolienne à axe vertical .....	6
Figure 1.3 - Eolienne à axe horizontal.....	7
Figure 1.4 - Types d'éoliennes à axe horizontal.....	8
Figure 1.5 - Composante d'une éolienne à axe horizontal.....	9
Figure 1.6 - Constitution d'une nacelle.....	10
Figure 1.7 - Eolienne à vitesse fixe utilisant une génératrice asynchrone.....	12
Figure 1.8 - Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone.....	13
Figure 1.9 - Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone.....	14
Figure 1.10 - Eolienne à vitesse variable utilisant une MADA.....	14
Figure 1.11 - Carte de l'Irradiation Globale Directe Annuelle Moyenne (Période 2002-2011)...	16
Figure 1.12 - Carte de l'Irradiation Directe Annuelle Moyenne (Période 2002-2011).....	17
Figure 1.13 - Carte du Vent Annuel Moyen à 50m (Période 2001-2010).....	17
Figure 1.14 - Consistance du programme de développement des énergies renouvelables.....	19
Figure 2.1 - Schéma fonctionnel d'une éolienne à base d'une MADA connectée au réseau.....	24
Figure 2.2 - Schéma fonctionnel du MPPT avec le régulateur PI.....	25
Figure 2.3 - Schéma bloc de la MADA.....	30
Figure 2.4 - Schéma bloc du régulateur PI.....	31
Figure 2.5 - Schéma bloc de la commande directe.....	31
Figure 2.6 - Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance.....	32
Figure 2.7 - Composants du système d'alimentation de la MADA.....	33
Figure 2.8 - Connexion du CCR au réseau électrique.....	34

Figure 2.9 - Schéma bloc du bus continu.....	35
Figure 2.10 - Schéma bloc de la commande du bus continu.....	36
Figure 2.11 - Connexion du CCG au rotor de la MADA.....	37
Figure 2.12 - Profil de la vitesse du vent.....	41
Figure 2.13 - Vitesse de la turbine.....	41
Figure 2.14 - Zoom sur la vitesse de la turbine.....	42
Figure 2.15 - La puissance active.....	42
Figure 2.16 - La puissance réactive.....	43
Figure 2.17 - Zoom sur la puissance active.....	43
Figure 2.18 - Zoom sur la puissance réactive.....	44
Figure 2.19 - Les courants statoriques (commande directe).....	44
Figure 2.20 - Les courants statoriques (commande indirecte).....	45
Figure 2.21 - Zoom sur les courants statorique (commande directe).....	45
Figure 2.22 - Zoom sur les courants statorique (commande indirecte).....	46
Figure 2.23 - La valeur THD du courant statorique (commande directe).....	46
Figure 2.24 - La valeur THD du courant statorique (commande indirecte).....	47
Figure 2.25 - La tension du bus continu.....	47
Figure 2.26 - La puissance active.....	48
Figure 2.27 - La puissance réactive.....	48
Figure 2.28 - Zoom sur la puissance active.....	49
Figure 2.29 - Zoom sur la puissance réactive.....	49
Figure 2.30 - La valeur THD du courant statorique (commande directe).....	50
Figure 2.31 - La valeur THD du courant statorique (commande indirecte).....	50
Figure 2.32 - La tension du bus continu.....	51
Figure 3.1 - La trajectoire dans le plan de phase.....	55

Figure 3.2 - Fonction sign.....	58
Figure 3.3 - Fonction de saturation.....	59
Figure 3.4 - Fonction smooth.....	60
Figure 3.5 - Schéma fonctionnel du MPPT avec la commande par MG.....	61
Figure 3.6 - Schéma bloc de la commande directe avec MG.....	63
Figure 3.7 - Schéma bloc de la commande indirecte avec MG.....	66
Figure 3.8 - Structure du régulateur STSMC traditionnel.....	68
Figure 3.9 - Structure de la commande par le régulateur STSMC.....	68
Figure 3.10 - Schéma fonctionnel du MPPT avec le régulateur STSMC.....	69
Figure 3.11 - Schéma fonctionnel de la technique FOC indirecte avec des contrôleurs STSMC..	70
Figure 3.12 - Profil de la vitesse du vent.....	71
Figure 3.13 - Vitesse de la turbine.....	73
Figure 3.14 - Zoom sur la vitesse de la turbine.....	73
Figure 3.15 - La puissance active.....	74
Figure 3.16 - La puissance réactive.....	74
Figure 3.17 - Zoom sur la puissance active.....	75
Figure 3.18 - Zoom sur la puissance réactive.....	75
Figure 3.19 - Les courants statoriques (MG commande directe) .....	76
Figure 3.20 - Les courants statoriques (MG commande indirecte) .....	76
Figure 3.21 - Les courants statoriques (STSMC).....	77
Figure 3.22 - Zoom sur les courants statoriques (MG commande directe).....	77
Figure 3.23 - Zoom sur les courants statoriques (MG commande indirecte).....	78
Figure 3.24 - Zoom sur les courants statoriques (STSMC) .....	78
Figure 3.25 - La valeur THD du courant statorique (MG commande directe) .....	79
Figure 3.26 - La valeur THD du courant statorique (MG commande indirecte) .....	79

Figure 3.27 - La valeur THD du courant statorique (STSMC) .....	80
Figure 3.28 - La puissance active.....	81
Figure 3.29 - La puissance réactive.....	81
Figure 3.30 - Zoom sur la puissance active.....	82
Figure 3.31 - Zoom sur la puissance réactive.....	82
Figure 3.32 - Zoom sur les courants statoriques (MG commande directe).....	83
Figure 3.33 - Zoom sur les courants statoriques (MG commande indirecte).....	83
Figure 3.34 - Zoom sur les courants statoriques (STSMC).....	83
Figure 3.35 - La valeur THD du courant statorique (MG commande directe).....	84
Figure 3.36 - La valeur THD du courant statorique (MG commande indirecte).....	84
Figure 3.37 - La valeur THD du courant statorique (STSMC).....	84
Figure 4.1 - Déplacement d'une particule .....	91
Figure 4.2 - L'organigramme de l'algorithme PSO.....	92
Figure 4.3 - Schéma fonctionnel général du régulateur FOPI-STMC proposé.....	93
Figure 4.4 - Méthode de commande FOC indirecte de la chaine de conversion éolienne par des contrôleurs FOPI-STSMC .....	94
Figure 4.5 - Méthode de commande MPPT par un FOPI-STSMC.....	96
Figure 4.6 - Schéma fonctionnel de la méthode FOC indirecte à base du régulateur FOPI-STSMC.....	98
Figure 4.7 - Profil de la vitesse du vent.....	98
Figure 4.8 - Vitesse de la turbine.....	100
Figure 4.9 - Zoom sur la vitesse de la turbine.....	100
Figure 4.10 - La puissance active.....	101
Figure 4.11 - La puissance réactive.....	101
Figure 4.12 - Zoom sur la puissance active.....	102
Figure 4.13 - Zoom sur la puissance réactive.....	102

Figure 4.14 - Les courants statoriques (régulateur SMC classique).....	103
Figure 4.15 - Les courants statoriques (régulateur FOPI-STSMC).....	103
Figure 4.16 - Zoom sur les courants statoriques (régulateur par mode glissant classique).....	104
Figure 4.17 - Zoom sur les courants statoriques (régulateur FOPI-STSMC).....	104
Figure 4.18 - La valeur THD du courant statorique (régulateur par mode glissant classique)....	105
Figure 4.19 - La valeur THD du courant statorique (régulateur FOPI-STSMC).....	105
Figure 4.20 - La puissance active.....	106
Figure 4.21 - La puissance réactive.....	106
Figure 4.22 - Zoom sur la puissance active.....	107
Figure 4.23 - Zoom sur la puissance réactive.....	107
Figure 4.24 - Zoom sur les courants statoriques (régulateur par mode glissant).....	108
Figure 4.25 - Zoom sur les courants statoriques (régulateur FOPI-STSMC).....	108
Figure 4.26 - La valeur THD du courant statorique (régulateur par mode glissant).....	109
Figure 4.27 - La valeur THD du courant statorique (régulateur FOPI-STSMC).....	109
Figure 4.28 – Suivi d’une variation en échelon de la puissance active.....	111
Figure 4.29 – Zoom sur les puissances actives.....	111

## Liste des tableaux

Tableau 1.1 - Classification des turbines éoliennes.....	8
Tableau 1.2 - Comparaison entre les types de fonctionnement.....	15
Tableau 1.3 - Consistance du programme de développement des énergies renouvelables.....	19
Tableau 2.1 - Paramètres de la turbine éolienne.....	40
Tableau 2.2 - Paramètres de la MADA et du filtre.....	40
Tableau 3.1 - Paramètres des régulateurs STSMC.....	72
Tableau 4.1 - Paramètres de l'algorithme PSO.....	93
Tableau 4.2 - Paramètres des régulateurs FOPI-STSMC.....	99
Tableau 4.3 - Comparaison entre les méthodes proposées et les méthodes classiques.....	110



# Introduction générale

Le vent est une sorte d'énergie qui dépend principalement du soleil et de la rotation de la terre. Il résulte d'un équilibre permanent entre les zones de haute et de basse pression [1]. Contrairement aux énergies fossiles et fissiles, l'énergie éolienne est une énergie locale, décentralisée et présente pratiquement dans tous les pays du globe.

La production de l'énergie éolienne a atteint l'apogée de sa croissance industrielle ces dernières années. Dans un certain nombre de pays, les éoliennes alimentent déjà le réseau électrique avec leur production [1], [2]. L'un des nombreux avantages de l'énergie éolienne est qu'il s'agit d'une source d'énergie renouvelable non polluante qui contribue à améliorer la qualité de l'air et à lutter contre l'effet de serre. C'est également un type d'énergie qui contribue à promouvoir la sécurité de l'approvisionnement et l'indépendance énergétique, notamment pour les pays qui ne possèdent pas de ressources suffisantes en hydrocarbures [1], [3].

Le secteur de l'énergie éolienne est devenu actuellement une recommandation aux pouvoirs publics et une donnée incontournable lors de la mise en place d'une stratégie de transition énergétique et écologique vers les énergies renouvelables et propres. Dans les années 1980, la technologie des systèmes d'éoliens a débuté avec quelques dizaines de kW de puissance, mais aujourd'hui, des éoliennes de plusieurs MW sont souvent installées et leur taille ne fait qu'augmenter [4], [5], [6], [7].

Une grande partie des systèmes de conversion de l'énergie éolienne installés ou en cours de construction utilisent des machines à double alimentation (MADA) en raison de ses avantages remarquables, tels que le fonctionnement à vitesse variable, la commande de la puissance active et réactive, la réduction du bruit, et un rendement global satisfaisant [4], [5], [8], [9], [10], [11]. Ce générateur peut être facilement commandé à l'aide de deux paires de convertisseurs de puissance. Un convertisseur situé du côté du réseau électrique et l'autre positionné du côté du rotor de la MADA.

Plusieurs méthodes, telles que la commande directe du couple (DTC) [12], [13], la commande par orientation du flux (FOC) [1], [2], [14], la commande directe de la puissance

(DPC) [15], la commande backstepping [16], la commande intelligente et la commande non linéaire, peuvent être utilisées pour commander le générateur asynchrone.

Les méthodes de contrôle traditionnelles, telles que le contrôle orienté du flux (FOC) utilisant le contrôleur Intégral-Proportionnel (PI) [1], [2], [7], nécessitent un réglage précis des gains et une connaissance exacte des paramètres du système, qui sont tous les deux difficiles à réaliser en fonctionnement réel. Par conséquent, pour surmonter ces problèmes, une technique de contrôle robuste est la meilleure option. La commande par mode glissant (sliding mode controller SMC) traditionnel est l'une des méthodes de contrôle robustes et non linéaires pour faire face aux incertitudes [7], [14], [17]. Elle permet de rendre le mécanisme de contrôle immunisé contre les changements des paramètres et les interférences inconnues entraînant des incertitudes. Cependant, la composante discontinue de la loi de commande par mode glissant traditionnel peut produire des oscillations, appelées phénomène de chattering [10], [18], qui peuvent perturber le fonctionnement et la stabilité du système. Dans le cas du système éolien basé sur la MADA, le broutage provoque des vibrations mécaniques, des oscillations de courants et de puissances et des interférences électromagnétiques indésirables [11], [18]. Différentes solutions sont proposées ces dernières années pour améliorer les contrôleurs SMC traditionnels en réduisant le chattering tout en maintenant ou en améliorant la robustesse et la convergence à temps fini des contrôleurs SMC traditionnels. Ces techniques d'amélioration utilisent différentes idées, telles que l'utilisation des techniques d'intelligence artificielle pour adapter le gain de la fonction de commutation [19], [20], [21], la combinaison du calcul d'ordre fractionnaire avec le SMC traditionnel [22], le contrôle en mode glissant terminal (TSMC) [23] la combinaison du SMC traditionnel avec un observateur de perturbation [24], etc. Cependant, le contrôle par mode glissant d'ordre élevé (HOSMC) est considéré comme l'une des meilleures alternatives pour réduire le broutage. Les techniques SMCs du second ordre, telles que le « twisting », le « super-twisting » et l'algorithme « Suboptimal » sont largement utilisées aujourd'hui dans différents systèmes [25], [26], [27], [28], [29].

L'objectif de cette thèse est d'améliorer les performances de la commande d'une MADA qui équipe un aérogénérateur par l'utilisation d'une commande non linéaire combinant un contrôleur super-twisting, un PI fractionnaire et une technique d'optimisation artificielle PSO (Particle Swarm Optimization).

Le travail de cette thèse est divisé en quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre aborde les principes de base de l'énergie éolienne. La théorie des différents types d'aérogénérateurs sera ensuite présentée brièvement. Ensuite, nous exposerons les différentes parties qui composent l'aérogénérateur, ainsi que l'aérogénérateur à axe horizontal qui a fait l'objet de notre recherche. Les avantages de la machine asynchrone à double alimentation, notamment la possibilité de fonctionner à vitesse variable, seront aussi discutés. Ce chapitre sera clôturé par une présentation du programme de développement des énergies renouvelables en Algérie et par une description des objectifs de cette thèse de doctorat.

Le deuxième chapitre est consacré à des notions et aspects importants sur la modélisation analytique des différents éléments de la chaîne de conversion éolienne traitée dans ce travail. Nous y trouvons : la modélisation et la commande à puissance maximale MPPT (Maximum Power Point Tracking) d'une éolienne à trois pales avec multiplicateur mécanique, la modélisation de la MADA dans le référentiel de Park, les commandes directe et indirecte de la puissance active et réactive du stator par des PI classiques, et enfin le modèle des convertisseurs de puissance et du bus continu. Les résultats de simulation seront présentés à la fin du chapitre pour valider les différents modèles présentés.

Le troisième chapitre présente au début la théorie et la démarche de conception de la technique de commande par mode glissant (choix de la surface de commutation et la loi de commande). Nous présenterons aussi comment cette commande peut être utilisée pour assurer une commande MPPT (par le réglage de la vitesse du rotor de l'éolienne) et pour réguler la puissance active et réactive produite par la MADA. Enfin, dans la dernière partie de ce chapitre, nous allons développer une méthode basée sur l'algorithme de mode glissant de deuxième ordre de type super-twisting (STSMC) pour améliorer les performances du réglage MPPT et de la commande vectorielle indirecte de la MADA, discutée dans le deuxième chapitre. Les résultats de simulation seront présentés pour examiner les performances de cette stratégie de commande (STSMC) par rapport au mode glissant classique.

Enfin, dans le dernier chapitre et afin de minimiser les ondulations présentes dans les courants et les puissances active et réactive statoriques, obtenues dans le cas de la commande SMC classique, nous proposons une nouvelle méthode non-linéaire, basée sur une combinaison de trois méthodes différentes (régulateur PI fractionnaire FOPI, l'algorithme STSMC et l'algorithme d'optimisation par essaim de particules PSO), pour assurer la commande MPPT et le réglage des puissances active et réactive. Ce régulateur à mode glissant d'ordre deux de type

STSMC utilisant une surface de glissement de type PI fractionnaire (FOPI-STSMC) est très flexible à cause du nombre élevé de paramètres de contrôle qu'il contient. Les résultats obtenus par simulation de toute la chaîne de conversion, commandée par l'utilisation de cinq contrôleurs FOPI-STSMC optimisés en même temps par l'algorithme PSO, montrent une bonne robustesse et une réduction significative des oscillations des courants et des puissances injectées au réseau électrique via le stator de la MADA. Nous concluons notre travail par une conclusion générale qui fournira un résumé des résultats trouvés et des perspectives de ce travail.

# 1. État de l'art sur les chaînes de conversion éolienne

## 1.1 Introduction

L'homme utilise la puissance du vent depuis des siècles pour faire avancer les bateaux, moulinier le grain et pomper l'eau [30]. De nos jours, l'électricité est produite à partir de cette source d'énergie. L'énergie éolienne est en plein essor industriel depuis quelques années à cause de ses nombreux avantages, notamment celui d'être une source renouvelable non polluante, qui contribue à améliorer la qualité de l'air et à lutter contre l'effet de serre [31].

Dans ce chapitre, nous aborderons plusieurs aspects qui concernent la structure générale d'un système de conversion de l'énergie éolienne, les différents types d'aérogénérateurs et leur fonctionnement. Ce chapitre présentera aussi le programme de développement des énergies renouvelables en Algérie et les objectifs de cette thèse qui s'inscrivent dans le but d'améliorer les performances des éoliennes équipées par des MADA et reliées au réseau électrique.

## 1.2 Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, parfois appelé éolienne, est un système complexe qui convertit une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique sur un arbre de transmission puis en énergie électrique grâce à un générateur électrique [32], [33].

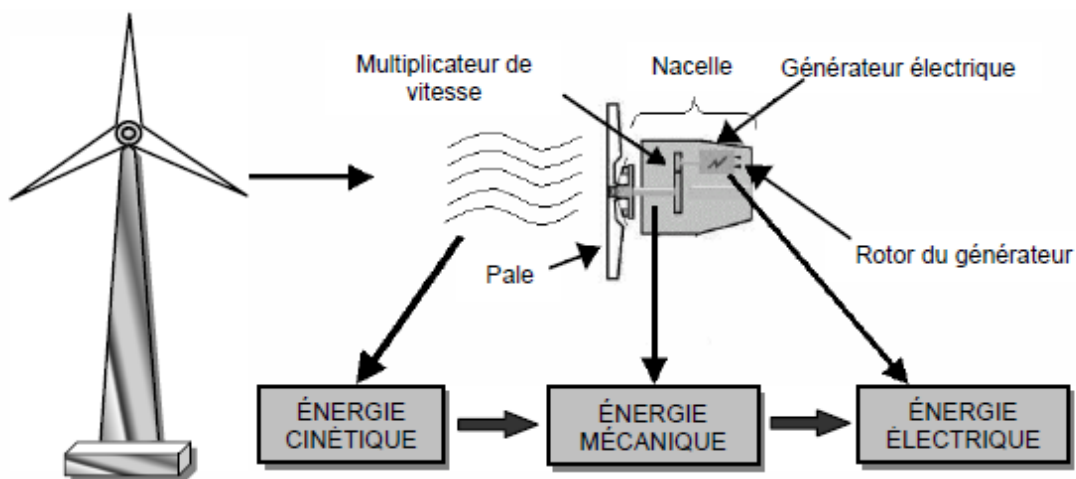


Figure 1.1 - Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique

La Figure 1.1 montre comment fonctionne la conversion de l'énergie du vent en énergie électrique. Les chaînes de conversion regroupent de nombreux domaines de la physique tels que : l'aérodynamique, la mécanique, l'électricité, l'électronique de puissance, l'automatique, l'informatique, etc [34].

### 1.3 Différents types d'éoliennes

Il existe deux types fondamentaux d'éoliennes, selon la géométrie de l'arbre sur lequel est fixée l'hélice [33]:

- Les éoliennes à axe horizontal.
- Les éoliennes à axe vertical.

#### 1.3.1 Éoliennes à axe vertical :

Les recherches sur ce type d'éolien sont nombreuses, car il présente l'avantage de ne pas nécessiter de système d'orientation des pales et sa chaîne de conversion (multiplicateur mécanique et générateur) se trouve au niveau du sol, ce qui facilite les interventions de maintenance. Trois structures sont parvenues au stade de l'industrialisation, à savoir : le rotor Savonius, le rotor Darrieus et le rotor en H (ou rotor de Musgrove), Figure 1.2, [35], [36].

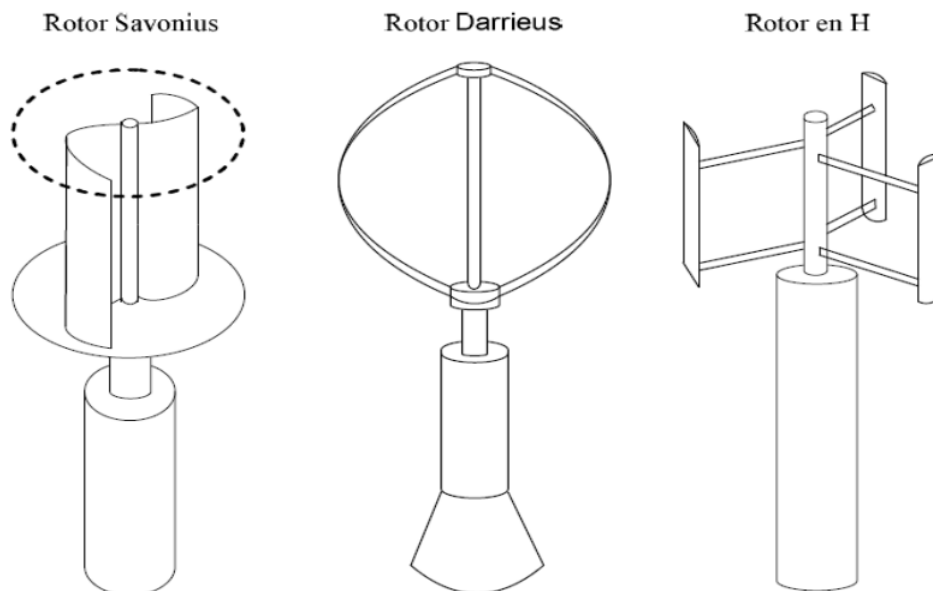


Figure 1.2 - Eolienne à axe vertical

En revanche, certaines de ces éoliennes doivent être tirées pour démarrer et le mât, fréquemment très lourd, est soumis à de fortes contraintes mécaniques, en plus le rendement de ces éoliennes est plus faible par rapport à celui des aérogénérateurs à axe horizontal.

Ces inconvénients ont contraint les fabricants à abandonner cette technologie pour les parcs éoliens terrestres (onshore) de moyenne et grande puissance. Cependant, elle est utilisée pour la très faible puissance et les éoliennes offshore flottantes de grande puissance, [37], [38].

### 1.3.2 Éoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal sont beaucoup plus largement employées, même si elles nécessitent très souvent un mécanisme d'orientation des pales et une nacelle regroupant toute la chaîne de conversion. Le gros avantage de cette structure est son rendement aérodynamique plus élevé que celui de l'éolien à axe vertical. En plus, elle peut démarrer de façon autonome et présente un faible encombrement au niveau du sol. Les différentes constructions des aérogénérateurs à axe horizontal utilisent des voilures à deux pales, trois pales (les plus courantes, Figure 1.3) ou multi-pales [39], [40], [41].



Figure 1.3 - Eolienne à axe horizontal,  
(The DOE 1.5 wind turbine at Site 4.0. Photo by Jeroen van Dam, National Renewable Energy Laboratory,  
<https://www.nrel.gov/docs/fy15osti/63679.pdf>)

Il existe deux catégories d'éolienne à axe horizontal, Figure 1.4 [40]:

- Amont (Upwind) : le vent souffle sur le devant des pales en direction de la nacelle. Les pales sont rigides, et le rotor est orienté selon la direction du vent par un dispositif, (gouvernail pour les très petites puissances et système actif pour les grandes puissances).
- Aval (Downwind) : le vent souffle sur l'arrière des pales en partant de la nacelle. Bien que le rotor de cette structure soit auto-orientable, la disposition en amont est la plus utilisée car plus simple et donne de meilleurs rendements et une bonne stabilité pour les fortes puissances. En effet, pour la position aval, le vent passe par la nacelle et le pylône avant d'attaquer les pales ce qui provoque une perturbation du vent, [40].

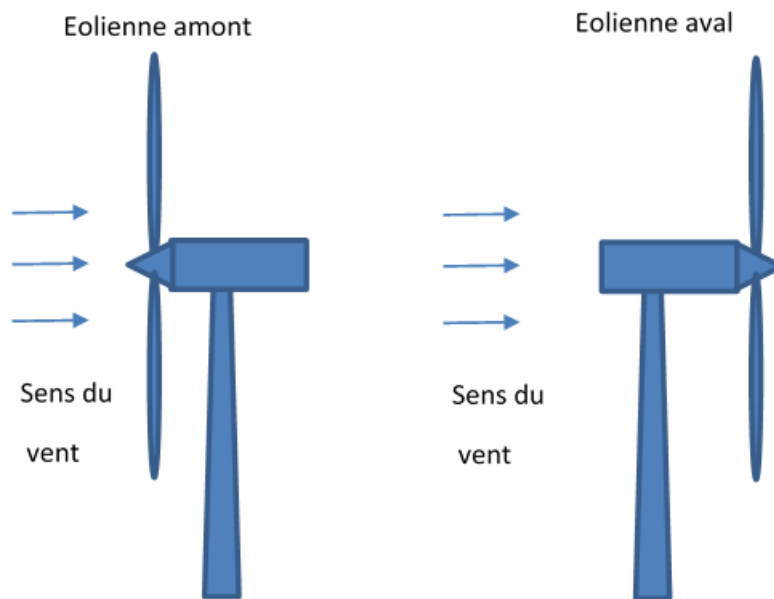


Figure 1.4 - Types d'éoliennes à axe horizontal

Les éoliennes sont classées en trois groupes en fonction de la puissance et du diamètre de l'hélice de ces turbines. Le Tableau 1.1 montre cette catégorisation [41].

Tableau 1.1 - Classification des turbines éoliennes

<b>Echelle</b>	<b>Diamètre de l'hélice</b>	<b>Puissance délivrée</b>
<b>Petite</b>	Moins de 12 m	Moins de 40 kW
<b>Moyenne</b>	12 m à 45 m	De 40 kW à 1 MW
<b>Grande</b>	46 m et plus	1 MW et plus



## 1.4 Composants d'une éolienne à axe horizontal

La Figure 1.5 illustre les principaux composants d'une éolienne à axe horizontal. Nous décrivons certains de ses composants dans les paragraphes ci-dessous, [40], [41], [42], [43].

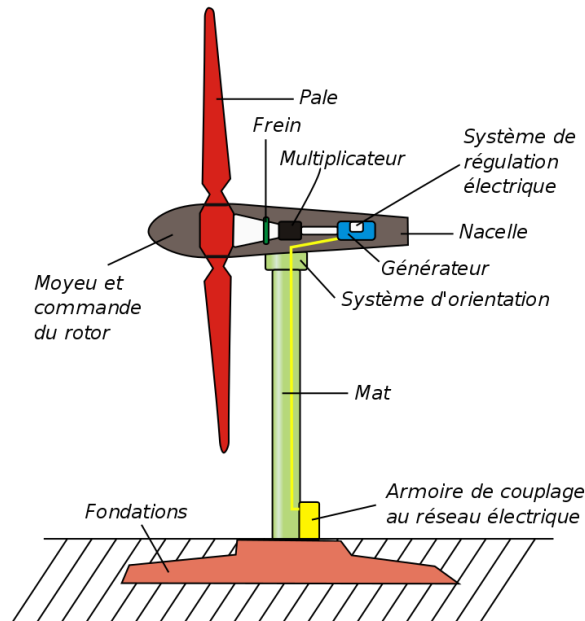


Figure 1.5 - Composants d'une éolienne à axe horizontal  
([https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Schema\\_eolienne.svg?uselang=fr](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Schema_eolienne.svg?uselang=fr))

### 1.4.1 La tour (mât)

La tour est un élément de support, appelé aussi pylône ou mât, sa hauteur dépend de la puissance nominale des éoliennes, elle doit être suffisamment grande pour éviter les perturbations près du sol et pour faire de la place aux pales. Le mât est généralement en métal (acier, aluminium,...) ou en béton de forme cylindrique ou conique pour les grandes puissances [40]. Un pylône en treillis métallique à faible coût peut être utilisé pour les faibles puissances. En plus de porter la nacelle et le rotor, le mât abrite à son intérieur l'échelle d'accès à la nacelle, l'équipement de connexion au réseau, les composants de commande et les câbles électriques.

### 1.4.2 Le rotor

En général, le rotor est constitué de deux, trois ou plusieurs pales fixées sur un moyeu [40], [41]. Il est entraîné par la force du vent captée par les pales et relié à un générateur électrique, directement ou indirectement via un multiplicateur mécanique de vitesse.

### 1.4.3 Les pales

Elles captent l'énergie du vent et la transmettent au rotor. La majorité des éoliennes ont trois pales car ce nombre permet d'atteindre un équilibre entre la stabilité, les performances de la turbine et le coût de fabrication, [40], [41].

### 1.4.4 Le moyeu

Le composant qui maintient les pales et son système d'orientation s'appelle le moyeu. Il doit être capable de supporter des vibrations et secousses fortes, notamment lors du démarrage de l'éolienne ou lorsque la vitesse du vent change soudainement.

### 1.4.5 La nacelle

Les composants mécaniques, pneumatiques, le générateur et certains composants de contrôle électronique sont placés dans la nacelle, qui est fixée au sommet du mât d'une manière à être orientée tout le temps en direction du vent. L'énergie électrique produite par le générateur passe par des fils électriques qui descendent à l'intérieur du mât de l'éolienne, [30].

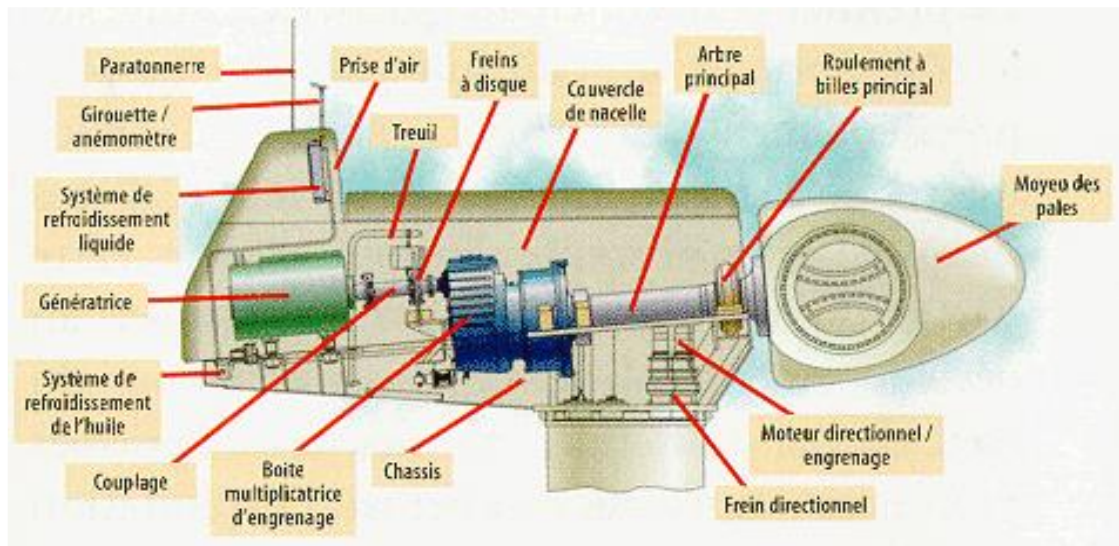


Figure 1.6 - Constitution d'une nacelle

Les principaux éléments de la chaîne de conversion que l'on peut trouver dans une nacelle classique, Figure 1.6, sont généralement le multiplicateur de vitesse et la génératrice électrique (appelée aussi alternateur).

- **Le multiplicateur de vitesse**

Le multiplicateur de vitesse est utilisé pour accélérer la vitesse de rotation entre l'arbre du rotor (arbre lent) et l'arbre de la génératrice (arbre rapide). Ce multiplicateur peut avoir un rapport fixe ou un rapport variable mécaniquement pour assurer un fonctionnement à vitesse fixe de la génératrice.

- **La génératrice**

Dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne, qu'ils soient à vitesse fixe ou variable, trois types de générateurs électriques sont le plus souvent utilisés. Ces machines sont les suivantes, [4], [5], [44] :

- Générateurs asynchrone à cage.
- Générateurs asynchrone à double alimentation (GADA ou MADA).
- Générateurs synchrones.

Les premières éoliennes mise en service utilisaient la machine asynchrone à cage et un multiplicateur à rapport fixe ou variable. Cependant, le besoin d'augmenter la puissance et la taille des éoliennes pour réduire le coût de l'électricité produite, nécessite l'utilisation des convertisseurs d'électronique de puissances adaptés dont le coût dépasse largement celui de la génératrice elle-même. Ces contraintes ont poussé les industriels à opter pour la génératrice asynchrone à double alimentation qui utilise un convertisseur de faible puissance (30% de la puissance nominale) connecté entre le réseau et le rotor de la génératrice. La GADA est la solution la plus utilisée actuellement dans les éoliennes onshores (terrestres).

Concernant la génératrice synchrone, elle est recommandée pour les éoliennes offshores puisque sa version à aimants permanents permet de se passer du multiplicateur de vitesse, ce qui réduit le coût de la maintenance et le poids et la taille de la nacelle.

## **1.5 Configurations des chaînes de conversion éolienne**

Les configurations des chaînes de conversion de l'énergie éolienne dépendent globalement du type de la génératrice utilisée et de la structure du convertisseur de puissance qui permet le contrôle de l'énergie produite par la génératrice. Il existe deux grandes familles de configurations, [43], [44]:

- La configuration à vitesse fixe de la génératrice (et non pas de la turbine).
- La configuration à vitesse variable de la génératrice.

### 1.5.1 Eolienne à vitesse fixe

Dans cette configuration, le générateur utilisé est souvent une machine asynchrone à cage qui fonctionne à une vitesse fixe ou qui varie très légèrement en jouant sur le glissement de la machine. L'élément le plus complexe et le plus coûteux de cette chaîne de conversion est le multiplicateur de vitesse à rapport variable qui garantit une vitesse du générateur presque constante.

Les premières éoliennes exploitées par les industriels à grande échelle se basaient sur cette configuration dont la génératrice asynchrone est directement connectée au réseau électrique, Figure 1.7, puisque sa vitesse est approximativement gardée fixe par le multiplicateur et la commande de l'orientation des pales (Pitch contrôle).

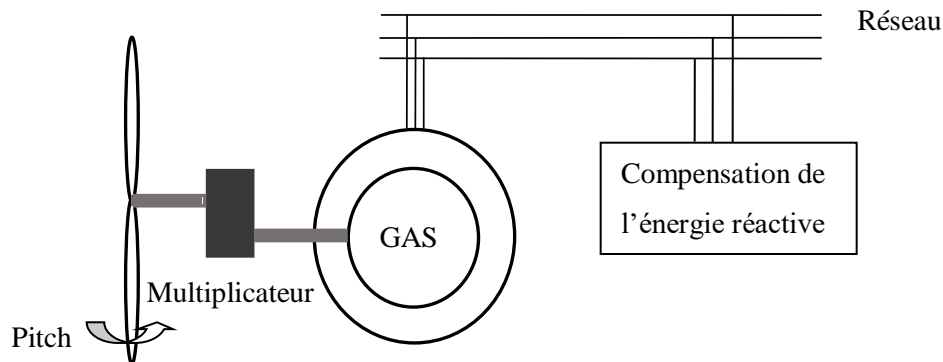


Figure 1.7 - Eolienne à vitesse fixe utilisant une génératrice asynchrone

La complexité du multiplicateur mécanique de vitesse, qui augmente le poids de l'éolienne et le coût de la maintenance, est le principal problème de cette configuration.

### 1.5.2 Eolienne à vitesse variable

Dans le monde industriel, les éoliennes à vitesse variable sont aujourd'hui les plus populaires. L'expression "vitesse variable" décrit une turbine dont la vitesse n'est pas liée à la fréquence du réseau électrique. L'avantage principal de faire fonctionner l'éolienne à vitesse variable est de maximiser la quantité d'énergie éolienne captée.

Les générateurs synchrones, asynchrones et asynchrones à double alimentation sont les trois types de générateurs qui peuvent être utilisés dans les éoliennes à vitesse variable.

### 1.5.2.1 Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone (GS)

Le champ généré par le rotor doit tourner à la même vitesse que le champ généré par le stator. En d'autres termes, la vitesse de rotation du générateur doit être un multiple de la pulsation des courants du stator. Cependant, la variation de la vitesse du vent provoque une variation de la vitesse de la génératrice et, par conséquent, une variation de la fréquence et de l'amplitude des tensions du stator. Pour synchroniser la machine avec le réseau électrique sans l'utilisation d'un multiplicateur de vitesse très coûteux, une interface d'électronique de puissance entre le stator de la génératrice et le réseau électrique est très utilisée actuellement puisque elle permet un fonctionnement à vitesse variable sur une large plage de variation du vent, Figure 1.8. Cependant, toute l'énergie électrique produite traverse le convertisseur de puissance, ce qui provoque une augmentation des pertes par commutation et, de facto, une dégradation du rendement global de l'éolienne [44]. Les génératrices synchrones à rotor bobiné sont rarement utilisées dans les éoliennes. En revanche, les générateurs synchrones à aimants permanents n'ont été utilisés que récemment dans les éoliennes offshore de grande puissance et les éoliennes de petites puissances en raison des facteurs suivants :

- Les prix des aimants sont plutôt élevés (fabriqués à partir de terres rares).
- Démagnétisation progressive des aimants à cause des fortes températures et des champs magnétiques puissants du générateur.

La Figure 1.8 montre une chaîne de conversion utilisant une génératrice synchrone et un convertisseur de puissance composé d'un redresseur, coté stator, et d'un onduleur, coté réseau. L'utilisation des génératrices synchrones à aimants permanents à grand nombre de pôles permet un fonctionnement sans multiplicateur mécanique de vitesse, [44].

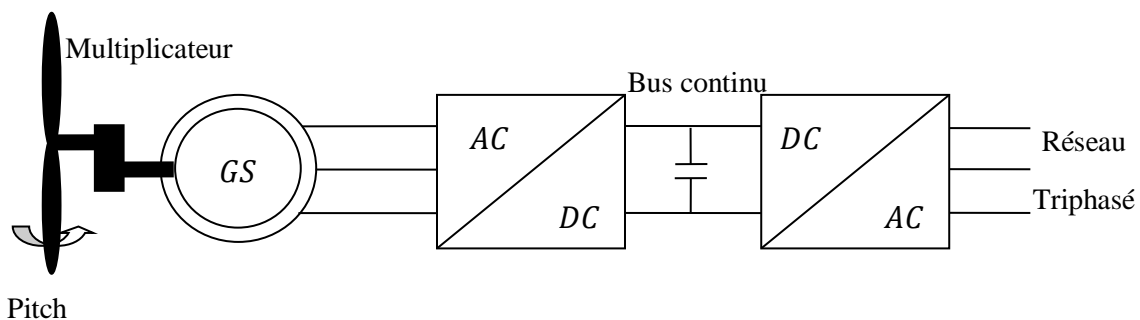


Figure 1.8 - Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone

### 1.5.2.2 Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone à cage

Dans cette configuration, l'éolienne entraîne une génératrice asynchrone, généralement à cage, reliée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé sur le circuit du stator, Figure 1.9. Cette structure ressemble à celle équipée par une génératrice synchrone, Figure 1.8. Le choix entre les deux machines dépend de l'utilisation ou non du multiplicateur et du coût global de l'éolienne, [4], [5], [45].

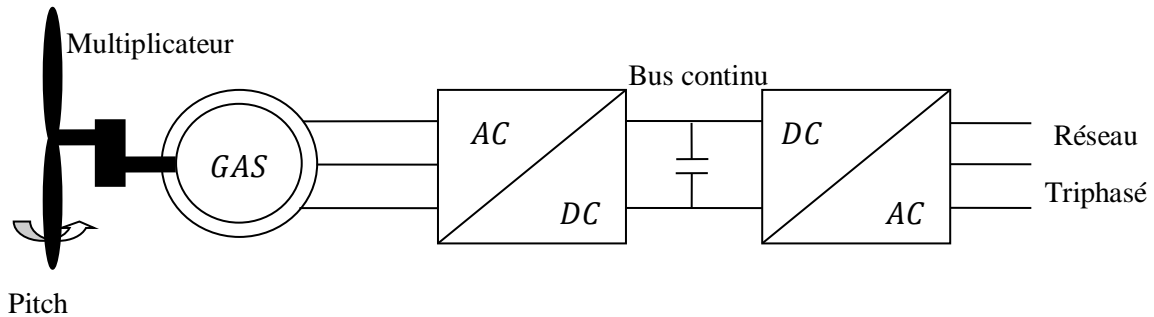


Figure 1.9 - Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone

### 1.5.2.3 Eolienne à vitesse variable utilisant une MADA

Dans cette configuration le stator de la MADA est connecté directement au réseau électrique et le convertisseur de puissance se trouve entre le rotor et le réseau électrique, Figure 1.10. La commande du convertisseur coté génératrice permet de contrôler le fonctionnement de la génératrice en imposant la tension des enroulements rotoriques. En revanche, la commande du convertisseur coté réseau permet de maintenir constante la tension du bus continu [4], [5], [44].

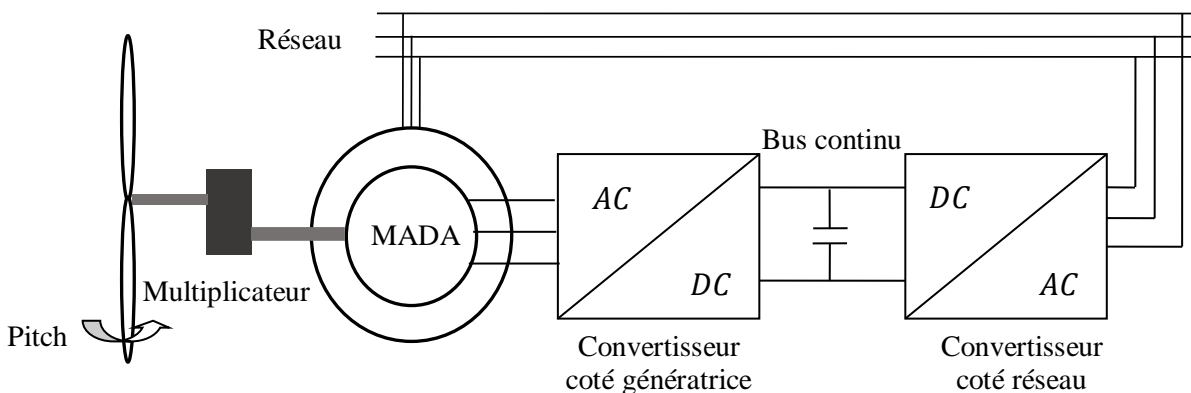


Figure 1.10 - Eolienne à vitesse variable utilisant une MADA

#### 1.5.2.4 Comparaison entre les deux types de fonctionnement

Une comparaison entre les deux type de génération d'électricité, à vitesse fixe et à vitesse variable, est présentée dans le tableau 1.2 [29].

Tableau 1.2 - Comparaison entre les types de fonctionnement

<b>Eolienne à vitesse fixe</b>	<b>Eolienne à vitesse variable</b>
<ul style="list-style-type: none"><li>- Faible prix.</li><li>- Système électrique simple.</li><li>- Faible rendement.</li><li>- Entretien régulier du multiplicateur de vitesse</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>- Fonctionnant à une vitesse variable.</li><li>- Une efficacité énergétique améliorée.</li><li>- Réduction des oscillations du couple.</li><li>- Production d'une énergie électrique de meilleure qualité.</li></ul>

#### 1.6 L'énergie renouvelable en Algérie :

L'Algérie a lancé un programme ambitieux pour développer les énergies renouvelables et l'efficacité énergétique, avec pour objectif d'installer environ 22 000 MW d'énergie renouvelable d'ici 2030 et d'économiser environ 63 millions de TEP grâce à l'introduction de technologies performantes. Ce programme réduira les émissions de CO<sub>2</sub> de 193 millions de tonnes [46].

##### 1.6.1 Potentiel des énergies renouvelables

L'Algérie souhaite se positionner comme un acteur majeur dans la production d'énergie renouvelable en utilisant des filières telles que le photovoltaïque, l'éolien, la biomasse, la cogénération et la géothermie. L'objectif est que 37 % de la capacité installée d'ici 2030 et 27 % de la production d'électricité destinée à la consommation nationale proviennent de sources renouvelables. Bien que le solaire soit la principale source d'énergie renouvelable, l'Algérie envisage également de nombreux projets éoliens, ainsi que des projets en biomasse, géothermie et cogénération [47, 48].

### 1.6.1.1 Potentiel solaire :

L'Algérie bénéficie d'un fort potentiel solaire en raison de sa situation géographique, avec plus de 2000 heures d'insolation annuelle dans la quasi-totalité du pays et des niveaux d'énergie solaire élevés dépassant les 5,6 kWh/m<sup>2</sup> dans le Grand Sud [47].

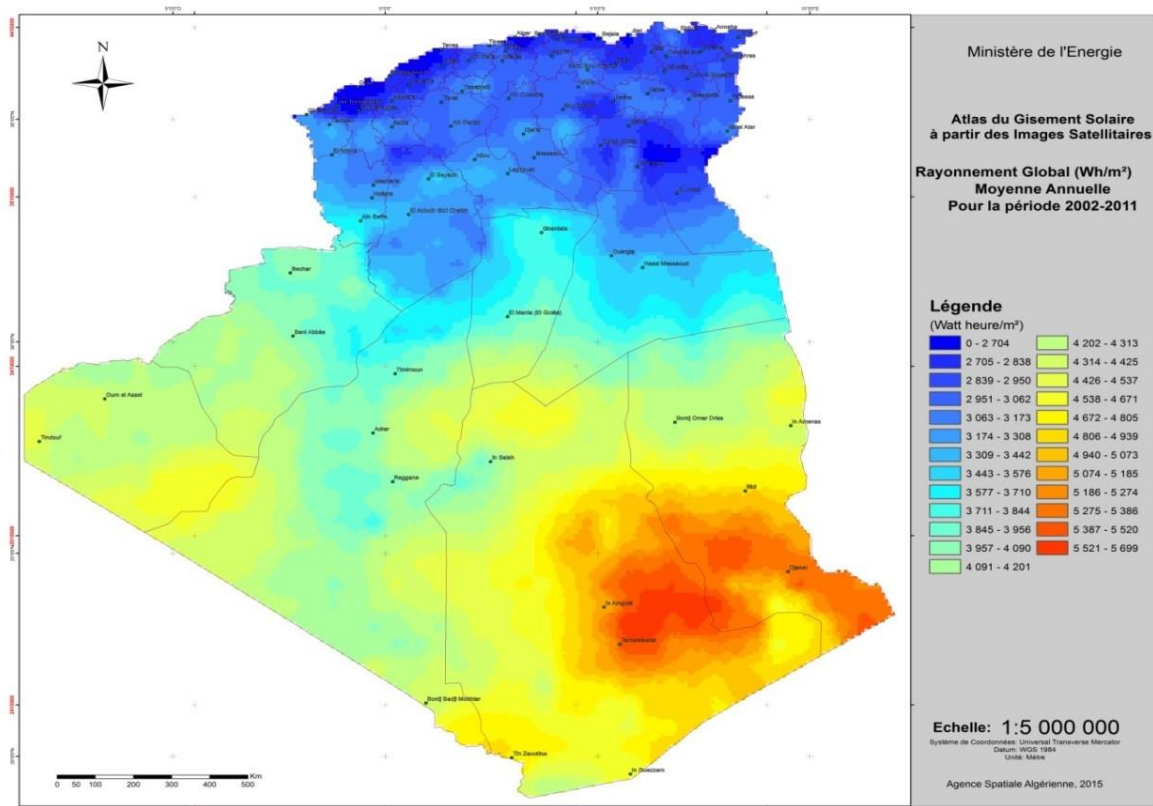


Figure 1.11 - Carte de l'Irradiation Globale Directe Annuelle Moyenne (Période 2002-2011)

### 1.6.1.2 Potentiel éolien

L'Algérie possède une ressource éolienne variable selon les régions en raison de sa topographie et de ses climats diversifiés. Le Nord est caractérisé par un littoral de 1200 km et des montagnes, tandis que le Sud est marqué par un climat saharien. Les vitesses de vent dans le Sud sont plus élevées que dans le Nord, en particulier dans le Sud-Est et à Tamanrasset. Malgré des vitesses moyennes peu élevées dans le Nord, il existe des microclimats sur les sites côtiers d'Oran, Bejaïa et Annaba, sur les hauts plateaux de Tébessa, Biskra, M'sila et El bayadh, ainsi que dans le Grand Sud.



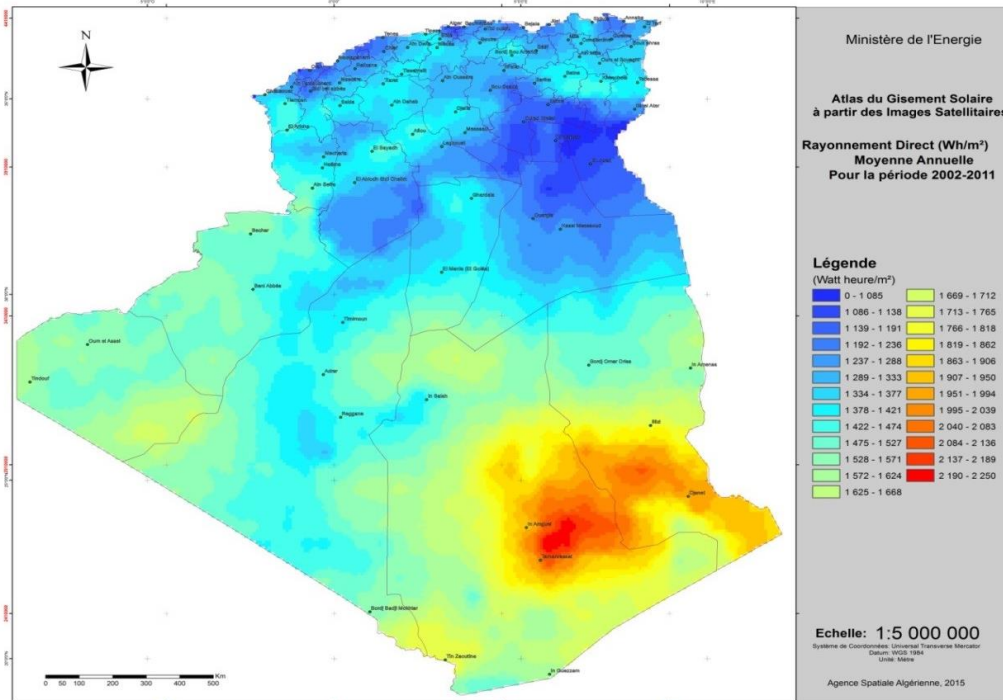


Figure 1.12 - Carte de l'Irradiation Directe Annuelle Moyenne (Période 2002-2011)

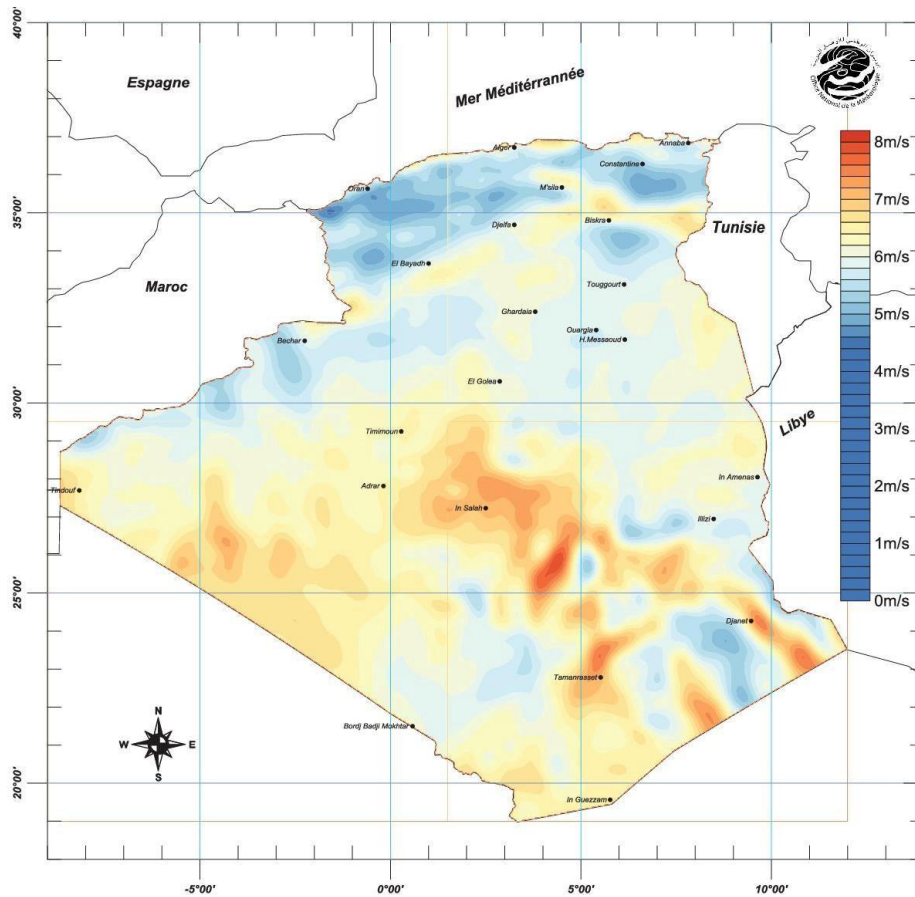


Figure 1.13 - Carte du Vent Annuel Moyen à 50m (Période 2001-2010)

### **1.6.1.3 Potentiel de l'énergie géothermique**

En analysant des données géologiques, géochimiques et géophysiques, plus de 200 sources chaudes ont été identifiées dans la partie Nord de l'Algérie. Environ un tiers de ces sources (33%) ont des températures supérieures à 45°C, avec des sources pouvant atteindre des températures très élevées, comme celle de Biskra qui peut atteindre 118°C. Des études sur le gradient thermique ont permis de déterminer trois zones où le gradient dépasse les 5°C/100m : la zone de Relizane et Mascara, la zone de Aïne Boucif et Sidi Aïssa, et la zone de Guelma et Djebel El Onk [49].

### **1.6.1.4 Potentiel hydraulique**

Bien que les quantités globales de précipitations sur le territoire algérien soient estimées à 65 milliards de m<sup>3</sup>, elles profitent peu au pays en raison de divers facteurs tels qu'un nombre de jours de précipitations réduit, une concentration géographique limitée, une forte évaporation et une évacuation rapide vers la mer. Les ressources de surface diminuent globalement du nord au sud, avec une estimation actuelle de ressources utiles et renouvelables d'environ 25 milliards de m<sup>3</sup>, dont environ 2/3 sont des ressources de surface. Plus précisément, il existe 103 sites de barrages en Algérie, dont plus de 50 sont actuellement en exploitation [47, 48, 50].

## **1.6.2 Programme de développement des énergies renouvelables**

Les projets EnR de production de l'électricité dédiés au marché national seront menés en deux étapes [46, 47, 48, 49, 50, 51]:

Première phase 2015 - 2020 : Cette phase verra la réalisation d'une puissance de 4010 MW, entre photovoltaïque et éolien, ainsi que 515 MW, entre biomasse, cogénération et géothermie.

Deuxième phase 2021 - 2030 : Le développement de l'interconnexion électrique entre le Nord et le Sahara (Adrar), permettra l'installation de grandes centrales d'énergies renouvelables dans les régions d'In Salah, Adrar, Timimoune et Bechar et leur intégration dans le système énergétique national. A cette échéance, le solaire thermique pourrait être économiquement viable.

La stratégie de l'Algérie vise à développer une véritable industrie des énergies renouvelables associée à un programme de formation et de capitalisation des connaissances pour favoriser l'emploi local.

La consistance du programme en énergie renouvelables à réaliser pour le marché national sur la période 2015-2030 est de 22 000 MW, répartie par filière comme suit [52] :

Tableau 1.3 - Consistance du programme de développement des énergies renouvelables

Unité : MW	1 <sup>ère</sup> phase 2015-2020	2 <sup>ème</sup> phase 2021-2030	TOTAL
<b>Photovoltaïque</b>	3 000	10 575	13 575
<b>Eolien</b>	1 010	4 000	5 010
<b>CSP</b>	-	2000	2 000
<b>Cogénération</b>	150	250	400
<b>Biomasse</b>	360	640	1 000
<b>Géothermie</b>	05	10	15
<b>TOTAL</b>	<b>4 525</b>	<b>17 475</b>	<b>22 000</b>

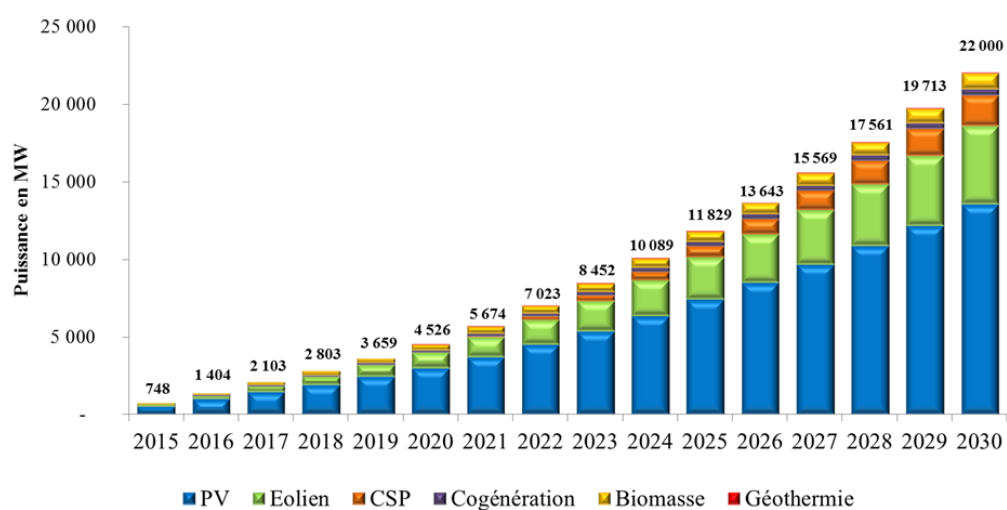


Figure 1.14 - Consistance du programme de développement des énergies renouvelables

## 1.7 Méthodes d'amélioration des éoliennes utilisant des MADA

L'éolienne équipée par une MADA est actuellement la solution la plus répandue à travers le monde, notamment dans les parcs éoliens onshores. Ce statut de candidat favori et dominant de la MADA, justifie le nombre impressionnant des travaux de recherche et articles publiés ces dernières décennies sur les éoliennes à base de MADA. L'objectif de ces travaux est l'amélioration des performances des éoliennes en assurant :

- Une extraction de la puissance maximale disponible pour une large plage de variation de la vitesse du vent.
- Un contrôle précis des puissances actives et réactives injectées au réseau électrique par l'éolienne.
- La réduction des oscillations du couple et des harmoniques des courants et des puissances électriques générées.
- Contrôler le fonctionnement de l'éolienne en cas des perturbations au niveau du réseau électrique pour participer aux efforts de stabilité du réseau, [44].

Les méthodes de commandes traditionnelles, sont souvent basées sur la commande par orientation du flux statorique à l'aide des régulateurs de type proportionnel-intégral [53], [54]. Les performances de cette commande sont généralement moyennes et son principal inconvénient reste sa faible robustesse par rapport aux perturbations et aux variations paramétriques de la génératrices.

De nombreuses stratégies de commande, telles que les réseaux de neuronaux (NN) [55], la commande par mode glissant (SMC) [43], [56], la technique de la logique floue (FLT) [57], le DTC et le DPC [44], [58], [59], ont été proposées pour résoudre les inconvénients des stratégies traditionnelles. La commande DPC et la technique DTC peuvent réduire efficacement la distorsion harmonique totale (THD) du courant de stator par rapport à la stratégie FOC traditionnelle. Parallèlement, l'utilisation d'un comparateur à hystérésis traditionnel dans les stratégies DTC et DPC produit des ondulations dans le couple et le flux rotorique de l'éolienne basé sur la MADA, [11].

Cependant, le régulateur SMC traditionnel, considéré comme l'un des régulateurs non-linéaires simple à réaliser, peut produire des oscillations appelées phénomène de "chattering" [60], qui peuvent perturber le fonctionnement et la stabilité du système, en raison de la

composante discontinue de la loi de commande. Le phénomène de chattering provoque des vibrations mécaniques, des oscillations de courants et de puissances [61], [62]. Différentes solutions sont proposées ces dernières années pour améliorer les régulateurs SMC traditionnels dans le cas des systèmes éoliens basés sur la MADA en réduisant le chattering tout en maintenant ou en améliorant la robustesse du régulateur. Ces techniques d'amélioration utilisent différentes idées, telles que l'utilisation de techniques d'intelligence artificielle [19], [20], [21], la combinaison du SMC traditionnel et d'un observateur de perturbation [24], [63], les commandes synergétiques [64] et les commandes synergétiques terminales [65], ont été proposées pour compenser les limites des techniques SMC traditionnelles et réduire les problèmes de battement. Cependant, la commande en mode glissant d'ordre supérieur (HOSMC) est une alternative idéale pour réduire le chattering et garantir une bonne robustesse.

Parmi les solutions intéressantes qui ont été proposées pour améliorer la performance et l'efficacité des méthodes classiques, nous trouvons le régulateur fractionnaire [66]. Il est connu que les régulateurs de type proportionnel-intégral-dérivé d'ordre fractionnaire (FOPID) sont plus flexibles et plus performants que les régulateurs PID traditionnels. En effet, ses paramètres réels supplémentaires  $\delta$  et  $\mu$ , peuvent offrir un degré de liberté supplémentaire, ainsi des améliorations des temps de réponses et de la robustesse seront possibles [22], [67], [68].

## **1.8 L'objectif de notre thèse**

Les principaux objectifs de cette thèse de doctorat tentent d'apporter une solution à certains problèmes cités précédemment. Globalement, les objectifs fixés sont les suivants :

- Modéliser et simuler une chaîne de conversion éolienne connectée au réseau électrique et équipée d'une MADA et d'un convertisseur « back-to-back ».
- Développement d'une méthode de commande par l'algorithme super-twisting pour améliorer la commande par orientation des flux statorique classique et réduire les oscillations des puissances et des courants.
- Développement d'une approche plus performante que l'algorithme super-twisting qui combine la commande par la méthode super-twisting, le régulateur PI fractionnaire et l'algorithme PSO pour améliorer davantage la commande par orientation des flux statorique classique.

- Comparer les performances du système en se basant sur les méthodes proposées par rapport à la méthode classique basée sur le régulateur PI, en termes de poursuite et de robustesse vis à vis des variations paramétriques de la machine.

L'environnement logiciel MATLAB/Simulink/SimPowerSystem sera utilisé pour simuler chaque modèle et technique de commande développés dans cette thèse.

## **1.9 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les différents types d'aérogénérateurs et leur fonctionnement dans le cadre de la conversion de l'énergie éolienne.

Les différents types de générateurs électriques et les configurations des éoliennes les plus populaires sont ensuite présentées et comparées.

Enfin, les objectifs du programme national de développement des énergies renouvelables ainsi que les objectifs de cette thèse sont discutés à la fin du chapitre.

# 2 . Modélisation et commande classique de la chaîne de conversion éolienne

## 2.1 Introduction

Ce chapitre traite principalement la modélisation et la commande d'une chaîne de conversion éolienne basée sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) connectée au réseau électrique. La première partie du chapitre sera destinée à la modélisation de la partie mécanique (turbine, multiplicateur, arbre mécanique) et sa commande MPPT.

La deuxième partie sera destinée à la modélisation de la MADA dans le repère de Park et à l'application du principe d'orientation du flux statorique (en anglais : Field Oriented Control (FOC)) afin d'obtenir un modèle simplifié pour développer deux types de commande vectorielle directe et indirecte. Ces méthodes utilisent des régulateurs PI classiques et la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-triangle (MLI-sinus) pour contrôler le convertisseur coté rotor (CCR).

La troisième partie de ce chapitre présentera la modélisation et la commande du bus continu et le convertisseur coté réseau (CCG), contrôlé lui aussi par la technique (MLI-sinus).

Finalement, une validation par simulation avec le logiciel Matlab/Simulink et une étude de robustesse des deux techniques seront présentées et discutées à la fin du chapitre.

## 2.2 Modélisation et commande de la chaîne de conversion éolienne

### 2.2.1 Modélisation et commande de l'éolienne

Le système de conversion d'énergie électrique à partir du vent est parmi les systèmes qui ont connu un grand développement et une large diffusion ces dernières années en raison de la non-émission de gaz toxiques, de sa préservation de l'environnement et de la réduction de l'utilisation des sources d'énergie traditionnelles. Le système éolien à base d'une MADA peut être représenté par la Figure 2.1.

Afin de générer l'énergie électrique à partir du vent, des turbines et des générateurs électriques sont utilisés. De plus, un convertisseur de puissance est souvent relié à la génératrice pour permettre le contrôle de la chaîne de conversion.

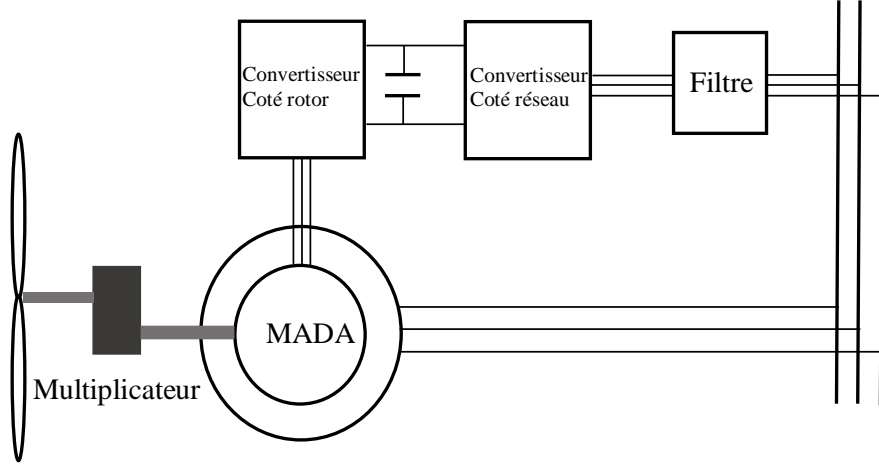


Figure 2.1 - Schéma fonctionnel d'une éolienne à base d'une MADA connectée au réseau

Dans ce chapitre, un modèle aérodynamique qui est basé sur le coefficient de puissance aérodynamique  $C_p$  est présenté. Le coefficient de puissance, pour les turbines puissantes, dépend de l'angle de calage  $\beta$  et du rapport de vitesse de pointe  $\lambda$ . Le couple aérodynamique  $T_{aer}$  est calculé en fonction du rayon du rotor  $R$ , de la vitesse du vent  $V$ , de la densité de l'air  $\rho$  et du coefficient de puissance à l'aide de l'équation suivante, [44], [62]:

$$T_{aer} = \frac{1}{2\Omega_t} \rho \pi R^2 C_p(\lambda, \beta) V^3 \quad (2.1)$$

La valeur théorique maximal de  $C_p$  est donnée par la limite de Betz  $C_{p,max} = 59.3\%$ . Dans ce travail,  $C_p$  est donné par [44], [63]:

$$C_p(\lambda, \beta) = \frac{46}{100} \left( \frac{151}{\lambda_i} - \frac{58}{100} \beta - \frac{2}{1000} \beta^{2.14} - 13.2 \right) e^{\frac{-18.4}{\lambda_i}} \quad (2.2)$$

et :

$$\lambda_i = \frac{1}{\lambda + 0.02\beta} - \frac{0.003}{\beta^3 + 1} \quad (2.3)$$

Le rapport de vitesse de pointe  $\lambda$  est donné par [64]:

$$\lambda = \frac{R\Omega_t}{V} \quad (2.4)$$

Si nous négligeons la friction, l'élasticité et les pertes d'énergie dans la boîte de vitesses,



la transmission mécanique peut être modélisée comme suit :

$$\begin{cases} T_m = \frac{T_{aer}}{G} \\ \Omega_m = G \Omega_t \end{cases} \quad (2.5)$$

où  $G$  est le rapport du multiplicateur, et  $T_m$  et  $\Omega_m$  sont, respectivement, le couple et la vitesse de l'arbre rapide du multiplicateur (côté générateur).

L'équation du mouvement mécanique est exprimée comme suit [44], [63], [65]:

$$J_{tot} \frac{d\Omega_m}{dt} = T_m - T_{em} - f \Omega_m \quad (2.6)$$

où  $J_{tot}$  est le moment d'inertie des pièces en rotation,  $f$  est le coefficient de frottement total, et  $T_{em}$  est le couple électromagnétique produit par la MADA.

L'un des principaux objectifs de la conception d'une éolienne est de générer le maximum de puissance possible pour l'injecter au réseau électrique. Par conséquent, la vitesse de rotation de la MADA  $\Omega_m$  doit être contrôlée par la modification du couple de référence que la MADA doit développer  $T_{em}^*$ . Cependant, la vitesse de référence doit correspondre au maximum de puissance sur la courbe Puissance-Vitesse qui dépend elle aussi de la vitesse du vent, [44], [66].

Un régulateur de type proportionnel-intégral permet ainsi de contrôler la vitesse de rotation. Le schéma de principe du contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique de rotation est donné par la Figure 2.2 [66]:

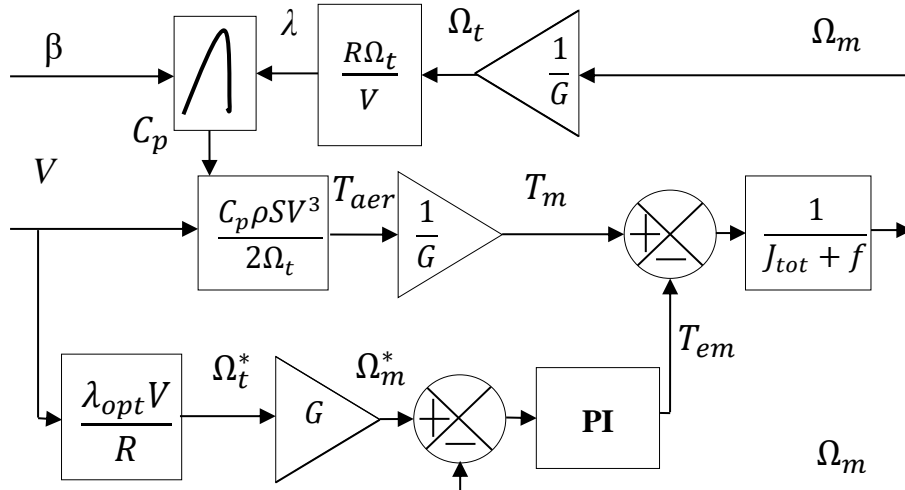


Figure 2.2 - Schéma fonctionnel du contrôle MPPT avec le régulateur PI

## 2.2.2 Modélisation de la MADA

A l'exception du fait que les tensions du rotor ne sont pas nulles, le modèle de la machine asynchrone à rotor bobiné sera créé de la même manière que celui de la machine asynchrone à cage. En commençant par les équations générales de la machine asynchrone à rotor bobiné, elles s'expriment dans un référentiel triphasé comme suit [67]:

$$\begin{cases} [V_s]_3 = R_s [I_s]_3 + \frac{d[\phi_s]_3}{dt} \\ [V_r]_3 = R_r [I_r]_3 + \frac{d[\phi_r]_3}{dt} \end{cases} \quad (2.7)$$

Où :  $[X_j]_3 = (X_a, X_b, X_c)$  peut-être une tension, un courant ou un flux ;  $j = s$  ou  $r$ .

Avec respectivement :

$[V_s]$  et  $[V_r]$  les tensions statoriques et rotoriques de la machine.

$[I_s]$  et  $[I_r]$  les courants statoriques et rotoriques de la machine.

$[\phi_s]$  et  $[\phi_r]$  les flux statoriques et rotoriques de la machine.

$[R_s]$  et  $[R_r]$  les résistances statoriques et rotoriques de la machine.

$$\begin{cases} [\phi_s]_3 = [L_s]_{3 \times 3} [I_s]_3 + [M_{sr}]_{3 \times 3} [I_r]_3 \\ [\phi_r]_3 = [M_{rs}]_{3 \times 3} [I_s]_3 + [L_r]_{3 \times 3} [I_r]_3 \end{cases} \quad (2.8)$$

$[M_{sr}]_{3 \times 3}$  et  $[M_{rs}]_{3 \times 3}$  sont des matrices qui dépendent de la position du rotor. Ce qui introduit une non-linéarité dans le modèle de MADA.

Pour simplifier le modèle précédent, équations (2.7) et (2.8), La transformation de *Park* ou de *Concordia* sont souvent utilisées dans la littérature pour représenter le modèle dans un repère rotatif biphasé (d,q). Le modèle biphasé de la MADA est donné par les équations suivantes, après l'application de cette transformation aux flux et aux tensions [68], [69], [70]:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \dot{\theta}_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \dot{\theta}_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \dot{\theta}_r \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \dot{\theta}_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.9)$$

Avec respectivement :

$V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ ,  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  les tensions statoriques et rotoriques directes et en quadratures du système diphasé d-q.

$I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ,  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  les courants statoriques et rotoriques directs et en quadratures du système diphasé.

$\theta_s$  l'angle électrique du champ tournant statorique.

$\theta_r$  l'angle électrique du champ tournant par rapport au rotor.

$\varphi_{ds}$ ,  $\varphi_{qs}$ ,  $\varphi_{dr}$  et  $\varphi_{qr}$  les flux statoriques et rotoriques directs et en quadrature du système diphasé.

Les flux peuvent s'exprimer en fonction des courants et des inductances de la machine par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = MI_{dr} + L_s I_{ds} \\ \varphi_{qs} = MI_{qr} + L_s I_{qs} \\ \varphi_{dr} = MI_{ds} + L_r I_{dr} \\ \varphi_{qr} = MI_{qs} + L_r I_{qr} \end{cases} \quad (2.10)$$

Et:

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_r = l_r - M_r \\ M = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \quad (2.11)$$

Avec respectivement :

$L_s$  et  $L_r$  les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine.

$l_s$  et  $l_r$  les inductances propres statoriques et rotoriques de la machine.

$M_s$  et  $M_r$  les inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques de la machine.

$M$  l'inductance magnétisante.

$M_{sr}$  la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

Les puissances active et réactive peuvent être définies comme suit [67], [68], [71]:

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad (2.12)$$

### 2.2.3 Commande vectorielle de la MADA

Afin d'obtenir un modèle dans le repère de *Prak* plus simple pour une commande indépendante de la puissance active et réactive, nous utilisons le concept d'orientation du flux statorique.

Dans le repère biphasée de la machine, la commande par orientation du flux statorique (en anglais : Field Oriented Control (FOC)), consiste à orienter le référentiel (d,q) de façon à ce que l'axe *d* soit aligné suivant le flux statorique  $\varphi_s$  [67].

Ainsi :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_s \\ \varphi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

L'équation des flux devient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ 0 = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (2.14)$$

Si l'on suppose que le réseau électrique est stable, ayant pour tension simple  $V_s$ , cela conduit à un flux statorique  $\varphi_s$  constant.

En outre, si l'on néglige la résistance des enroulements statoriques, une hypothèse raisonnable pour les machines de grande puissance utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions statoriques de la machine peuvent être réduites à ce qui suit, [44], [67] :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_s}{dt} \\ V_{qs} = \omega_s \varphi_s \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec  $\omega_s$  la pulsation électrique des grandeurs statoriques.

Avec l'hypothèse du flux statorique constant dans le repère de *Park*, on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s \end{cases} \quad (2.16)$$

A l'aide de l'équation (2.14), on peut établir le lien entre les courants statoriques et les courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{ds} = -\frac{M}{L_s} I_{dr} + \varphi_s L_s \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad (2.17)$$

Les puissances active et réactive s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs} \\ Q_s = V_{qs}I_{ds} - V_{ds}I_{qs} \end{cases} \quad (2.18)$$

Ou bien encore, d'après l'équation (2.16) par :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{qs} \\ Q_s = V_s I_{ds} \end{cases} \quad (2.19)$$

Pour obtenir les expressions des puissances en fonction des courants rotoriques, on remplace dans l'équation précédente les courants par l'équation (2.17) :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{M}{L_s} V_s I_{qr} \\ Q_s = -\frac{M}{L_s} V_s I_{dr} + \frac{V_s \varphi_s}{L_s} \end{cases} \quad (2.20)$$

A partir des équations (2.15) et (2.16), nous obtenons l'expression du flux statorique suivante :

$$\varphi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (2.21)$$

L'expression des puissances peut donc se simplifier de la manière suivante :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{M}{L_s} V_s I_{qr} \\ Q_s = -\frac{M}{L_s} V_s I_{dr} + \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (2.22)$$

Si l'on considère l'inductance magnétisante  $M$  constante, on remarque que l'équation (2.22) fait apparaître que la puissance active  $P_s$  statorique est directement proportionnelle au courant rotorique en quadrature  $I_{qr}$ . De plus, la puissance réactive  $Q_s$  est proportionnelle au courant rotorique direct  $I_{dr}$ , à une constante près  $\frac{V_s^2}{L_s \omega_s}$ .

Il faut ensuite établir la relation entre les courants et les tensions du rotor qui seront appliqués à la machine afin de la contrôler de manière correcte.

En utilisant dans l'équation des flux (2.10) les expressions des courants (2.17), on obtient:

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) I_{dr} + \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \\ \varphi_{qr} = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) I_{qr} \end{cases} \quad (2.23)$$

En remplaçant les équations des flux rotoriques (2.23) dans les équations des tensions du rotor (2.9) on obtient :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) g \omega_s I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) g \omega_s I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (2.24)$$

où  $g$  correspond au glissement de la machine asynchrone et  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$ .

En examinant les équations (2.22) et (2.24), on peut établir le schéma bloc de la Figure 2.3 qui comporte en entrées les tensions rotoriques et en sorties les puissances actives et réactives statoriques. Par conséquent, il existe deux options pour commander la puissance de la machine : la « méthode directe » et la « méthode indirecte ».

Pour atteindre l'objectif de commande, on utilise le régulateur PI classique que l'on peut modéliser par l'expression suivante :

$$u(t) = K_p e(t) + \int K_i e(t) dt \quad (2.25)$$

Avec :  $e(t) = X^* - X$ , est l'erreur entre la grandeur contrôlée et sa référence.

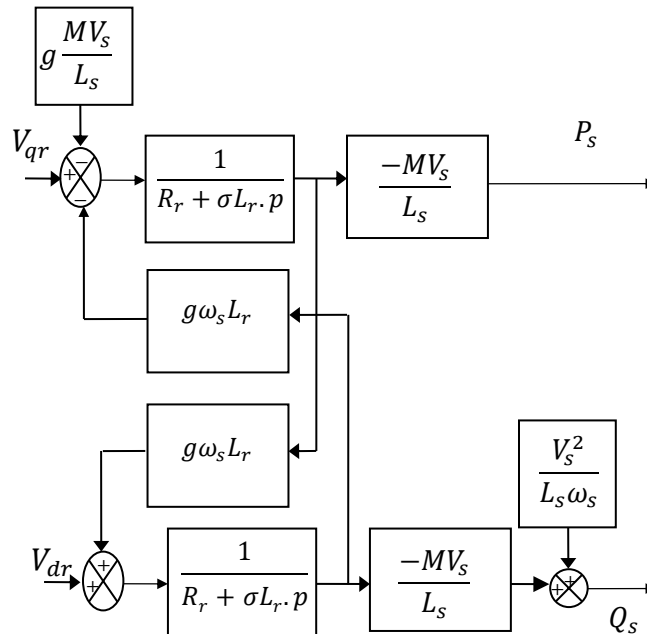


Figure 2.3 - Schéma bloc de la MADA

Une illustration par schéma bloc du régulateur PI est donné par la Figure 2.4.

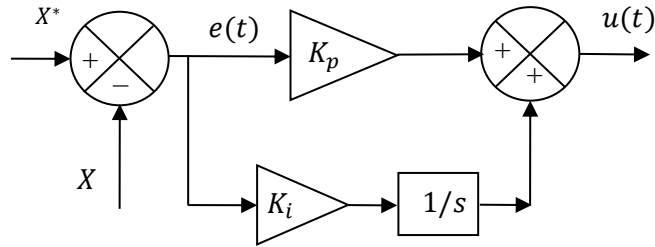


Figure 2.4 - Schéma bloc du régulateur PI

### 2.2.3.1 Commande directe

La commande directe consiste à ignorer les termes de couplage et à mettre en place un régulateur sur chaque axe pour réguler indépendamment les puissances active et réactive.

En effet, la puissance active sera contrôlée par la composante en quadrature de la tension du rotor  $V_{qr}$  et la puissance réactive par la composante directe  $V_{dr}$  [67], [72].

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe de la MADA est donné par la Figure 2.5. où on a utilisé un seul régulateur linéaire de type PI dans chaque axe [67].

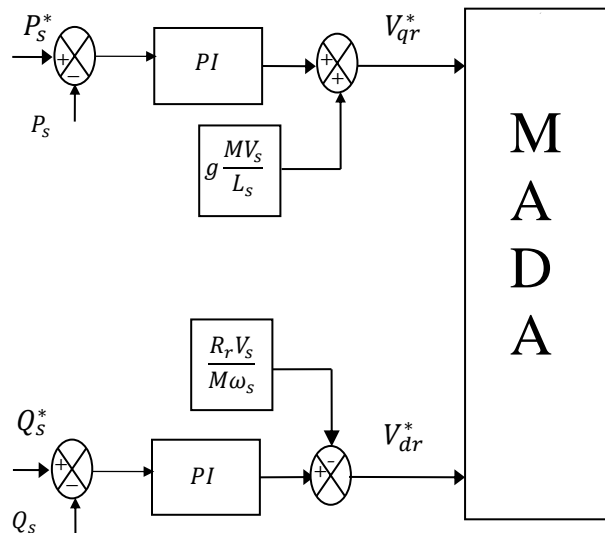


Figure 2.5 - Schéma bloc de la commande directe

### 2.2.3.2 Commande indirecte

La commande indirecte consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en créant un système à deux boucles pour réguler les courants et les puissances. Dans cette

stratégie, le régulateur de la puissance active (ou réactive) génère la référence du courant  $I_{qr}$  (ou  $I_{dr}$ ). Enfin, les régulateurs des courants génèrent les références des tensions du rotor  $V_{qr}$  (ou  $V_{dr}$ ). Normalement cette technique donne de meilleures performances par rapport à la commande directe mais elle est plus complexe [67].

Nous arrivons finalement au schéma fonctionnel de la Figure 2.6, où les deux boucles de commande pour chaque axe, l'une qui commande le courant et l'autre la puissance, sont en cascades, [44], [67].

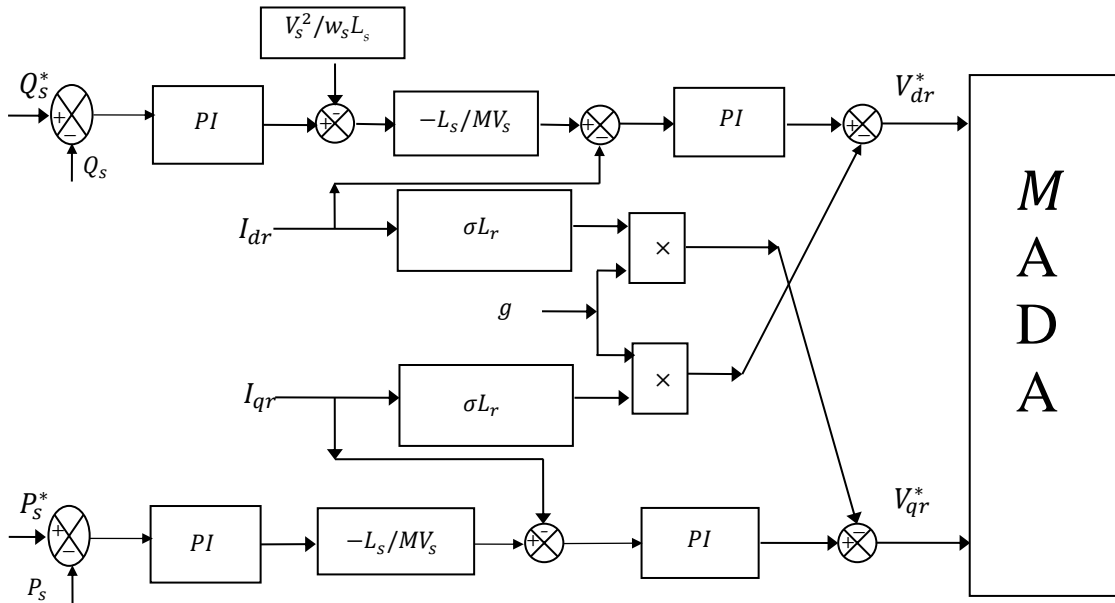


Figure 2.6 - Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance

### 2.3 Association de la MADA avec le convertisseur de puissance

Classiquement, le convertisseur d'électronique de puissance utilisé pour relier les tensions du rotor au réseau est un ensemble de deux onduleurs triphasés placés dos à dos, en anglais Back-to-Back. Un condensateur est inséré entre les deux convertisseurs pour filtrer la tension du bus continu (Figure 2.7). Cependant, le stator de la MADA est directement relié au réseau électrique [11], [44], [67], [72].

#### 2.3.1 Modélisation des convertisseurs de puissance

Comme le montre la Figure 2.7, la partie de convertisseur de puissance reliant le rotor de la MADA avec le réseau est principalement constituée par [44], [67]:



- Le convertisseur côté rotor qui permet de contrôler les puissances active et réactive échangées entre le stator de la MADA et le réseau.
- Un bus continu.
- Le convertisseur côté réseau qui contrôle la tension du bus continu et la puissance réactive échangée entre le rotor et le réseau.

Les convertisseurs sont bien évidemment commandés par une technique MLI.

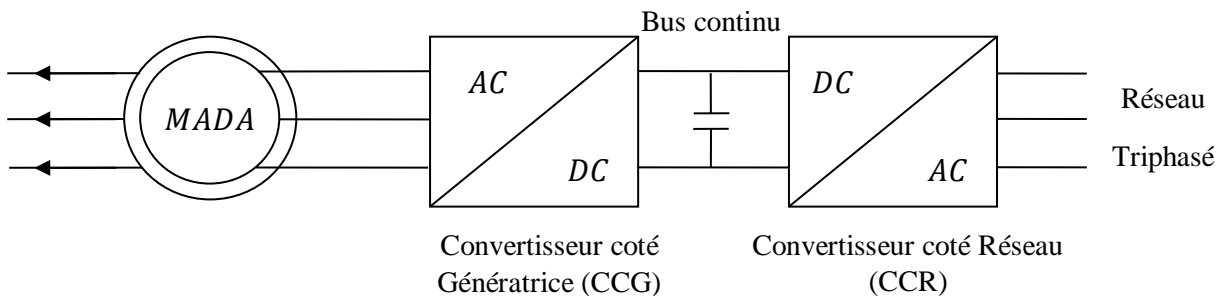


Figure 2.7 - Composants du système d'alimentation de la MADA

### 2.3.1.1 Convertisseur côté réseau (CCR) :

Le convertisseur CCR peut fonctionner en deux modes [44], [67]. :

- Fonctionnement redresseur qui assure la conversion de la tension d'une source alternative, en l'occurrence le réseau, en source continue pour envoyer l'énergie du réseau vers le rotor de la MADA.
- Fonctionnement onduleur qui assure la conversion de la tension du bus continu en une tension alternative pour envoyer l'énergie électrique vers le réseau.

Un filtre passif  $R-L$ , entre le réseau et le convertisseur coté réseau, est souvent utilisé pour assurer le bon fonctionnement du convertisseur et filtrer le courant injecté au réseau. La Figure 2.8 représente l'ensemble de la connexion au réseau électrique, qui se compose du filtre passe bas, du bus continu et du CCR en fonctionnement redresseur (l'énergie va du réseau au bus continu).

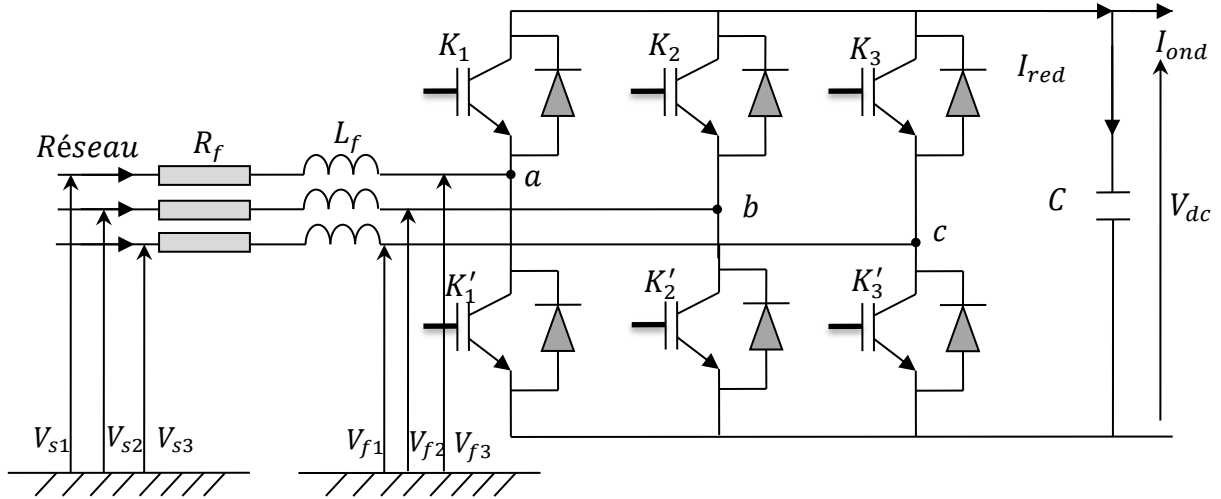


Figure 2.8 - Connexion du CCR au réseau électrique

Avec :  $I_{ond}$ ,  $I_{red}$  : sont, respectivement, le courant à l'entrée du CCG et le courant à la sortie du CCR.

$I_{cond}$  : Le courant traversant le condensateur.

$V_{dc}$  : La tension du bus continu (tension aux bornes du condensateur).

$R_f$  et  $L_f$  : sont respectivement la résistance et l'inductance du filtre passif R-L.

$V_{fk}$  : Les tensions simples modulées par le CCR ( $k \in \{1, 2, 3\}$ ).

$V_{sk}$  : Les tensions simples du réseau électrique.

$I_{f1}$ ,  $I_{f2}$ ,  $I_{f3}$  : les courants circulants à travers le filtre R-L.

### a. Modèle du bus continu :

La tension aux bornes du condensateur du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant circulant dans le condensateur [67], [73]:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{I_{cond}}{C} \quad (2.26)$$

Le courant dans le condensateur est calculé par l'équation suivante :

$$I_{cond} = I_{red} - I_{ond} \quad (2.27)$$

### b. Modèle de la liaison au réseau dans le repère de Park

D'après la Figure 2.8, nous pouvons écrire dans le repère triphasé, selon les lois de Kirchhoff, les expressions suivantes [44], [67], [73], [74]:

$$\begin{cases} V_{f1} = V_{s1} - R_f I_{f1} - L_{f1} \frac{dI_{f1}}{dt} \\ V_{f2} = V_{s2} - R_f I_{f2} - L_{f2} \frac{dI_{f2}}{dt} \\ V_{f3} = V_{s3} - R_f I_{f3} - L_{f3} \frac{dI_{f3}}{dt} \end{cases} \quad (2.28)$$

En appliquant la transformation de *Park* au système d'équations précédent, nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{df} = V_{ds} - R_f I_{df} - L_f \frac{dI_{df}}{dt} I_{df} + \dot{\theta}_s L_f I_{qf} \\ V_{qf} = V_{qs} - R_f I_{qf} - L_f \frac{dI_{qf}}{dt} I_{qf} + \dot{\theta}_s L_f I_{df} \end{cases} \quad (2.29)$$

La Figure 2.9 représente le schéma bloc du bus continu :

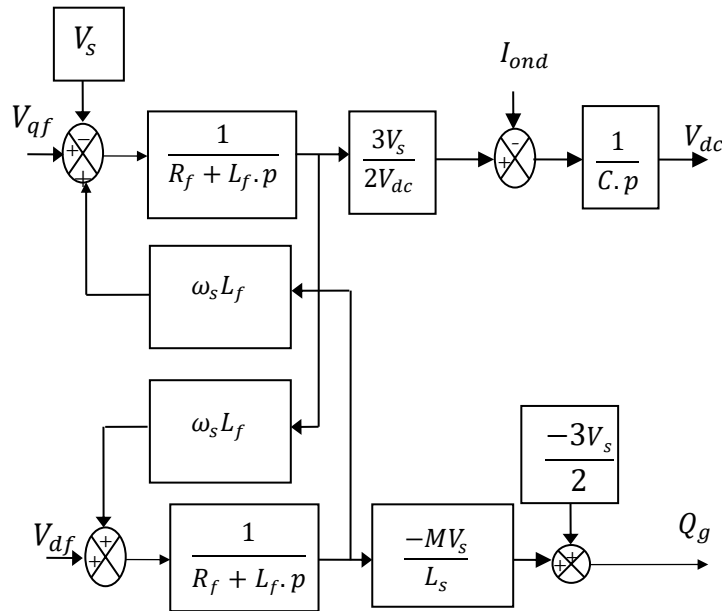


Figure 2.9 - Schéma bloc du bus continu

La Figure 2.10, présente le schéma bloc de la commande du bus continu par l'utilisation des correcteurs PI. Les termes de couplages, représentés sur la Figure 2.9 par les blocs  $\omega_s L_f$ , sont compensés par l'injection des mêmes termes avec signe opposés, Figure 2.10.

L'axe direct est utilisé pour contrôler la tension continue  $V_{dc}$  et l'axe en quadrature pour contrôler la puissance réactive échangée entre le rotor et le réseau.

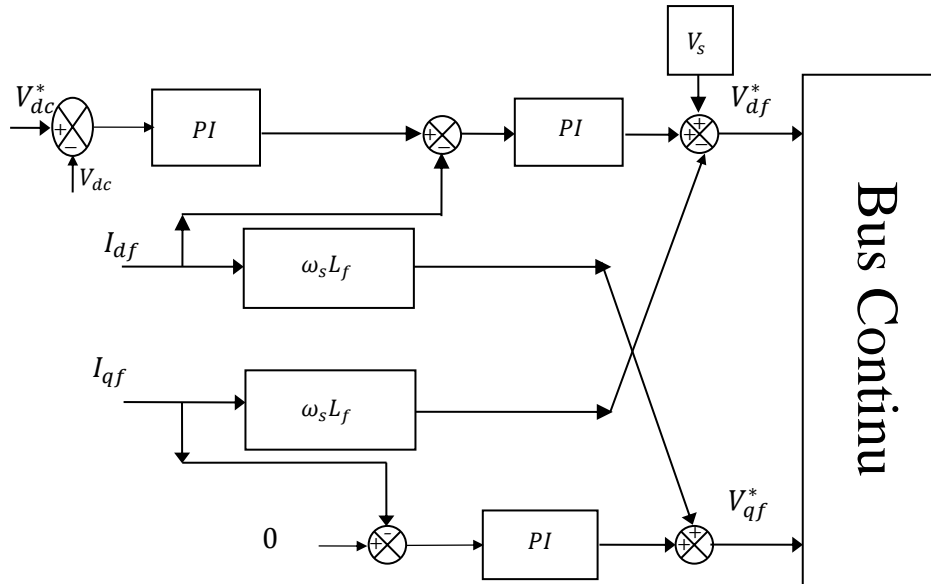


Figure 2.10 - Schéma bloc de la commande du bus continu

### 2.3.1.2 Convertisseur côté génératrice (CCG)

Dans cette section, nous nous concentrons sur la modélisation du convertisseur côté génératrice (CCG). Ce convertisseur, semblable au CCR, peut fonctionner en deux modes [11], [44], [67], [72]:

- Mode redresseur pour envoyer l'énergie du rotor au réseau en cas du fonctionnement en hyper-synchrone (vitesse du rotor supérieure à la vitesse de synchronisme imposée par la fréquence du réseau).
- Mode onduleur qui alimente le rotor en fonctionnement hypo-synchrone (vitesse du rotor inférieure à la vitesse de synchronisme). Dans ce cas l'énergie est envoyée du réseau vers le rotor de la MADA.

Ce convertisseur est composé de trois bras séparés, chacun contient deux commutateurs qui fonctionnent d'une manière complémentaire, mais ces deux commutateurs ne doivent en aucun cas être fermés en même temps pour ne pas court-circuiter la source.

La structure de ce convertisseur (onduleur) qui alimente le rotor de la MADA est représentée sur la Figure 2.11. Les commutateurs sont réalisés par une combinaison d'un IGBT avec diode inversée [44], [67].

Si on néglige les phénomènes de commutation et les pertes par conduction et par commutation (interrupteurs parfaits), deux états sont généralement utilisés pour représenter le fonctionnement de chaque commutateur, [11], [44] :

$$F_1 = \begin{cases} 1 \text{ quand } K_1 \text{ est fermé et } K'_1 \text{ est ouvert} \\ -1 \text{ quand } K'_1 \text{ est fermé et } K_1 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (2.30)$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 \text{ quand } K_2 \text{ est fermé et } K'_2 \text{ est ouvert} \\ -1 \text{ quand } K'_2 \text{ est fermé et } K_2 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (2.31)$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 \text{ quand } K_3 \text{ est fermé et } K'_3 \text{ est ouvert} \\ -1 \text{ quand } K'_3 \text{ est fermé et } K_3 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (2.32)$$

$F_1$ ,  $F_2$  et  $F_3$  représentent les états des interrupteurs du convertisseur.

Les tensions des nœuds  $a, b, c$  par rapport au point milieu fictif de l'onduleur (un point qui divise la tension continue en deux) s'expriment comme suit [11]:

$$\begin{cases} V_{a0} = \frac{E}{2} F_1 \\ V_{b0} = \frac{E}{2} F_2 \\ V_{c0} = \frac{E}{2} F_3 \end{cases} \quad (2.33)$$

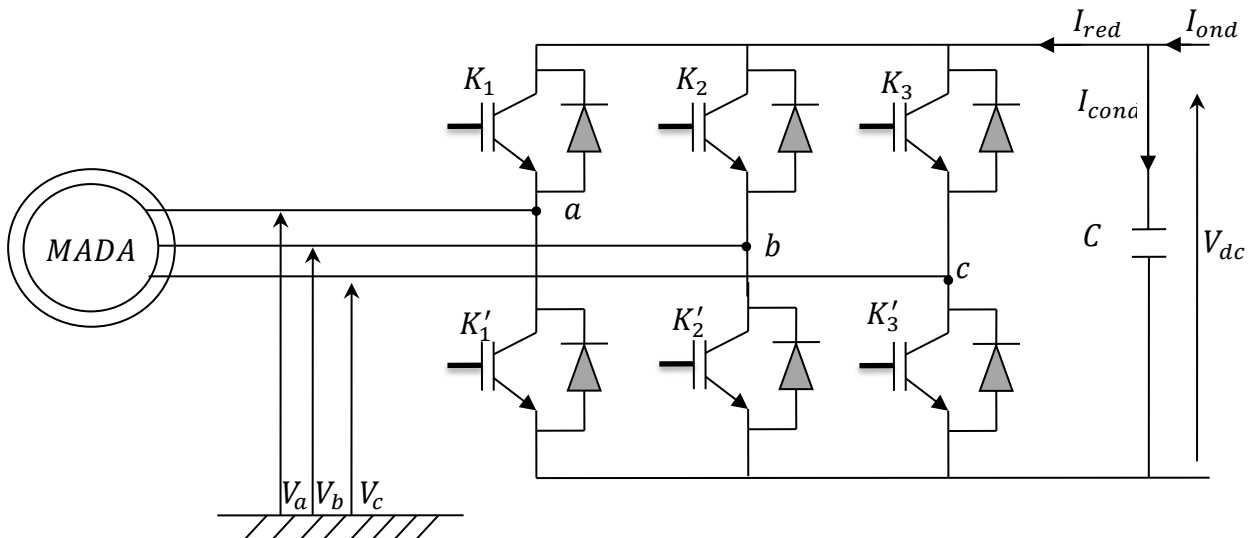


Figure 2.11 - Connexion du CCG au rotor de la MADA

Pour obtenir les valeurs instantanées de ces tensions on part des tensions des nœuds :  $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$ ,  $V_{c0}$  on aura donc :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}) \\ V_b = \frac{1}{3}(2V_{b0} - V_{a0} - V_{c0}) \\ V_c = \frac{1}{3}(2V_{c0} - V_{b0} - V_{a0}) \end{cases} \quad (2.34)$$

Avec :

$$V_{a0} = V_a - V_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } K_1 \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } K_1' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (2.35)$$

$$V_{b0} = V_b - V_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } K_2 \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } K_2' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (2.36)$$

$$V_{c0} = V_c - V_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } K_3 \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } K_3' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (2.37)$$

Avec :  $V_{dc} = E$

Les tensions  $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$ ,  $V_{c0}$  ont nécessairement une somme nulle. Dans ce cas, les expressions des tensions  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  peuvent s'exprimer au moyen des fonctions de connexions comme :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Le système (2.38) représente le modèle mathématique simplifié de l'onduleur qui permet le calcul des tensions  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  en fonction des signaux de commande de l'onduleur  $F_1$ ,  $F_2$  et  $F_3$ .

Les tensions composées de l'onduleur triphasé sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} = \frac{E}{2}[F_1 - F_2] \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} = \frac{E}{2}[F_2 - F_3] \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} = \frac{E}{2}[F_3 - F_1] \end{cases} \quad (2.39)$$

### 2.3.2 Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle (MLI)

La modulation de largeur d'impulsion triangulaire-sinusoïdale (MLI-sinus), également appelée modulation intersective, tire son nom de l'intersection d'une onde porteuse de commutation haute fréquence (souvent triangulaire ou en dents de scie) et d'une onde de modulation basse fréquence, appelée tension de référence. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [31], [44]:

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la référence. Le choix de ce rapport est très important puisque il doit assurer un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques ( $m$  grand) et un bon rendement de l'onduleur ( $m$  faible pour réduire les pertes par commutation). Il est donné par l'équation :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (2.40)$$

- Le taux de modulation  $r$  (ou indice de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse:

$$r = \frac{V_p}{V_r} \quad (2.41)$$

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

Nous remarquons, qu'il y a d'autres techniques MLI plus performantes que la MLI-sinus telles que : la modulation vectorielle (SVM space vector modulation), la MLI optimisée, MLI avec double porteuse, MLI avec injection du 3<sup>e</sup> harmonique, etc. Cependant, l'objectif de notre travail est l'amélioration des lois de commande pour remplacer les correcteurs classiques PI par des contrôleurs plus robustes. Pour ces raisons, nous avons utilisé la MLI-sinus plus simple à programmer.

## 2.4 Résultats et simulation

Dans cette partie nous présentons les résultats de simulation de la commande d'une chaîne de conversion éolienne utilisant une MADA. L'ensemble du système éolien et sa

commande ont été simulés en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK et la bibliothèque SimPowerSystems. Ceci pour analyser les performances : des commandes directe et indirecte de la génératrice, de la technique MPPT appliquée, de la commande du bus continu et de la robustesse par rapport aux variations paramétriques. Les valeurs numériques des paramètres de l'éolienne, de la MADA et du convertisseur côté réseau (GSC) sont énumérées dans les tableaux 2.1 et 2.2.

Tableau 2.1 - Paramètres de la turbine éolienne, [44]

<b>Paramètre</b>	<b>Valeur</b>
Densité de l'air, $\rho$	1.225 kg/m <sup>3</sup>
Nombre de pales	3
Rayon du rotor	47 m
Multiplicateur (Gearbox)	90

Tableau 2.2 - Paramètres de la MADA et du filtre, [44]

<b>Paramètre</b>	<b>Valeur</b>
Tension nominale	380/690 V
Résistance statorique	0.0026 $\Omega$
Inductance statorique	0.0026 H
Résistance rotorique	0.0029 $\Omega$
Inductance rotorique	0.0026 H
Inductance mutuelle	0.0025 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	127 Nm.s <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	0.001 kg.m/s
Tension du bus continu	1150 V
Inductance du filtre	0.0004 H
Résistance du filtre	0.0004 $\Omega$
Capacité du bus continu	0.08 F

Une comparaison a été effectuée pour évaluer l'importance de la commande indirecte par rapport à la commande directe en termes du taux d'harmonique THD du courant. Les deux commandes utilisent des correcteurs classiques PI dont les paramètres sont calculés analytiquement par la méthode du placement des pôles.

Le profil de la vitesse du vent utilisé pour toutes les simulations, présentées dans ce mémoire, est donné sur la Figure 2.12.



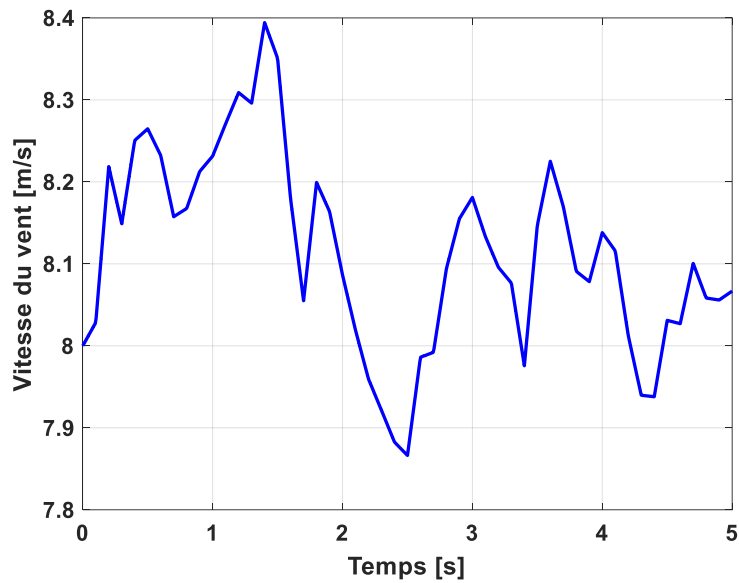


Figure 2.12 - Profil de la vitesse du vent

#### 2.4.1 Test de suivi (TS)

Les Figures 2.13 et 2.14 montrent que la vitesse de la turbine suit, avec une précision acceptable, sa référence nécessaire pour extraire le maximum de puissance, ce qui prouve que la méthode MPPT a fonctionné correctement. Le bon suivi de la vitesse est obtenu pour les deux techniques de commande directe et indirecte, pour cette raison seuls les résultats de la commande indirecte sont présentés sur les Figures 3.13 et 3.14.

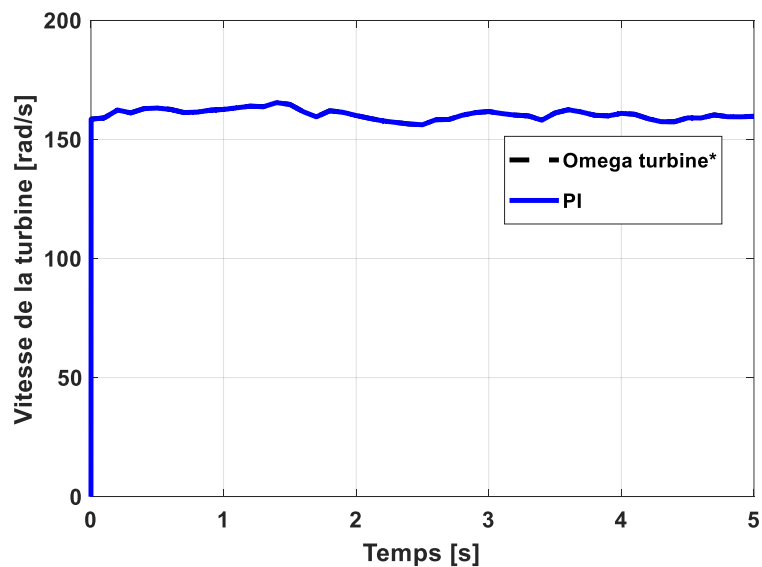


Figure 2.13 - Vitesse de la turbine

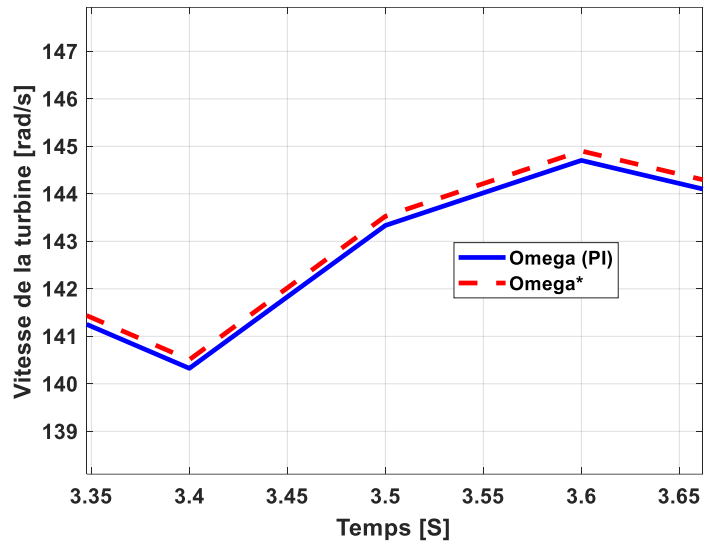


Figure 2.14 - Zoom sur la vitesse de la turbine

La Figure 2.15 et la Figure 2.16 montrent que les puissances suivent leurs références pour les deux stratégies de commande (la commande directe et la commande indirecte) et les performances sont très proches en termes de dépassement et de réponse dynamique.

La Figure 2.17 et la Figure 2.18 montrent le zoom de la puissance active et de la puissance réactive des deux stratégies, il est clair qu'il y a une réduction des ondulations de puissance obtenues par la commande indirecte.

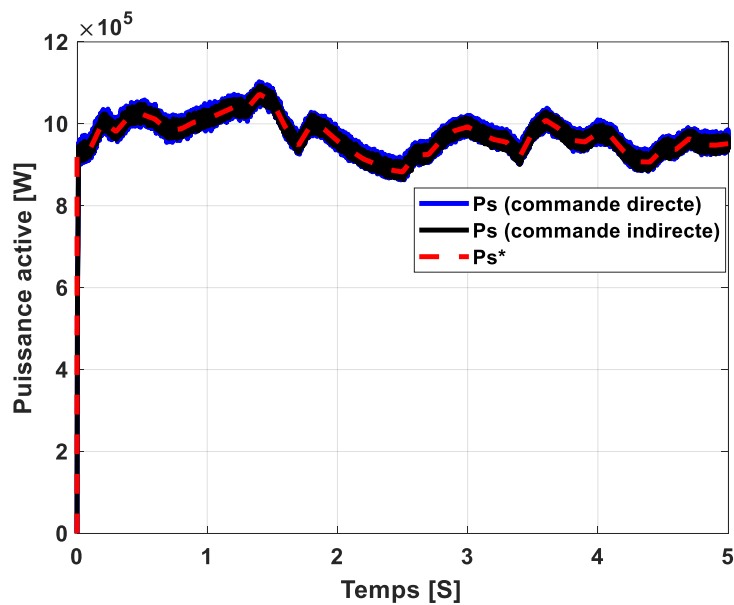


Figure 2.15 - La puissance active

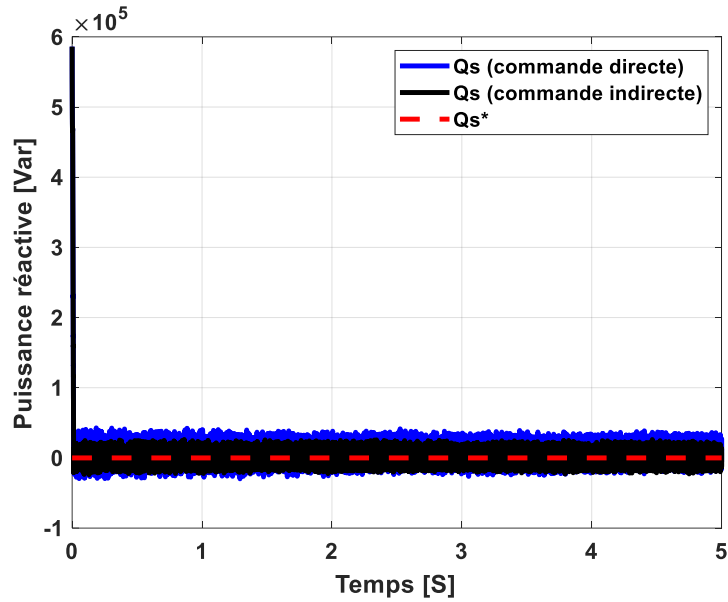


Figure 2.16 - La puissance réactive

Cependant, l'évolution de la puissance active est liée à l'évolution de la vitesse du vent, et ceci parce que la valeur de référence de la puissance active est obtenue à partir de la technique MPPT.

Dans ce test, la valeur de référence de la puissance réactive est fixée à zéro.

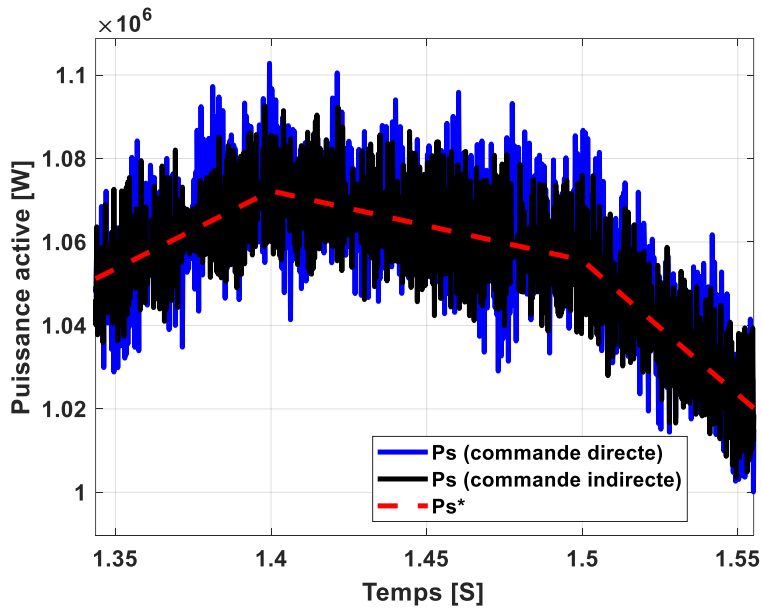


Figure 2.17 - Zoom sur la puissance active

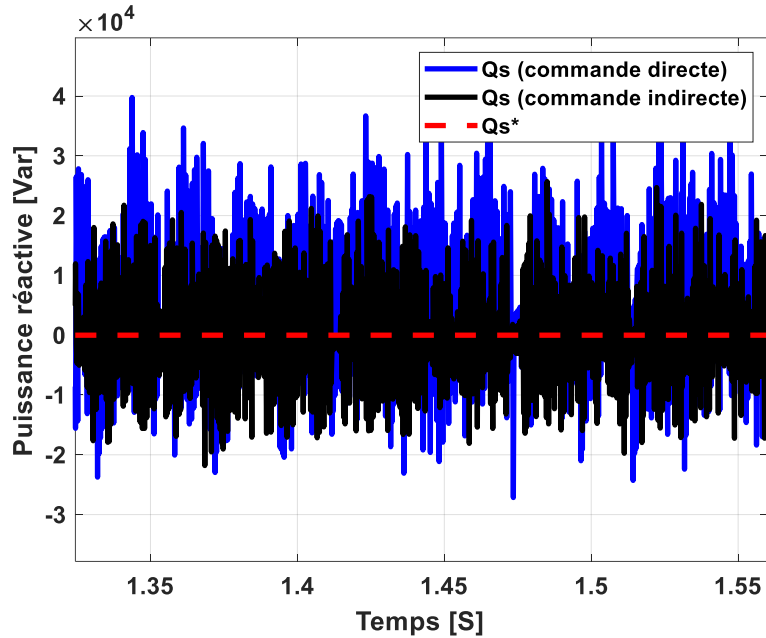


Figure 2.18 - Zoom sur la puissance réactive

La Figure 2.19 et la Figure 2.20 représentent respectivement les courants statoriques produits par les commandes directe et indirecte. A travers ces deux figures, on peut dire que le courant est lié aux variations de la puissance active générée et injectée au réseau. En effet, la tension est toujours constante et sa valeur est imposée par le réseau électrique, cela conduit à ce que seul le courant qui change lorsque la puissance active générée change en fonction du vent.

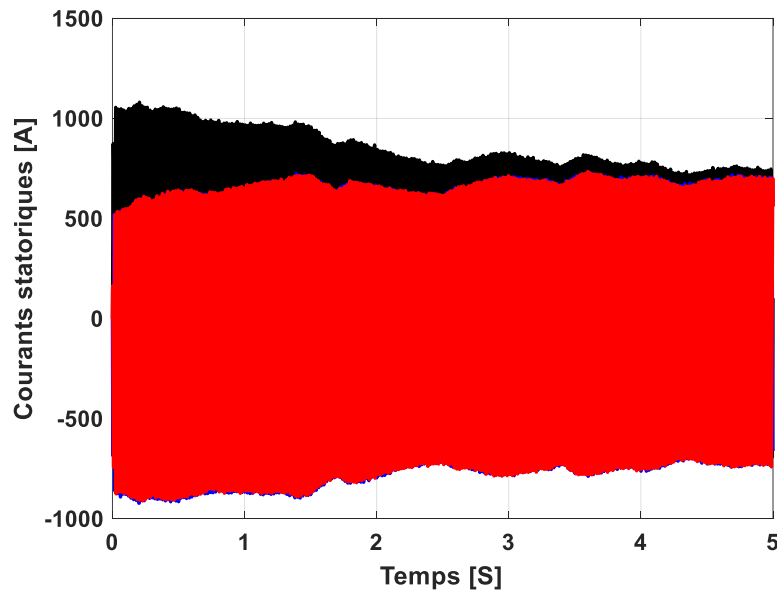


Figure 2.19 - Les courants statoriques (commande directe)

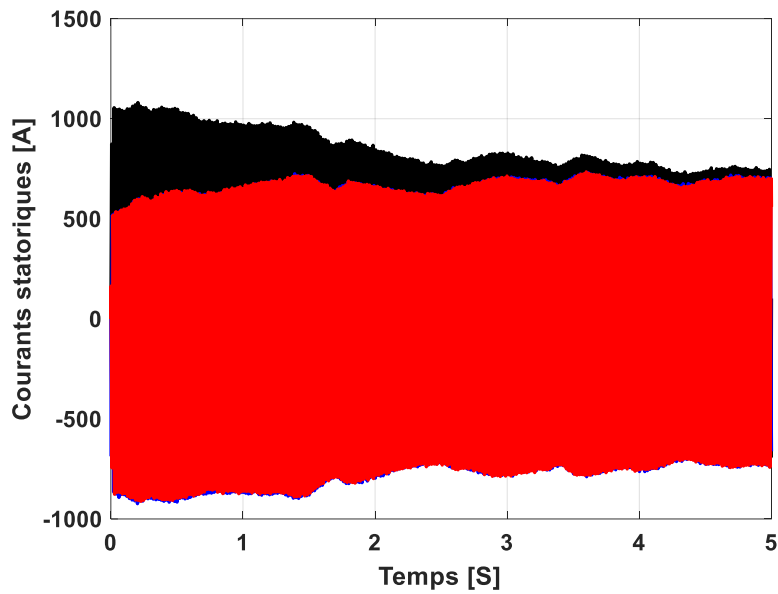


Figure 2.20 - Les courants statoriques (commande indirecte)

D'autre part, la Figure 2.21 et la Figure 2.22 montrent que les courants statoriques, obtenus par les deux techniques de commande, ont des formes sinusoïdales avec des petites ondulations, ce qui implique une énergie, avec un petit pourcentage d'harmoniques, est injectée dans le réseau électrique.

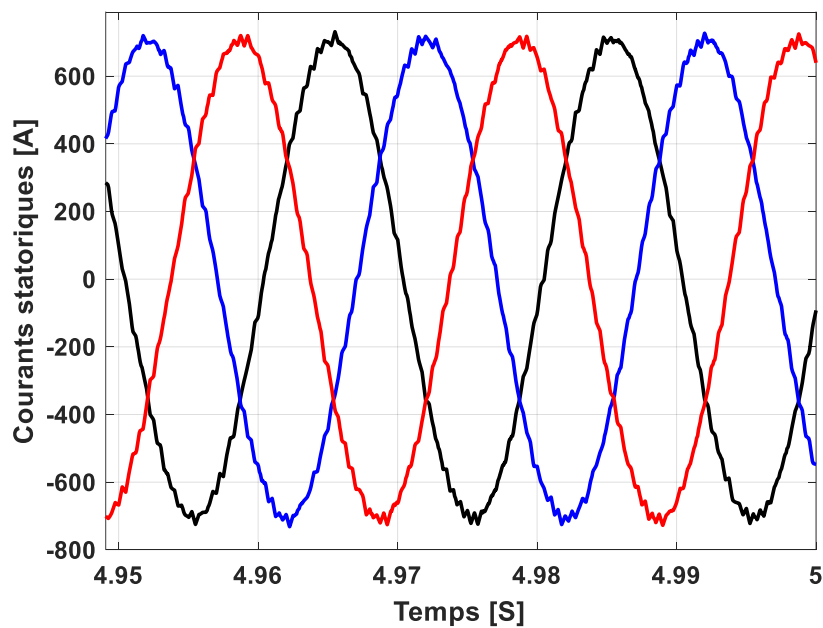


Figure 2.21 - Zoom sur les courants statorique (commande directe)

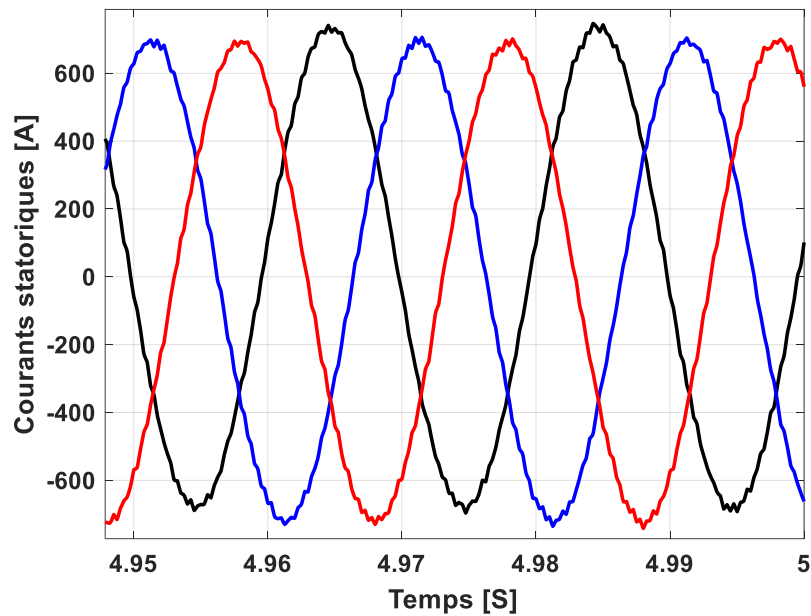


Figure 2.22 - Zoom sur les courants statorique (commande indirecte)

Les valeurs du THD des courants statoriques sont indiquées sur les Figures 2.23 et 2.24 pour les deux méthodes de commandes. D'après les deux Figures, on peut dire que la commande indirecte a donné une valeur de THD inférieure à celle de la commande directe. La commande indirecte a réduit la valeur du THD du courant statorique d'environ 24.08 % par rapport à la commande directe.

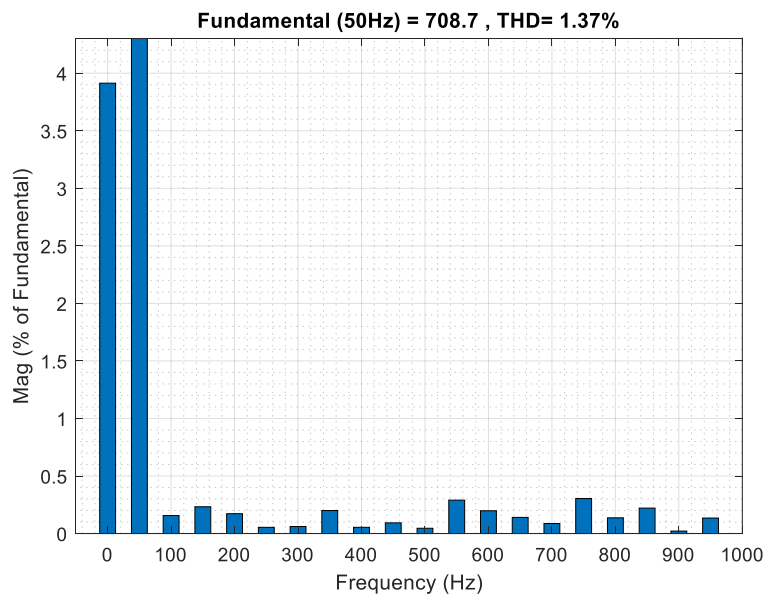


Figure 2.23 - La valeur THD du courant statorique (commande directe)

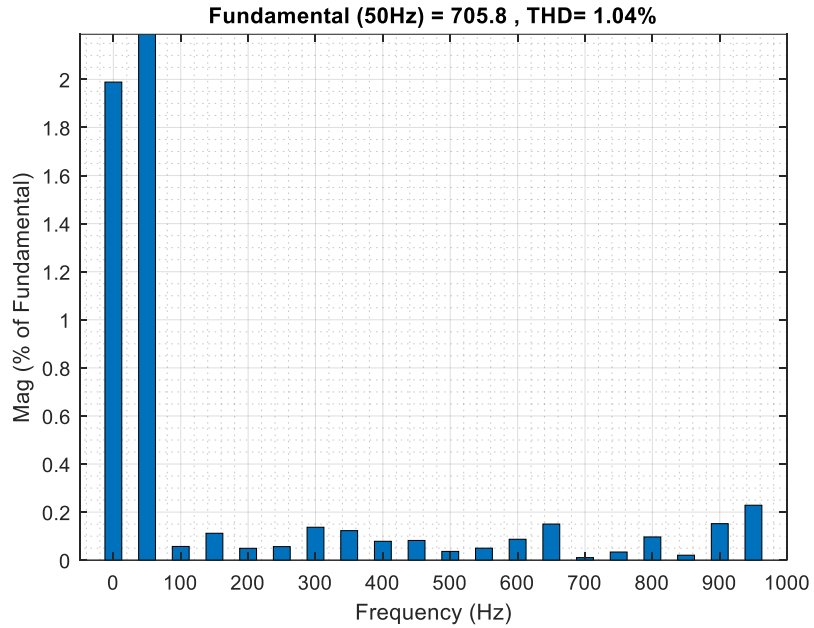


Figure 2.24 - La valeur THD du courant statorique (commande indirecte)

La Figure 2.25 montre clairement que la tension du bus continu suit sa référence et elle n'est pas perturbée par les changements de la puissance active produite est injectée au réseau électrique.

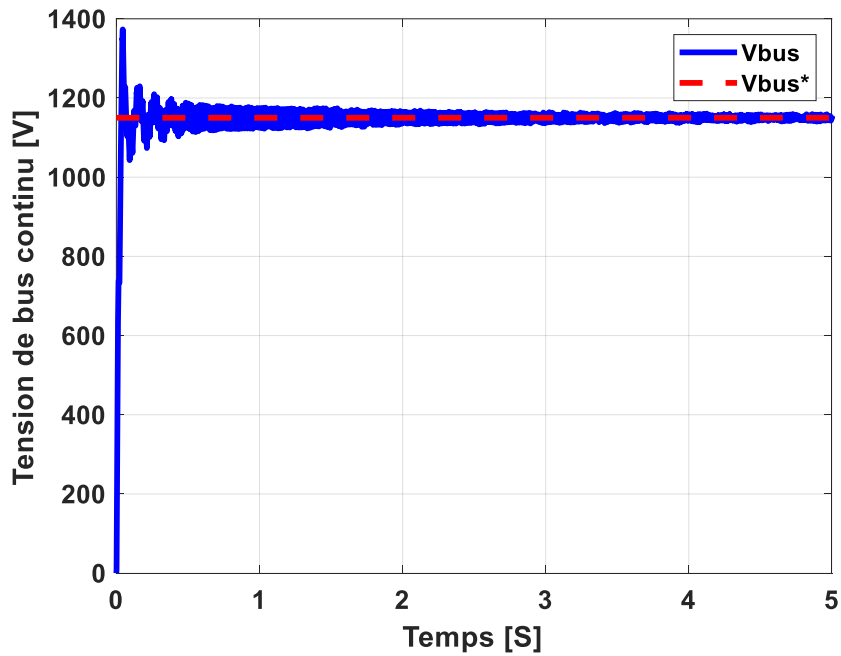


Figure 2.25 - La tension du bus continu

### 2.4.2 Test de robustesse (TR)

Cette partie vise à tester la robustesse des deux méthodes de commande par rapport aux variations des paramètres de la machine. Dans ce test, les valeurs des résistances  $R_r$  et  $R_s$  sont multipliées par 2 et celles des inductances  $L_r$ ,  $L_s$  et  $M$  sont multipliés par 0,5.

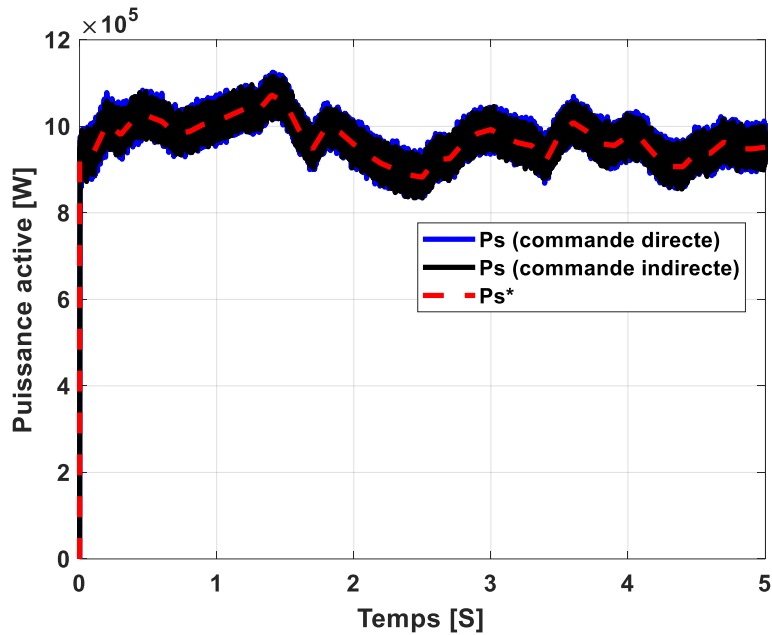


Figure 2.26 - La puissance active

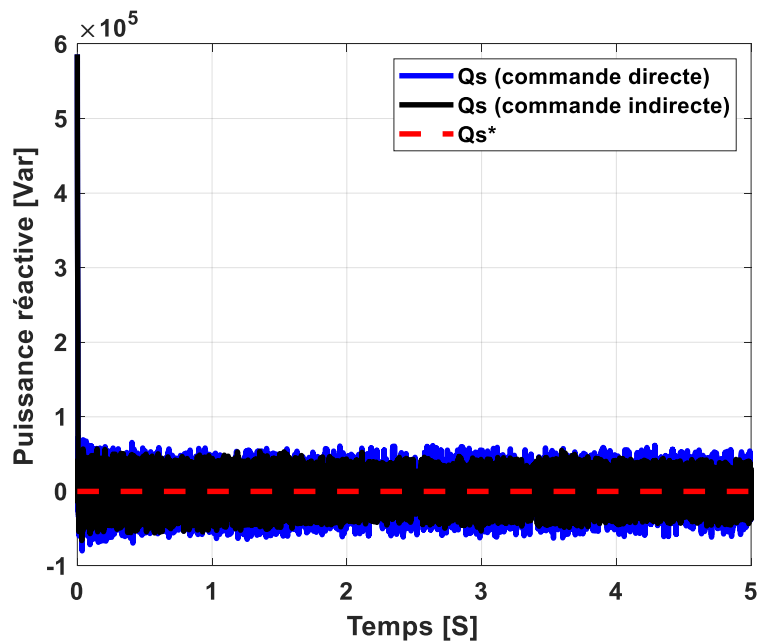


Figure 2.27 - La puissance réactive



Les Figures 2.26 et 2.27 montrent que les puissances active et réactive suivent les valeurs de référence pour chacune des deux méthodes de commande. Cependant, les Figures 2.28 et 2.29 montrent que le niveau des oscillations est plus élevé que celui du cas normal.

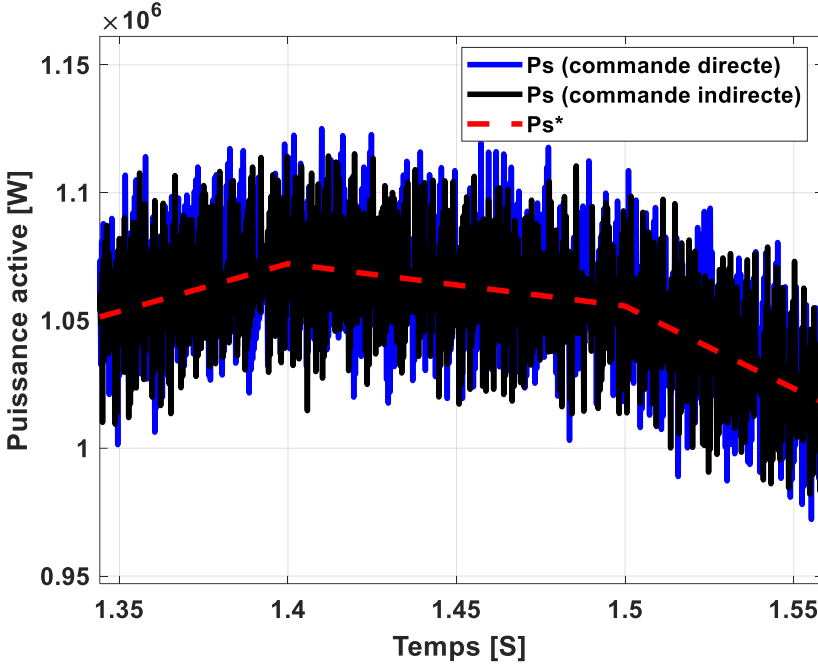


Figure 2.28 - Zoom sur la puissance active

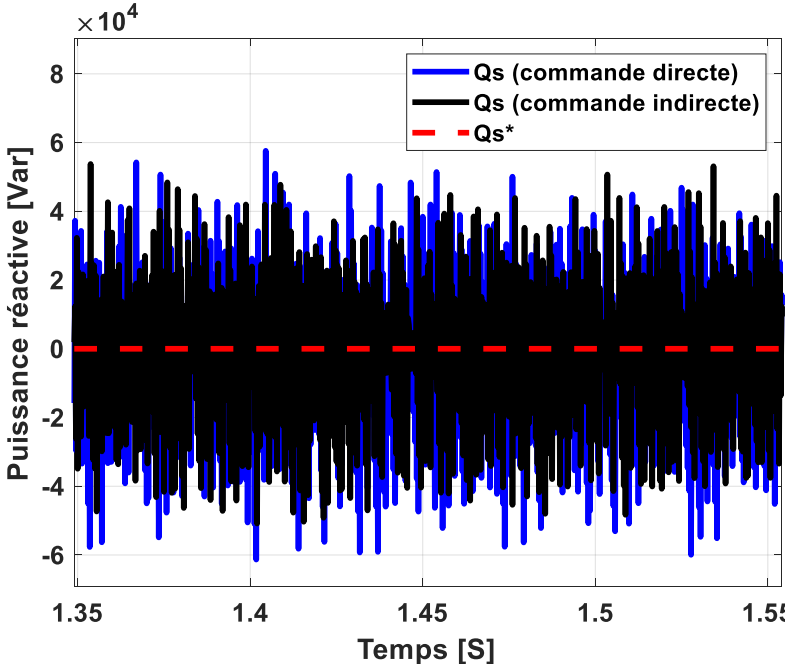


Figure 2.29 - Zoom sur la puissance réactive

Les Figures 2.30 et 2.31 montrent la valeur du THD des courants statoriques des deux stratégies. A partir de ces chiffres, la commande indirecte minimise la valeur THD des courants statoriques par rapport à la commande directe et le taux de réduction est d'environ 14,78%. Cependant, par rapport au cas normal, le THD augmente pour les deux techniques de commande.

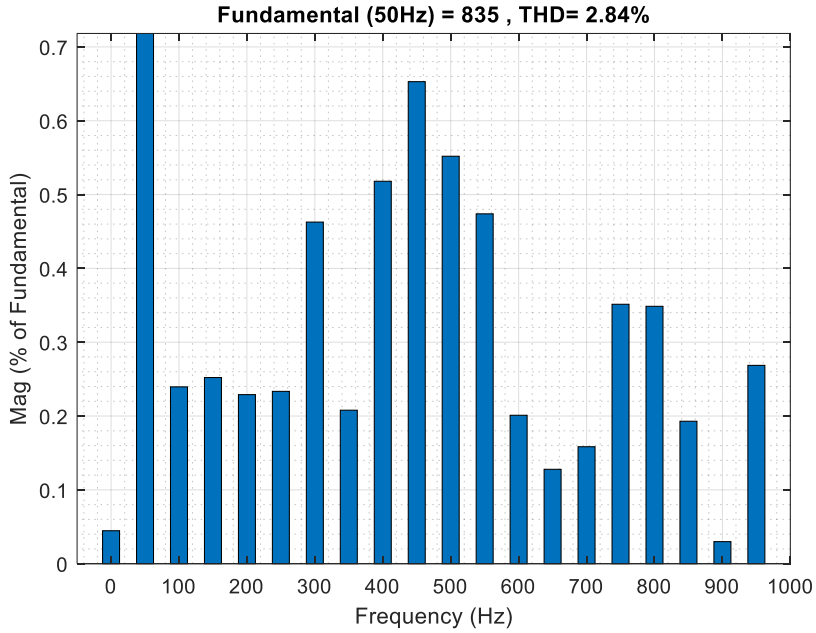


Figure 2.30 - La valeur THD du courant statorique (commande directe)

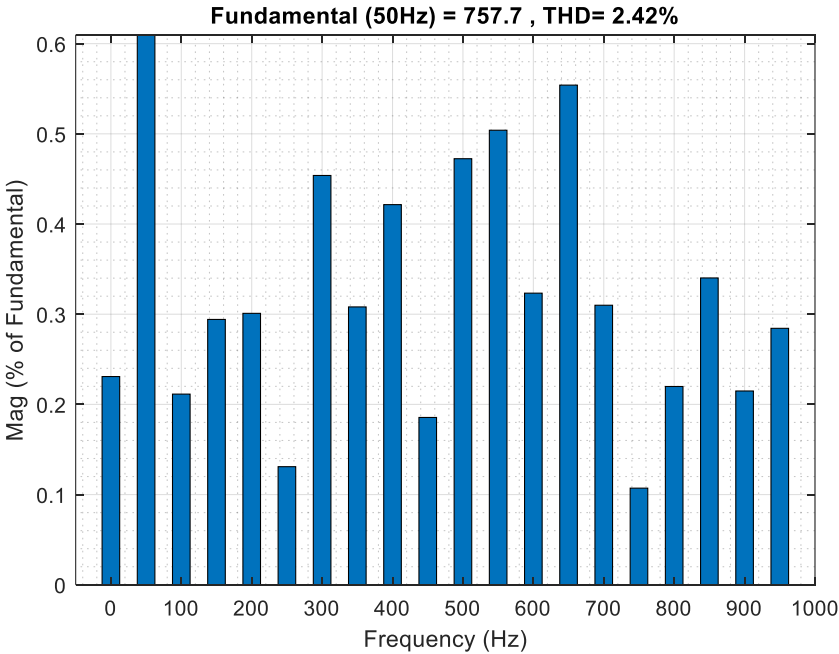


Figure 2.31 - La valeur THD du courant statorique (commande indirecte)

La Figure 2.32 présente l'évolution de la tension du bus continu, où cette tension suit bien la référence, presque avec les mêmes ondulations que pour le cas normal malgré la modification des paramètres du générateur. Cependant le niveau des oscillations et des dépassements au début est plus élevé que celui du cas sans variation paramétrique.

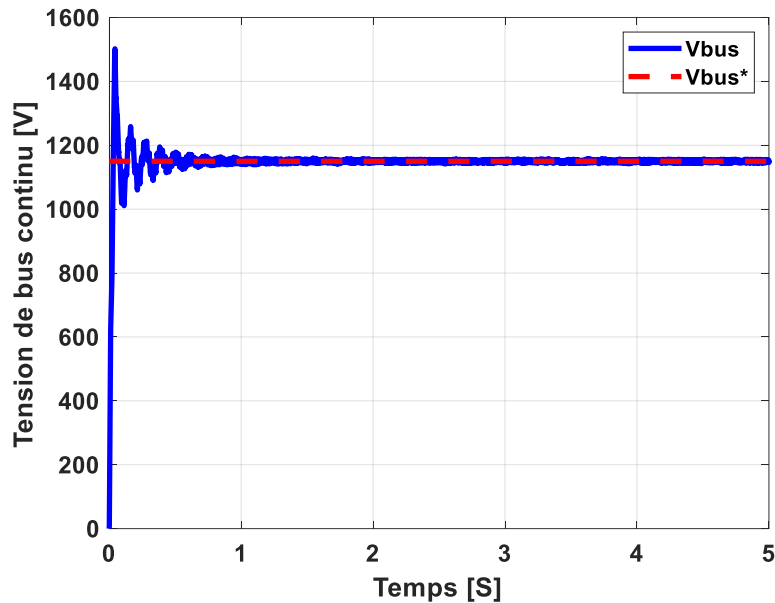


Figure 2.32 - La tension du bus continu

## 2.5 Conclusion

Ce chapitre décrit la modélisation et la commande d'une chaîne de conversion éolienne basée sur une MADA. L'extraction de la puissance maximale est garantie par la commande MPPT qui se base sur l'asservissement de la vitesse de rotation de la turbine. Par conséquent, deux méthodes de commande, nommées méthode directe et indirecte, ont été présentées. Ces méthodes utilisent la commande du convertisseur coté rotor par des régulateurs PI classiques pour régler les puissances actives et réactives injectées au réseau. En revanche, la commande de la tension du bus continu et de la puissance réactive, échangée entre le rotor et le réseau, est assurée par le convertisseur du côté réseau.

Les résultats de simulation confirment la bonne performance de la commande indirecte en termes de réponse dynamique et de réduction des ondulations de courant et de puissance réactive et active injectées dans le réseau.

Les résultats obtenus peuvent être résumés dans les points suivants :

- Les deux techniques de commande assurent un bon suivi et une bonne dynamique de réponse.

- La commande indirecte a minimisée les ondulations des puissances et du courant par rapport à la commande directe.
- Les deux méthodes présentent une robustesse acceptable face aux variations des paramètres de la MADA. Cependant, comparé au cas normal, les oscillations des puissances et le THD du courant statorique augmentent.

# 3. Commande par mode glissant classique et par super-twisting de l'éolienne

## 3.1 Introduction

La commande par mode glissant (MG) figure aujourd'hui parmi les stratégies de commande les plus utilisées pour diverses classes de systèmes non linéaires et elle est très recherchée dans un certain nombre de disciplines, notamment en génie mécanique, robotique et électrique, [60].

Le mode glissant se caractérise par sa facilité de mise en œuvre, son excellente réactivité dynamique et, surtout, sa robustesse face aux incertitudes, qui se traduit par une insensibilité aux variations des caractéristiques du système à commander et aux perturbations extérieures [10], [11], [22], [60].

Dans la première partie de ce chapitre, nous introduisons le principe de la commande par mode glissant et son application pour assurer une MPPT précise et aussi pour contrôler les puissances active et réactive générées par la MADA en se basant sur la méthode d'orientation du flux statorique et les structures directe et indirecte, présentées dans le chapitre précédent.

Afin d'améliorer les performances de la commande par mode glissant, notamment la réduction de l'effet de chattering, [60], principal inconvénient du mode glissant, nous présenterons dans la deuxième partie de ce chapitre, une commande par mode glissant de deuxième ordre de type super-twisting. Ce contrôleur sera appliqué uniquement sur la structure de commande indirecte par flux statorique orienté.

Les résultats de la simulation seront présentés et comparés avec les résultats du mode glissant classique pour montrer l'apport du contrôleur super-twisting sur la réduction des oscillations des puissances active et réactive et des harmoniques du courant du stator injecté au réseau électrique.

## 3.2 Systèmes à structures variables

Les chercheurs Anosov, Tzypkin et Emelyanov, ainsi que des collègues plus récents comme Utkin, [60], ont proposé les premiers travaux sur les systèmes à structure variable dans l'ancienne Union Soviétique, suite aux recherches de Filippov sur les équations différentielles avec un second élément discontinu. Par la suite, Slotine a repris les travaux sur les systèmes à

structures variables aux États-Unis, tandis que Tong, Harashima et Hashimoto les ont poursuivis au Japon. À la fin des années 1970, Utkin a proposé la notion de mode glissant comme stratégie de commande non linéaire, donnant plus de visibilité sur l'importance des commandes à structure variable [11], [60], [79], [80].

L'idée de base de la commande par mode glissant est d'utiliser des composantes de commutation discontinues pour diriger la trajectoire de l'état vers une surface où elle se déplacera ensuite jusqu'à ce qu'elle atteigne l'équilibre.

Malgré ses avantages importants, notamment sa robustesse aux incertitudes, cette approche présente toutefois un inconvénient, connu sous le nom de chattering [60]. Ce type de commande, qui est discontinue par nature, nécessite en effet une commutation à une fréquence infinie, mais en réalité, la fréquence de commutation est limitée par la rapidité des convertisseurs de puissances et des systèmes de commande d'une manière générale. En plus, les performances des convertisseurs de puissance peuvent souffrir de ce phénomène de broutement indésirable, qui peut augmenter les pertes par commutation et solliciter des dynamiques de hautes fréquences négligées dans le modèle du système, et parfois même entraîner une instabilité de la commande [11], [60], [79], [80].

La commande des systèmes à structure variable par mode glissant est devenue ces dernières décennies intéressante et attractive grâce aux progrès de l'électronique de puissance et des microcontrôleurs à partir des années 1980 [84]. Elle est considérée comme l'une des méthodes non linéaires les plus simples pour commander les systèmes non linéaires et non précis tel que le cas des machines à courant alternatif.

### **3.3 Principe de la commande par mode glissant**

La méthode de commande par glissement consiste à amener la trajectoire d'état d'un système près de la surface de glissement et à la forcer à passer par une logique de commutation jusqu'au point d'équilibre, ce qui provoque les phénomènes de glissement.

Parmi les caractéristiques des modes de glissement, on trouve [7], [85], [86]:

- Le processus de glissement est souvent d'ordre plus réduit que celui du système commandé.
- Seul le choix des coefficients de la surface de glissement affecte la dynamique du système lorsqu'il est en mode de glissement.
- La robustesse aux incertitudes peut être prise en considération d'une manière directe lors de la conception de la loi de commande, notamment dans le cas où les perturbations sont connues avec précision.

La Figure 3.1 montre les trois sections uniques de la trajectoire dans le plan de phase.

### 3.3.1 Le mode de convergence (MC)

C'est le mode dans lequel la variable commandée tend à se déplacer d'un point de départ initial dans le plan de phase vers la surface de commutation  $S(x, y) = 0$ . La règle de commande et les critères de convergence caractérisent ce mode, [7].

### 3.3.2 Le mode de glissement (MG)

Ce mode se produit lorsque la variable d'état a atteint la surface du plan de phase et se déplace dans la direction de l'origine du plan de phase. Le choix de la surface de glissement  $S(x, y) = 0$  définit la dynamique de ce mode.

### 3.3.3 Le mode du régime permanent (MRP)

Ce mode, qui est introduit pour examiner la réponse auprès de son point d'équilibre (l'origine du plan de phase), se distingue par la performance de la commande ainsi que par sa qualité et sa fréquence de commutation.

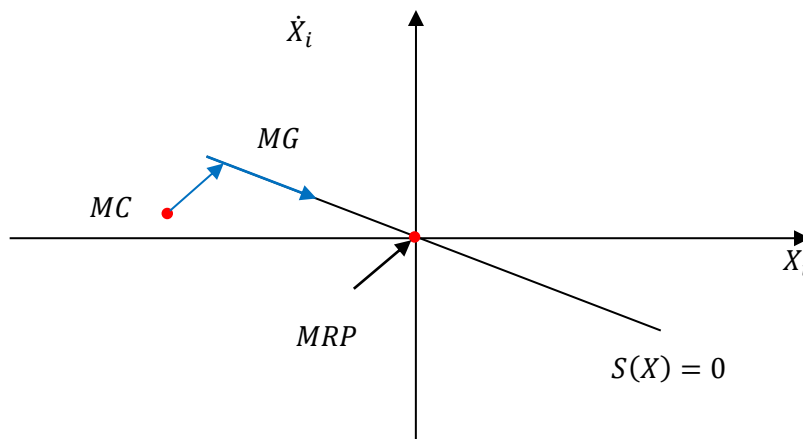


Figure 3.1 - La trajectoire dans le plan de phase, [7]

## 3.4 La conception de l'algorithme de commande par mode glissant

La conception de l'algorithme de commande par mode glissant prend en compte les questions de stabilité et des performances d'une manière systématique. Ceci est fait en trois étapes de conception complémentaires qui sont les suivantes [7], [17] [36], [85], [87]:

- Le choix de la surface de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- Détermination de la loi de commande.

### 3.4.1 Le choix des surfaces de glissement

Le système non linéaire suivant sera utilisé pour expliquer la conception du système de commande par mode glissant [7], [11], [36], [89]:

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)u(x, t) \quad (3.1)$$

Ou :  $x \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $u \in \mathbb{R}^m$  est le vecteur de commande,  $f(x, t) \in \mathbb{R}^n$  et  $B(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ .

Généralement, le choix de la surface de glissement doit garantir que l'annulation de cette surface et de ses dérivées garantissent les performances de contrôle souhaitées, en plus la commande doit apparaître dans la dérivée première de la surface de glissement pour permettre de contrôler la direction de cette surface.

J. Slotine propose une équation générale pour définir la surface de glissement qui garantit la convergence d'une variable vers la valeur désirée [17], [36], [89].

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda_s \right)^{n-1} e \quad (3.2)$$

$\lambda_s$ : Coefficient positif.

$e = x^* - x$ : Écart (erreur) entre la variable réglée et sa référence.

$x^*$ : Valeur désirée, et  $n$ : degré relatif qui correspond au nombre de fois qu'il faut dériver la surface de glissement pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de faire en sorte que la réponse de l'équation différentielle linéaire  $S(x)$  tend vers zéro, c.-à-d. l'erreur  $e(x)$  évolue d'une manière asymptotique avec une dynamique fixée par le paramètre  $\lambda_s$ .

### 3.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment des perturbations sont les conditions d'existence et de convergence. Il y a deux conditions différentes qui sont indiquées [36]:

#### 3.4.2.1 La fonction directe de commutation

La méthode la plus ancienne, elle a été conçue et étudiée par Emilianov et Utkin. Elle se présente sous la forme de deux conditions [7], [11], [36], [91], [92]:

$$\begin{cases} \text{si } \dot{S}(x) < 0 & \text{il faut } S(x) > 0 \\ \text{si } \dot{S}(x) > 0 & \text{il faut } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$



### 3.4.2.2 La fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov  $V(x) > 0$  est une fonction scalaire positive. Elle assure la stabilité du système non linéaire et une convergence de la variable à contrôler vers sa valeur de référence. Elle a la forme suivante [7], [11], [36]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.4)$$

Le système est stable si la dérivée de la fonction de Lyapunov est inférieure à zéro ( $\frac{dV(x)}{dt} < 0$ ). Le but est de construire une commande "  $U$  " telle que la fonction de Lyapunov diminue. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$\dot{V} = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (3.5)$$

### 3.4.3 Détermination de la loi de commande

Un régulateur par mode glissant est composé de deux parties [7], [11], [36], [93]: la composante dite « équivalente » ( $U_{eq}$ ), qui vient en premier, et la composante de commutation, notée ( $U_n$ ).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (3.6)$$

- La commande équivalente  $U_{eq}$ , proposée par Filipov, est utilisée pour maintenir la variable contrôlable sur la surface de glissement  $S(x)$  si le système n'est pas perturbé, pas d'incertitudes ou des bruits de mesures.
- La commande  $U_n$  s'attache à vérifier la condition de convergence malgré l'incertitude des paramètres du modèle et des perturbations externes.

Nous commençons par chercher l'expression de la commande équivalente, pour cela, nous calculons la dérivée de la surface  $S(x)$  [11], [36]:

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (3.7)$$

En remplaçant les expressions (3.1) et (3.6) dans l'expression (3.7), on trouve :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dx} (f(x,t) + B(x,t)U_{eq}(x,t)) + \frac{dS}{dx} \cdot B(x,t)U_n \quad (3.8)$$

La surface est nulle en mode de glissement et en régime permanent, et par conséquent, sa dérivée et sa composante discontinue sont également nulles. Nous en déduisons la commande équivalente suivante :

$$U_{eq} = - \left( \frac{dS}{dx} \cdot B(x,t) \right)^{-1} \cdot \frac{dS}{dx} \cdot f(x,t). \quad (3.9)$$

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

$$\frac{dS}{dx} \cdot B(x,t) \neq 0 \quad (3.10)$$

Dans le mode de convergence, nous obtenons la nouvelle expression de la dérivée de surface en substituant l'expression (3.9) dans l'expression (3.8) :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dx} \cdot B(x,t) U_n \quad (3.11)$$

D'où la condition d'attractivité  $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$  devient :

$$S(x) \cdot \frac{dS}{dx} \cdot B(x,t) U_n < 0 \quad (3.12)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de  $U_n$  doit être opposé à celui de  $S(x) \cdot \frac{dS}{dx} \cdot B(x,t)$ .

Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [11], [36]:

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (3.13)$$

Le signe de  $k$  doit être différent de celui de  $\frac{dS}{dx} \cdot B(x,t)$ .

Pour une fonction définie  $\phi$ , l'expression de la fonction signe « *sign* » est donnée par [77]:

$$\text{sign}(\phi) = \begin{cases} 1 & \text{si } \phi > 0 \\ -1 & \text{si } \phi < 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

La figure 3.2 représente la fonction *sign* [36], [94]:

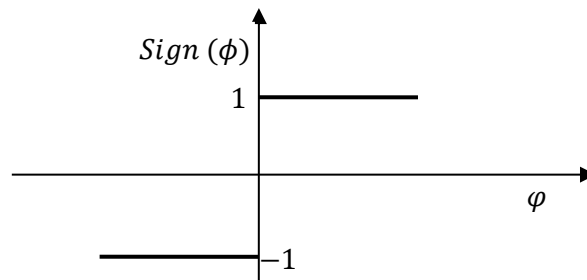


Figure 3.2 - Fonction *sign*

### 3.4.4 Réduction du phénomène de broutement

Lorsque des méthodes à base de mode glissant sont utilisées, la commande est commutée de façon non infinie, ce qui entraîne des phénomènes de broutement, chattering, [25], [28], [19], [60], [76].

En raison de cette composante de haute fréquence, des problèmes peuvent apparaître et dégrade les performances des actionneurs de commande à long terme. En effet, ces composantes ont le potentiel d'endommager le système en activant des modes élevés qui n'ont pas été pris en compte lors de la modélisation, et aussi d'engendrer des pertes supplémentaires qui dégradent le rendement global.

La solution les plus couramment utilisée pour atténuer ces oscillations, sans changer la structure du correcteur par mode glissant, est l'utilisation d'une fonction de saturation appropriée qui filtre les hautes fréquences.

Dans ce qui suit, deux fonctions de saturation peuvent être utilisées à la place de la fonction classique « *sign* » pour atténuer l'effet de chattering [7], [36], [95]:

#### 3.4.4.1 La fonction "sat"

Elle est représentée par la Figure 3.3, et définit comme suit :

$$sat(\phi) = \begin{cases} 1 & \text{si } \phi > \varepsilon \\ -1 & \text{si } \phi < -\varepsilon \\ \frac{\phi}{\varepsilon} & \text{si } |\phi| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (3.15)$$

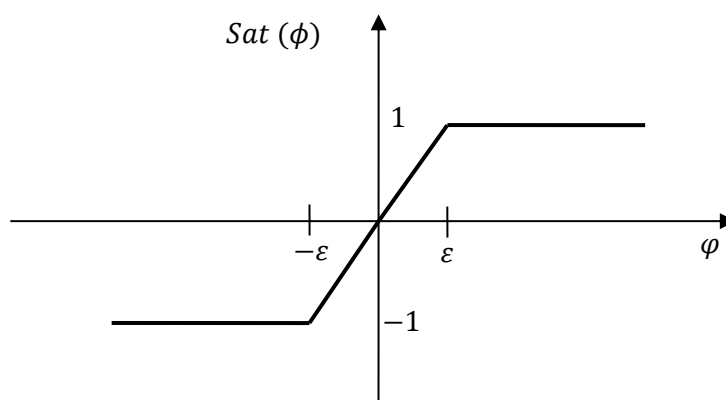


Figure 3.3 - Fonction de saturation

#### 3.4.4.2 La fonction de lissage "smooth"

Les fonctions de commutation douce peuvent également être utilisées pour remplacer la fonction "sign". La Figure 3.4 donne un exemple de ce type de fonction :

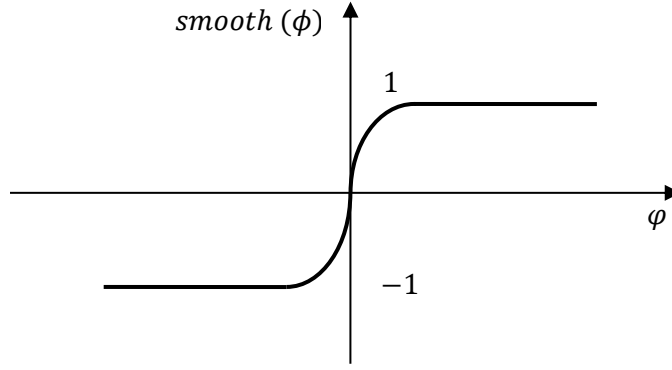


Figure 3.4 - Fonction *smooth*

Cette fonction est définie par :

$$smooth(\phi) = \frac{\phi}{|\phi| + \mu} \quad (3.16)$$

### 3.4.5 Application de la commande par mode glissant

#### 3.4.5.1 Commande de la vitesse de l'éolienne par mode glissant

Dans cette section, nous utilisons la commande par mode glissant pour forcer la vitesse du générateur à suivre la vitesse de référence afin que l'éolienne génère la puissance maximale possible.

La surface de glissement ainsi que sa dérivée choisies pour cette commande sont données par les équations suivantes :

$$S(\Omega_m) = \Omega_m^* - \Omega_m \quad (3.17)$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega_m) = \dot{\Omega}_m^* - \dot{\Omega}_m \quad (3.18)$$

Lorsque nous utilisons l'équation (2.6) dans l'équation (3.18), nous trouverons :

$$\dot{S}(\Omega_m) = \dot{\Omega}_m^* - \frac{1}{J_{tot}} (T_m - T_{em} - f\Omega_m) \quad (3.19)$$

Généralement, la loi de commande de la vitesse génère le couple de référence ou la puissance active de référence que la MADA doit développer pour extraire le maximum de puissance. Pour notre exemple, nous avons choisi le couple de référence :

$$T_{em} = T_{em}^{eq} + T_{em}^n \quad (3.20)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :  $S = \dot{S} = T_{em}^n = 0$ . Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$T_{em}^{eq} = -J_{tot}\dot{\Omega}_m^* + T_m + f\Omega_m \quad (3.21)$$

Par conséquent, la commande de commutation  $T_{em}^n$  est donnée par l'équation :

$$T_{em}^n = k_{T_{em}} \text{sign}(S(\Omega_m)) \quad (3.22)$$

$k_{T_{em}}$  : constante positive.

Le schéma fonctionnel de la commande de la vitesse de l'éolienne par un correcteur de type mode glissant est donnée par la Figure 2.5.

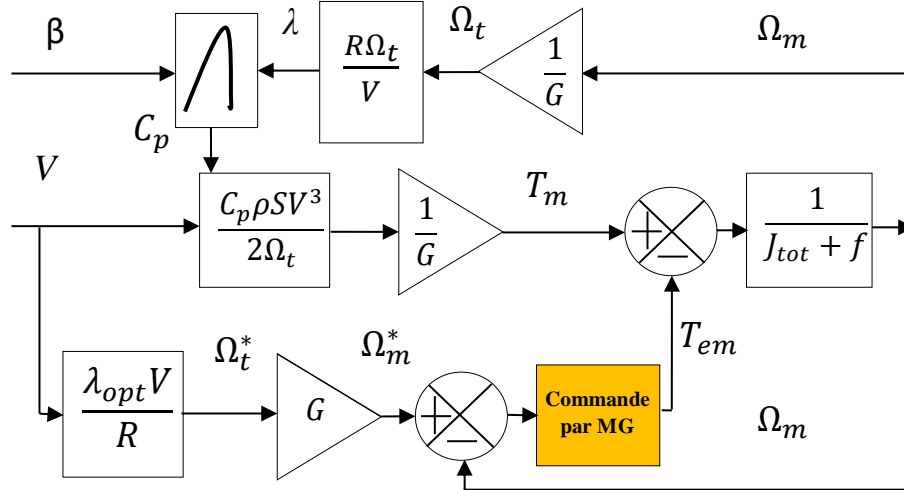


Figure 3.5 - Schéma fonctionnel du MPPT avec la commande par MG

### 3.4.5.2 Commande directe par mode de glissant de la MADA

Les équations (3.23) et (3.24) peuvent être utilisées pour définir les puissances active et réactive du stator de la machine ainsi que les références des courants du rotor dans le référentiel de *Park*.

$$\begin{cases} P_s = -\frac{M}{L_s} V_s I_{qr} \\ Q_s = -\frac{M}{L_s} V_s I_{dr} + \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (3.23)$$

$$\begin{cases} I_{qr}^* = -\frac{L_s}{M V_s} P_s^* \\ I_{dr}^* = -\frac{L_s}{M V_s} Q_s^* + \frac{V_s}{\omega_s M} \end{cases} \quad (3.24)$$

L'équation (2.23) est utilisée pour déduire les expressions des dérivées des courants du rotor :

$$\begin{cases} \frac{dI_{dr}}{dt} = \dot{I}_{dr} = \frac{1}{\sigma} (V_{dr} - R_r I_{dr} + g \omega_s \sigma I_{dr}) \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \dot{I}_{qr} = \frac{1}{\sigma} \left( V_{qr} - R_r I_{qr} - g \omega_s \sigma I_{dr} - g \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \right) \end{cases} \quad (3.25)$$

- Commande de la puissance active :

La puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique de l'axe  $q$ , et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique de l'axe  $d$ . Les expressions de la surface et sa dérivée pour commander la puissance active sont :

$$S(P_s) = P_s^* - P_s \quad (3.26)$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s \quad (3.27)$$

La substitution de la dérivée de la puissance active par son expression, équation (3.23), dans l'équation (3.26), donne le résultat suivant :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* - \left( -V_s \frac{M}{L_s} \dot{I}_{qr} \right) \quad (3.28)$$

Lorsque nous entrons l'expression de  $\dot{I}_{qr}$ , donnée par l'équation (3.25), dans l'équation (3.28), nous trouvons :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* + V_s \frac{M}{\sigma L_s} (V_{qr} - R_r I_{qr}) \quad (3.29)$$

Dans la commande directe, le régulateur de la puissance active génère à sa sortie la composante  $V_{qr}$  de la tension du rotor, cette tension est donnée par la somme de la composante équivalente et la composante de commutation :

$$V_{qr} = V_{qr}^{eq} + V_{qr}^n \quad (3.30)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :  $S(P_s) = \dot{S}(P_s) = V_{qr}^n = 0$ . Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$V_{qr}^{eq} = R_r I_{qr} - \dot{P}_s^* \frac{\sigma L_s}{M V_s} \quad (3.31)$$

par conséquent :

$$V_{qr}^n = k_{V_{qr}} \text{sign}(S(P_s)) \quad (3.32)$$

$k_{V_{qr}}$ : constante positive.

- Commande de la puissance réactive :

Les expressions de la surface et sa dérivée pour commander la puissance réactive sont :

$$s(Q_s) = Q_s^* - Q_s \quad (3.33)$$

Sa dérivée :

$$\dot{s}(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s \quad (3.34)$$

Après substitution de la dérivée de la puissance réactive par son expression, équation (3.23), dans l'équation (3.34), on aura :

$$\dot{s}(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \left( \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} \dot{I}_{dr} \right) \quad (3.35)$$

Si on remplace  $\dot{I}_{dr}$  par son expression, équation (3.25), dans l'équation (3.35), nous trouverons :

$$\dot{s}(Q_s) = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s} (V_{dr} - R_r I_{dr}) \quad (3.36)$$

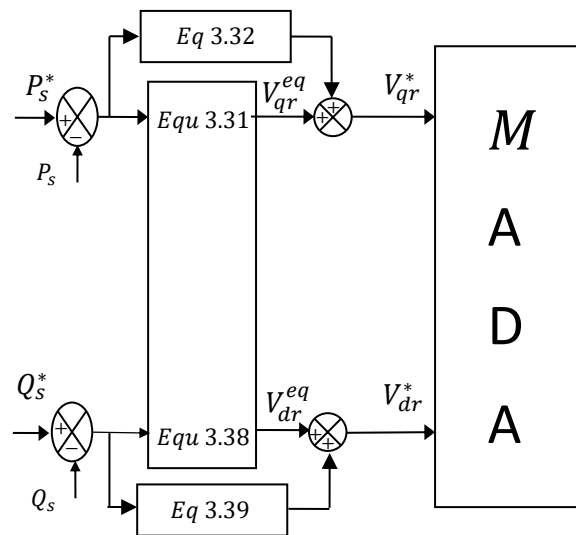


Figure 3.6 - Schéma bloc de la commande directe avec des contrôleurs à mode glissant

Le régulateur de la puissance réactive génère à sa sortie la composante  $V_{dr}$  de la tension du rotor, dont l'expression est donnée par :

$$V_{dr} = V_{dr}^{eq} + V_{dr}^n \quad (3.37)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :  $S(Q_s) = \dot{S}(Q_s) = V_{dr}^n = 0$ .  
Après simplification, la commande équivalente est donnée par :

$$V_{qr}^{eq} = R_r I_{qr} - \dot{Q}_s^* \frac{\sigma L_s}{MV_s} \quad (3.38)$$

par conséquent :

$$V_{dr}^n = k_{V_{dr}} \text{sign}(S(Q_s)) \quad (3.39)$$

$k_{V_{dr}}$  : constante positive.

Nous pouvons créer un schéma fonctionnel, Figure 3.6, de la commande directe par mode glissant appliquée à la MADA en utilisant les équations (3.31), (3.32), et (3.38), (3.39).

### 3.4.5.3 Commande indirecte par mode de glissant de la MADA

Dans la commande indirecte, les références des courants rotoriques  $I_{qr}$  et  $I_{dr}$  sont calculées à partir des puissances active et réactive, ensuite les régulateurs des courants fournissent les composantes d-q de la tension du rotor [36], [44].

- Commande du courant  $I_{qr}$  :

Les expressions de la surface et sa dérivée choisies pour contrôler le courant de l'axe  $q$  sont :

$$S(I_{qr}) = I_{qr}^* - I_{qr} \quad (3.40)$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(I_{qr}) = \dot{I}_{qr}^* - \dot{I}_{qr} \quad (3.41)$$

Nous prenons l'équation (3.41) et en remplaçant les dérivées des courants  $\dot{I}_{qr}^*$  et  $\dot{I}_{qr}$  par leurs expressions, données par les équations (3.24) et (3.25), on obtient :

$$\dot{S}(I_{qr}) = \left( -\frac{L_s}{MV_s} \dot{P}_s^* - \frac{1}{\sigma} V_{qr} - \frac{1}{\sigma} \left( -R_r I_{qr} - g \omega_s \sigma I_{dr} - g \frac{MV_s}{L_s V_s} \right) \right) \quad (3.42)$$

On prend :

$$V_{qr} = V_{qr}^{eq} + V_{qr}^n \quad (3.43)$$



Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :  $S(I_{qr}) = \dot{S}(I_{qr}) = V_{qr}^n = 0$ .

Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$V_{qr}^{eq} = -\frac{\sigma L_s}{MV_s} \dot{P}_s^* + R_r I_{qr} - g \omega_s \sigma I_{dr} + g \frac{MV_s}{L_s} \quad (3.44)$$

par conséquent :

$$V_{qr}^n = k_{V_{qr}} \text{sign}(S(I_{qr})) \quad (3.45)$$

$k_{V_{qr}}$  : constante positive.

- Commande du courant  $I_{dr}$  :

Les expressions de la surface et sa dérivée choisies pour contrôler le courant de l'axe  $d$  sont :

$$S(I_{dr}) = I_{dr}^* - I_{dr} \quad (3.46)$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(I_{dr}) = \dot{I}_{dr}^* - \dot{I}_{dr} \quad (3.47)$$

De la même manière que précédemment, Nous prenons l'équation (3.47) et en remplaçant les dérivées des courants et des courants de références  $\dot{I}_{dr}^*$  et  $\dot{I}_{dr}$  par leurs expressions, données par les équations (3.24) et (3.25), on obtient :

$$\dot{S}(I_{dr}) = \left( \left( \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{MV_s} \dot{Q}_s^* \right) - \frac{1}{\sigma} V_{dr} - \frac{1}{\sigma} (-R_r I_{dr} + g \omega_s \sigma I_{qr}) \right) \quad (3.48)$$

On prend :

$$V_{dr} = V_{dr}^{eq} + V_{dr}^n \quad (3.49)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :  $S(I_{dr}) = \dot{S}(I_{dr}) = V_{dr}^n = 0$ . Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$V_{dr}^{eq} = \sigma \left( \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{MV_s} \dot{Q}_s^* \right) + R_r I_{dr} - g \omega_s \sigma I_{qr} \quad (3.50)$$

par conséquent :

$$V_{dr}^n = k_{V_{dr}} \text{sign}(S(I_{dr})) \quad (3.51)$$

$k_{V_{dr}}$  : Constante positive.

Nous pouvons créer un schéma fonctionnel, Figure 3.7, de la commande indirecte par mode glissant appliquée à la MADA en utilisant les équations (3.44), (3.45), et (3.50), (3.51).

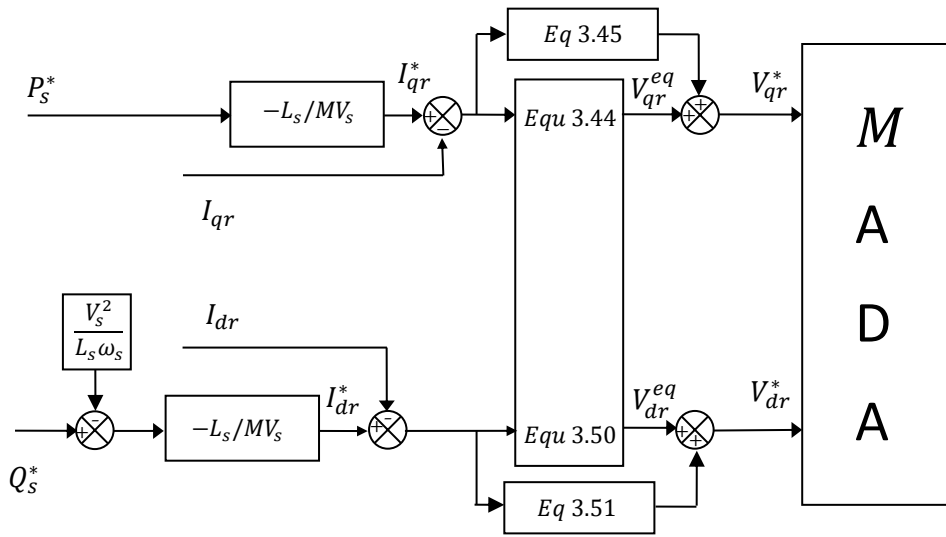


Figure 3.7 - Schéma bloc de la commande indirecte avec MG

Dans une version plus complexe, les références des courants rotoriques  $I_{qr}$  et  $I_{dr}$  peuvent être fournies par les régulateurs des puissances active et réactive, [44], [74].

### 3.5 La conception de la commande par mode glissant d'ordre deux (STSMC)

Comme on le sait, la méthode de commande par mode glissant est parmi les méthodes non linéaires les plus populaires, les plus répandues et les plus robustes. Cependant, son principal inconvénient est la présence d'oscillations, appelées broutements ou « chattering », [36], [60], [62], [76], [82].

Plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature pour minimiser le phénomène de broutement. Cependant, la commande par mode glissant d'ordre deux est considérée comme l'une des meilleures alternatives pour réduire le broutement et augmenter la robustesse lors de la phase de convergence vers la surface de glissement [96], [97], [98]. Les versions de la commande par mode glissant d'ordre deux (SOSMC), tels que "twisting algorithm", "suboptimal algorithm" et "super twisting algorithm" (STSMC) visent à appliquer en un temps fini un mode de glissement impliquant la surface de glissement et sa dérivée temporelle [25], [26], [27], [43]. Dans ce chapitre, nous avons choisi l'algorithme super-twisting en raison de ses avantages. Contrairement aux deux premières méthodes ("twisting algorithm" et "suboptimal algorithm"), l'algorithme STSMC n'utilise que la surface de glissement et ne nécessite pas le calcul de sa dérivée. La loi de commande STSMC est définie comme suit [99], [100], [101] :

$$U = U_1(t) + U_2(t) \quad (3.52)$$

Avec :

$$\dot{U}_1 = \begin{cases} -U & \text{if } |U| > U_M \\ -\alpha \text{sign}(S) & \text{if not} \end{cases} \quad (3.53)$$

$$U_2 = \begin{cases} -\zeta |S_0|^\delta \text{sign}(S) & \text{if } |U| > S_0 \\ -\zeta |S|^\delta \text{sign}(S) & \text{if not} \end{cases} \quad (3.54)$$

Où,  $S$  est la surface de glissement.

Pour assurer la stabilité du système,  $\alpha$ ,  $\zeta$  et  $\delta$  doivent satisfaire les conditions suivantes [102]:

$$\begin{cases} \alpha > \frac{C_0}{K_m} & 0 < \delta < 0.5 \\ \zeta^2 > \frac{4C_0K_M(\alpha + C_0)}{K_m^2K_M(\alpha + C_0)} & \text{if } \delta = 0.5 \end{cases} \quad (3.55)$$

Où  $S_0$ ,  $C_0$ ,  $K_m$  et  $K_M$  sont des constantes positives.

Si  $S_0 = \infty$ , une version simplifiée de l'algorithme STSMC sera donnée par [103]:

$$\begin{cases} U = -\zeta |S|^\delta \text{sign}(S) + U_1 \\ \dot{U}_1 = -\alpha \text{sign}(S) \end{cases} \quad (3.56)$$

En remplaçant la fonction de  $\text{sign}$  par une fonction  $\text{smooth}$ , le problème de broutement peut être réduit davantage.

$$\text{smooth}(t) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (3.57)$$

Où  $\mu$  est un coefficient positif.

La condition de stabilité est donnée par la condition de Lyapunov:

$$\dot{S} \times S < 0 \quad (3.58)$$

Les équations (3.52) à (3.57) représentent le contrôleur STSMC classique et la Figure 3.8 montre la structure de ce régulateur.

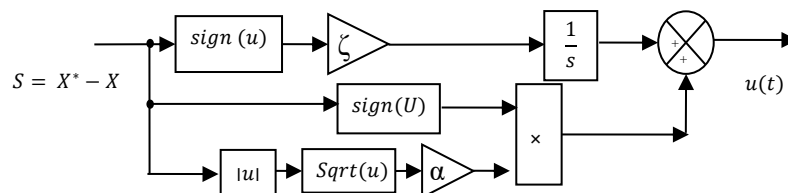


Figure 3.8 - Structure du régulateur STSMC traditionnel

### 3.5.1 Application de la commande par STSMC

Dans cette section, une technique FOC indirecte basée sur le contrôleur STSMC sera présentée. Les correcteurs sont utilisés pour la commande MPPT et le réglage des puissances active et réactive de la MADA. Cinq régulateurs STSMC avec plusieurs paramètres à régler, seront utilisée dans la structure finale, Figure 3.9. La conception de chaque contrôleur sera détaillée dans les paragraphes suivants.

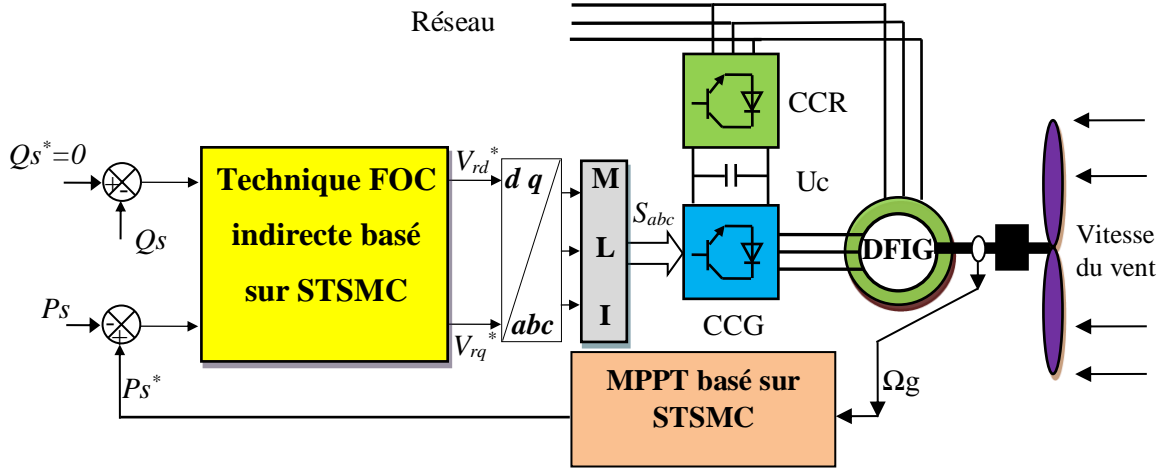


Figure 3.9 - Structure de la commande par le régulateur STSMC

### 3.5.2 Commande de la vitesse de l'éolienne

Pour concevoir le régulateur STSMC qui assure le réglage de la vitesse de la turbine, et par conséquent une MPPT précise, la surface de glissement choisie est supposée égale à l'erreur de la vitesse mécanique, comme suit :

$$S(\Omega_m) = \Omega_m^* - \Omega_m \quad (3.59)$$

Où  $\Omega_m$  et  $\Omega_m^*$  sont respectivement la vitesse mécanique mesurée et la vitesse de référence.

A partir de l'équation (3.56), la loi de commande de la vitesse mécanique, qui garantit le fonctionnement MPPT, est donnée par :

$$\begin{cases} T_{em}^* = -\zeta_1 |S(\Omega_m)|^{0.5} \text{smooth}(S(\Omega_m)) + T_1 \\ T_1 = -\int \alpha_1 \text{smooth}(S(\Omega_m)) dt \end{cases} \quad (3.60)$$

Où  $T_{em}^*$  est la sortie du régulateur de vitesse, qui représente le couple électromagnétique que le MADA doit générer pour contrer le couple mécanique de la turbine et extraire la puissance maximale. La structure de la commande de la vitesse par le contrôleur STSMC est donnée par la Figure 3.10.

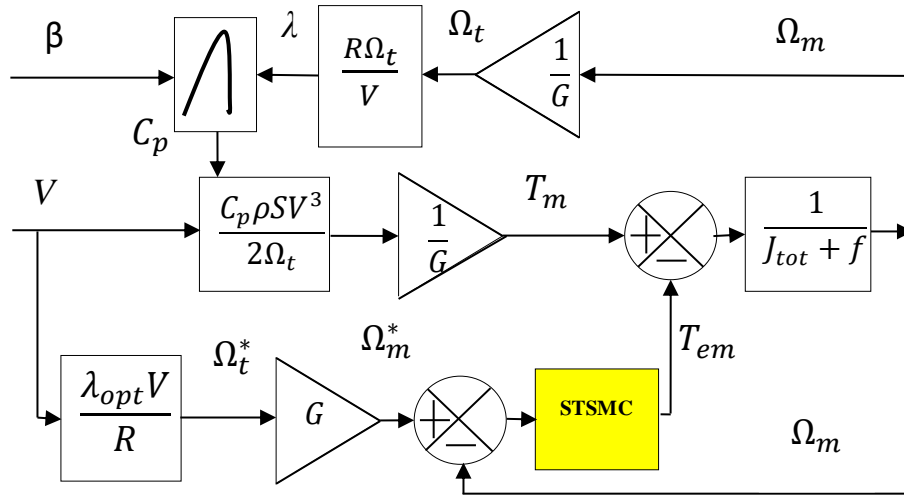


Figure 3.10 - Schéma fonctionnel du MPPT avec le régulateur STSMC

### 3.5.3 Commande du convertisseur côté rotor (CCG)

Le convertisseur coté rotor est utilisé pour régler les puissances active et réactive du stator de la MADA lorsque cette dernière est connectée à un réseau électrique. Pour améliorer les performances et l'efficacité de la commande FOC indirecte utilisant des PI traditionnelles ou des contrôleurs par mode glissant classique, une stratégie FOC indirecte, basée sur des régulateurs STSMC est utilisée. Dans la stratégie indirecte présentée, quatre régulateurs STSMC ont été utilisés : deux régulateurs pour contrôler les puissances active et réactive, et deux autres régulateurs pour contrôler les courants d-q du rotor. La Figure 3.11 montre le schéma de la stratégie présentée pour commander les puissances active et réactive de la chaîne de conversion éolienne basée sur une MADA.

#### 3.5.3.1 Commande de la puissance active

Les surfaces de glissement choisies pour la puissance active et le courant en quadrature  $I_{qr}$  du rotor sont données par :

$$S(P_s) = P_s^* - P_s \quad (3.61)$$

$$S(I_{qr}) = I_{qr}^* - I_{qr} \quad (3.62)$$

A partir de l'équation (3.56), les deux lois de commande STSMC de la puissance active et du courant en quadrature  $I_{qr}$  du rotor sont données respectivement par (3.63) et (3.64).

$$\begin{cases} I_{qr}^* = \left( -\zeta_2 |S(P_s)|^{0.5} \text{smooth}(S(P_s)) + I_1 \right) \\ I_1 = -\int \alpha_2 \text{smooth}(S(P_s)) dt \end{cases} \quad (3.63)$$

$$\begin{cases} V_{qr}^* = -\zeta_3 |S(I_{qr})|^{0.5} \text{smooth}(S(I_{qr})) + V_1 \\ V_1 = -\int \alpha_3 \text{smooth}(S(I_{qr})) dt \end{cases} \quad (3.64)$$

Où  $I_{qr}^*$  et  $V_{qr}^*$  sont respectivement la sortie des contrôleurs STSMC de la puissance active et du courant en quadrature  $I_{qr}$  du rotor.

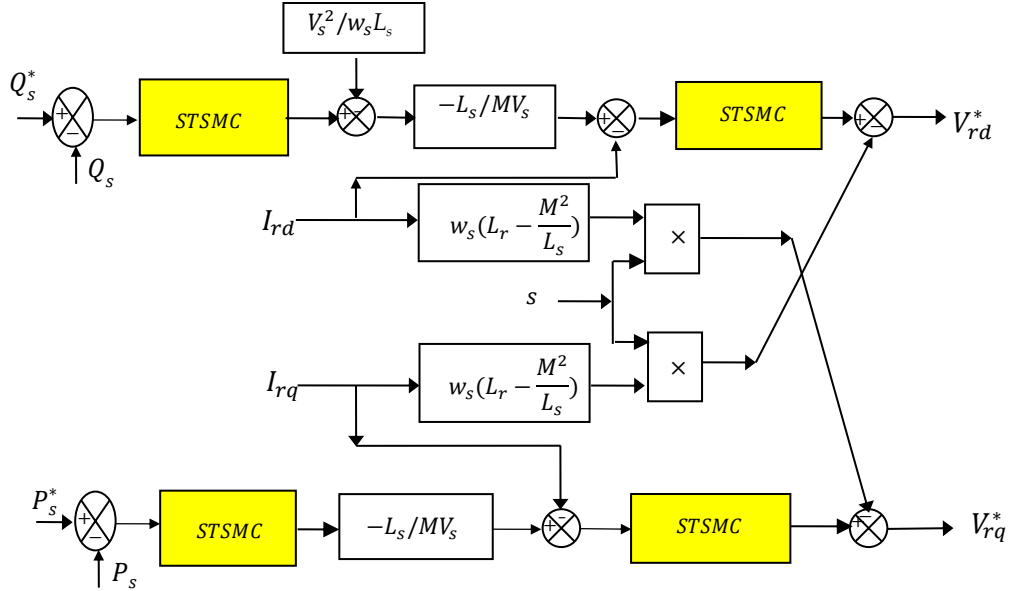


Figure 3.11 - Schéma fonctionnel de la technique FOC indirecte avec des contrôleurs STSMC

### 3.5.3.2 Commande de la puissance réactive

Les surfaces de glissement choisies pour la puissance réactive et le courant directe  $I_{dr}$  du rotor sont données par :

$$S(Q_s) = Q_s^* - Q_s \quad (3.65)$$

$$S(I_{dr}) = I_{dr}^* - I_{dr} \quad (3.66)$$

A partir de l'équation (3.56), les deux lois de commande STSMC de la puissance réactive et du courant  $I_{dr}$  du rotor sont données respectivement par (3.67) et (3.68).

$$\begin{cases} I_{dr}^* = \left( -\zeta_4 |S(Q_s)|^{0.5} \text{smooth}(S(Q_s)) + I_2 \right) \\ I_2 = -\int \alpha_4 \text{smooth}(S(Q_s)) dt \end{cases} \quad (3.67)$$

$$\begin{cases} V_{dr}^* = -\zeta_5 |S(I_{dr})|^{0.5} \text{smooth}(S(I_{dr})) + V_2 \\ V_2 = -\int \alpha_5 \text{smooth}(S(I_{dr})) dt \end{cases} \quad (3.68)$$

Où  $I_{dr}^*$  et  $V_{dr}^*$  sont respectivement la sortie des régulateurs STSMC de la puissance réactive et du courant en directe  $I_{dr}$  du rotor.

### 3.6 Résultats de simulation

Pour analyser les performances des deux méthodes non linéaires présentées dans ce chapitre, à savoir : la commande par mode glissant classique, directe et indirecte, et la commande indirecte par mode glissant de deuxième ordre STSMC, un système éolien basé sur la MADA est développé dans l'environnement Matlab/Simulink et simulé pour une vitesse de vent variable. De plus, les performances des deux stratégies présentées sont comparées à travers un test de suivi et un test de robustesse. Les paramètres de la turbine et de la MADA sont donnés dans le chapitre 2.

Le profil de la vitesse du vent utilisé pour le processus de commande est donné sur la Figure 3.12.

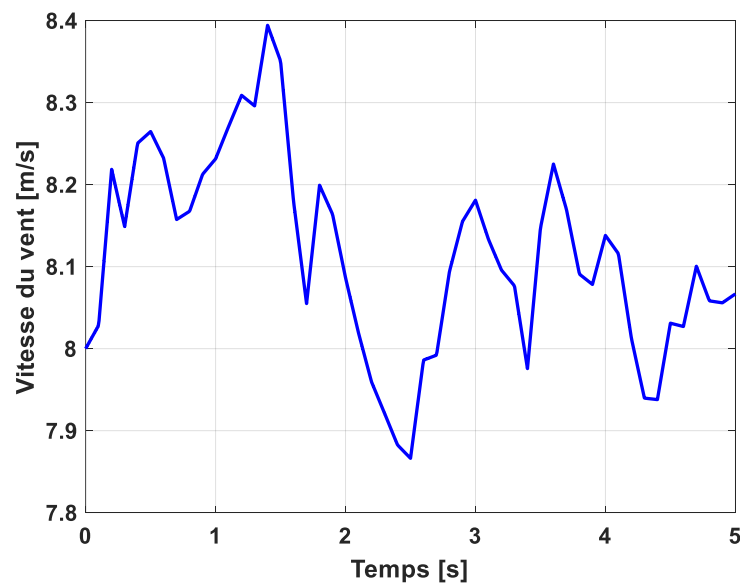


Figure 3.12 - Profil de la vitesse du vent

Les paramètres des cinq contrôleurs STSMC, sont donnés dans le Tableau 3.1.

Tableau 3.1 - Paramètres des régulateurs STSMC

STSMC	Coefficient	Valeur
Vitesse de la turbine	$\zeta_1$	29000000.5974
	$\mu_1$	0.1491
	$\alpha_1$	80515.4192
	$\mu_2$	0.9164
Puissance active	$\zeta_2$	12.1837
	$\mu_3$	2550.0283

	$\alpha_2$	50000.2548
	$\mu_4$	100.4961
Courant rotorique sur l'axe q	$\zeta_3$	101.7892
	$\mu_5$	10.5021
	$\alpha_3$	2.2484
	$\mu_4$	8.5822
Puissance réactive	$\zeta_4$	120.6591
	$\mu_7$	911.3584
	$\alpha_4$	20000.7452
	$\mu_8$	100.4284
Courant rotorique sur l'axe d	$\zeta_5$	60.8245
	$\mu_9$	10.1059
	$\alpha_5$	0.0184
	$\mu_{10}$	100.6351

### 3.6.1 Test de suivi (TS)

Dans cette partie, nous rapportons les résultats de la commande, par les deux méthodes présentées dans ce chapitre, de la chaîne de conversion éolienne basée sur le MADA. Ceci est dans le but d'évaluer l'efficacité des régulateurs à assurer un bon suivi de la vitesse de référence, donc la précision de la commande MPPT, et le réglage des puissances actives et réactives injectées dans le réseau électrique.

La Figure 3.13 montre que la vitesse de la turbine suit de près sa référence pour les deux méthodes de commande indirecte (Mode glissant et STSMC), ce qui prouve que la méthode MPPT fonctionne comme prévu. Cependant, la Figure 3.14 montre que le STSMC permet une meilleure précision de contrôle de la vitesse, donc une MPPT plus précise.

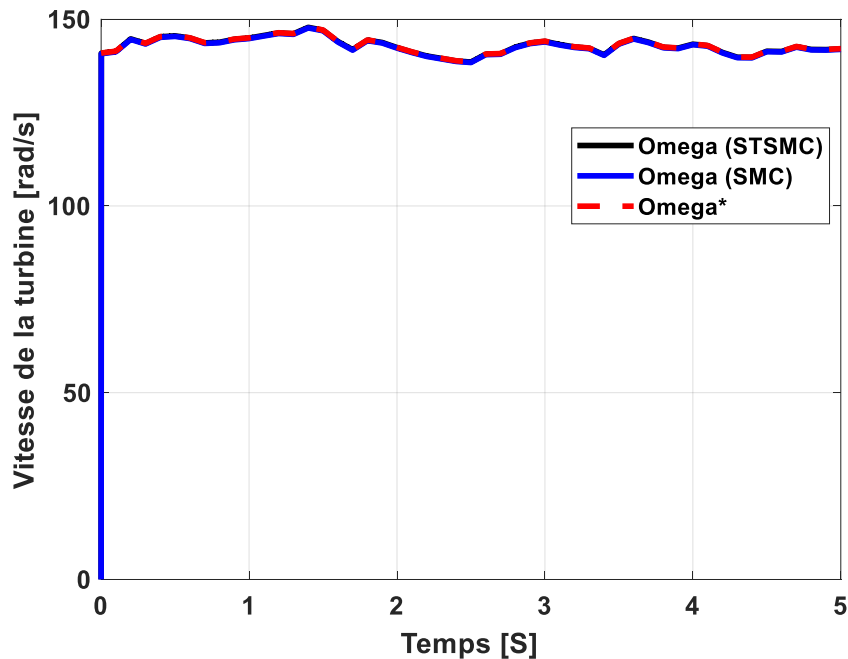


Figure 3.13 - Vitesse de la turbine



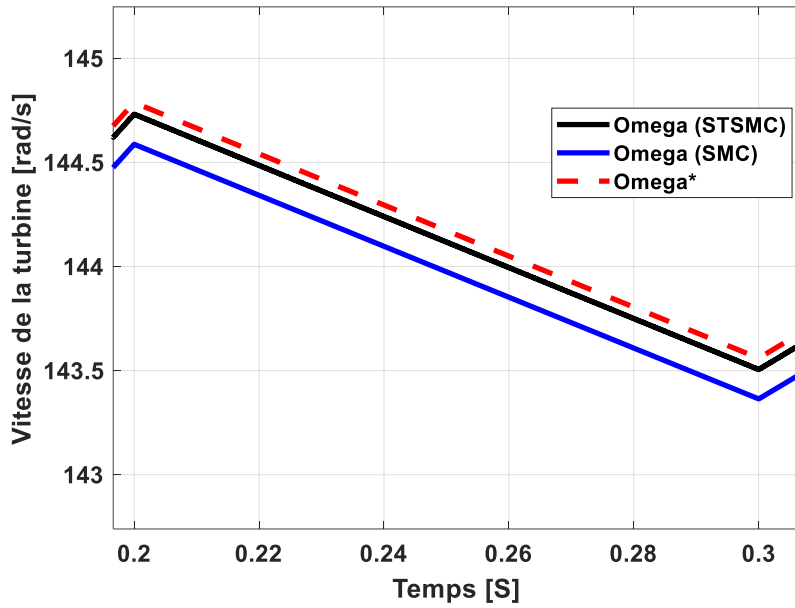


Figure 3.14 - Zoom sur la vitesse de la turbine

Les Figures 3.15 et 3.16 montrent que les puissances actives et réactives suivent complètement leurs références pour la commande directe et indirecte par mode glissant et pour la commande STSMC, et que les performances sont assez proches en termes de dépassement et de réponse dynamique.

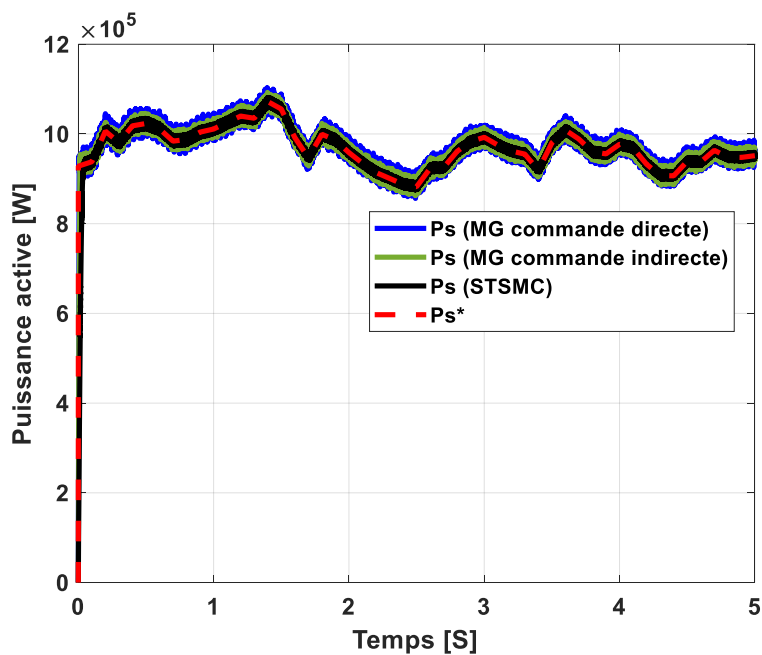


Figure 3.15 - La puissance active

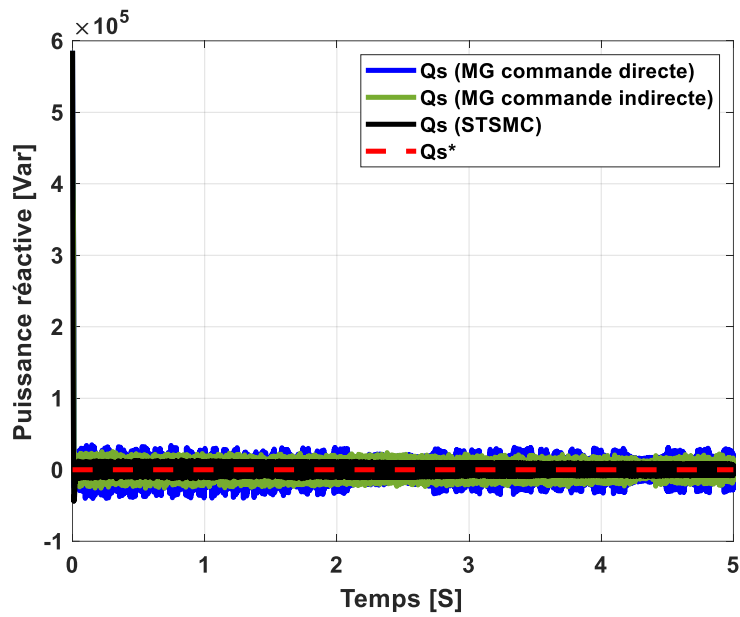


Figure 3.16 - La puissance réactive

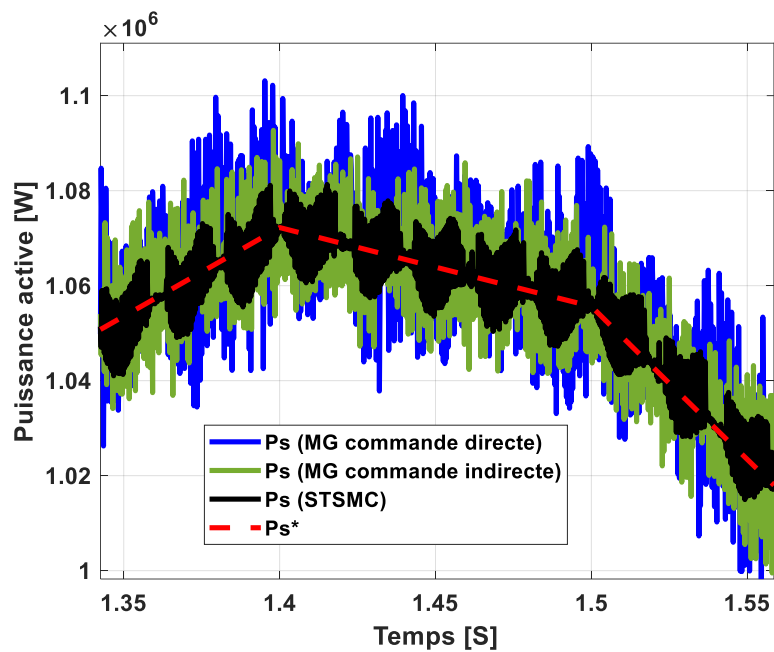


Figure 3.17 - Zoom sur la puissance active

Les Figures 3.17 et 3.18 montrent un zoom sur la puissance active et la puissance réactive obtenue par les trois méthodes, il est évident que la commande STSMC génère moins d'oscillations que les deux méthodes directe et indirecte par mode glissant classique. Cependant, d'après les mêmes figures, la commande indirecte est meilleure que la commande directe en termes d'oscillations.

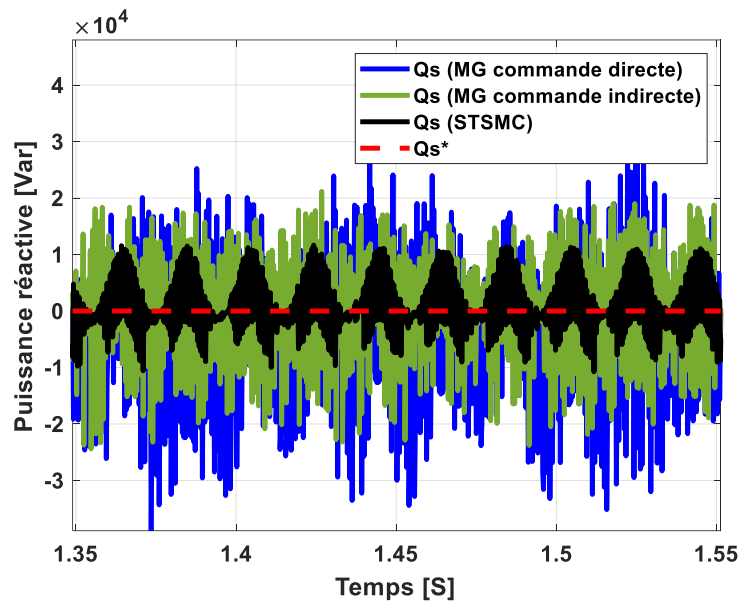


Figure 3.18 - Zoom sur la puissance réactive

Les Figures 3.19, 3.20 et 3.21 montrent la forme des courants statoriques produits par les trois méthodes de commande. Elles nous montrent aussi que l'évolution du courant statorique est liée globalement à la variation de la puissance active de référence qui, elle aussi, varie en fonction de la vitesse du vent.

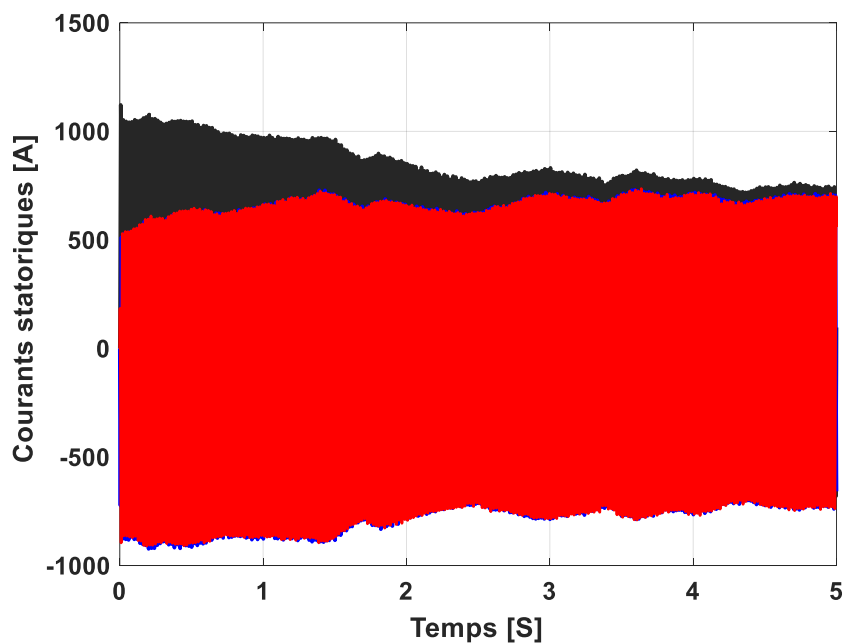


Figure 3.19 - Les courants statoriques (commande directe par mode glissant)

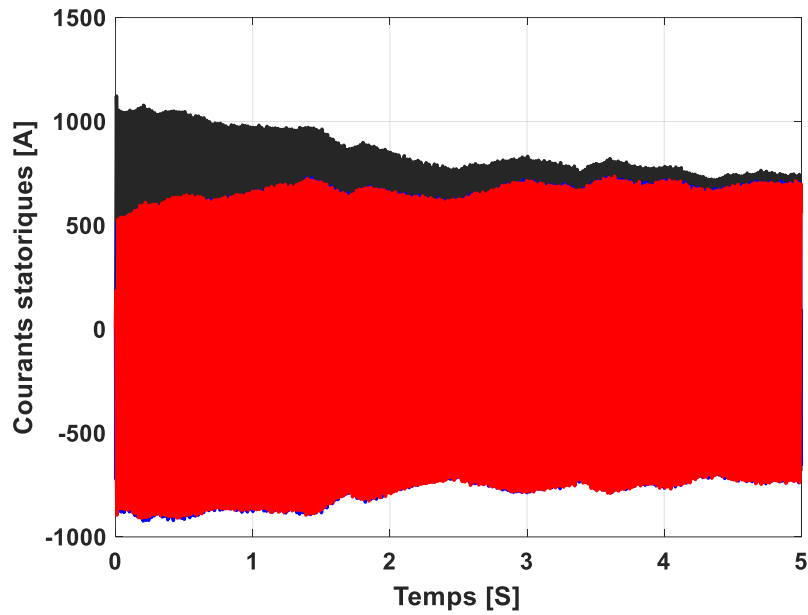


Figure 3.20 - Les courants statoriques (commande indirecte par mode glissant)

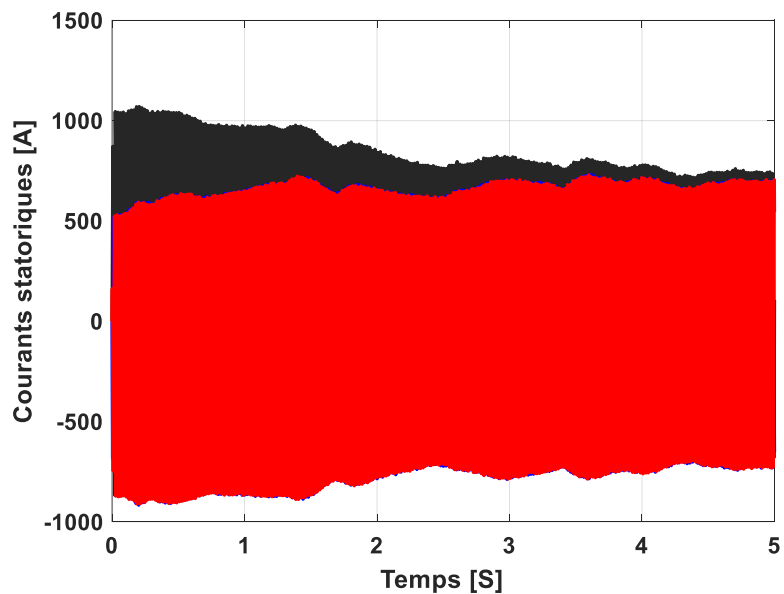


Figure 3.21 - Les courants statoriques (STSMC)

D'autre part, les Figures 3.22, 3.23 et 3.24 montrent un zoom sur les courants statoriques (l'intervalle entre 4.95 et 5 secondes). Il est clair que les trois courants du stator possèdent des formes sinusoïdales et présentent des oscillations, causés principalement par l'onduleur de tension et la fonction discontinue du contrôleur à mode glissant (chattering), ce qui indique que le réseau reçoit de l'énergie électrique avec une quantité d'harmoniques insérée. Pour le cas du

contrôleur STSMC le courant est plus lisse. Cela est expliqué par l'action du terme discontinu qui agit sur la dérivée de la surface de glissement et non pas sur la surface elle-même.

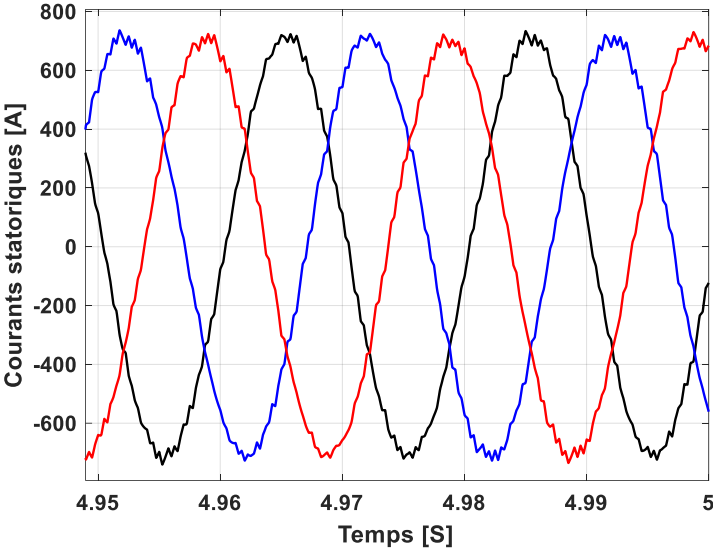


Figure 3.22 - Zoom sur les courants statoriques (MG commande directe)

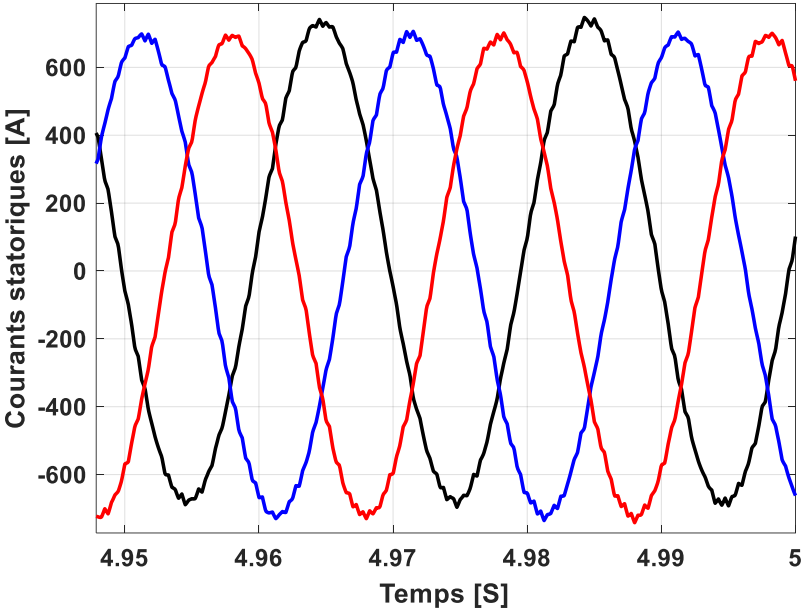


Figure 3.23 - Zoom sur les courants statoriques (MG commande indirecte)

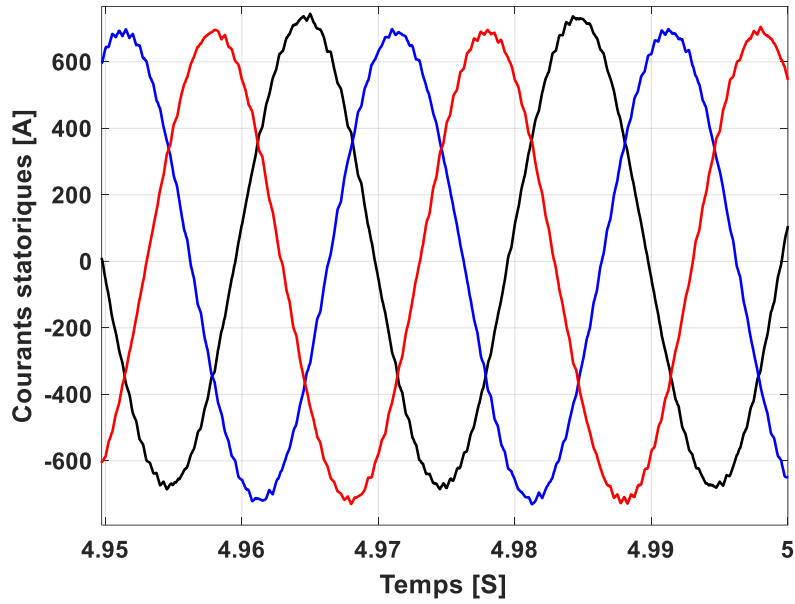


Figure 3.24 - Zoom sur les courants statoriques (STSMC)

Les Figures 3.25, 3.26 et 3.27 montrent les valeurs de THD des courants statoriques pour chaque technique de commande. D'après ces deux figures, on peut déduire que la commande par la méthode STSMC a fourni une valeur de THD du courant statorique inférieure à celles des commandes directe et indirecte. Par rapport à la commande directe, la commande par la méthode STSMC a réduit le THD du courant statorique d'environ 61,36 %, et d'environ 47,20 % par rapport à la commande indirecte

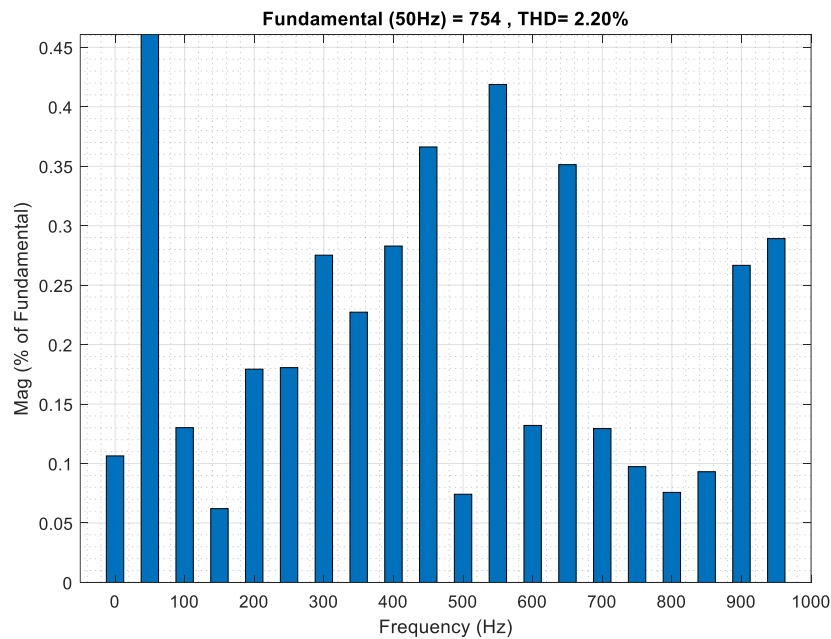


Figure 3.25 - La valeur THD du courant statorique (MG commande directe)

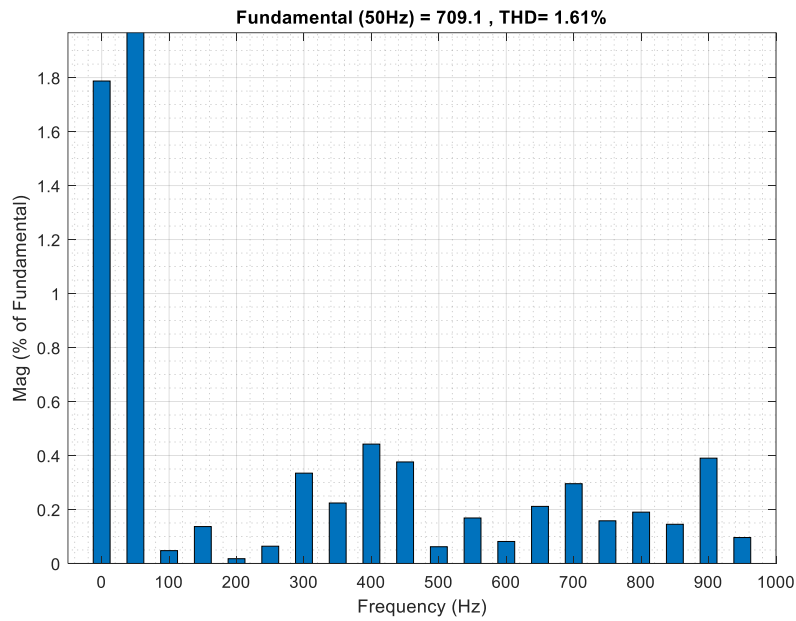


Figure 3.26 - La valeur THD du courant statorique (MG commande indirecte)

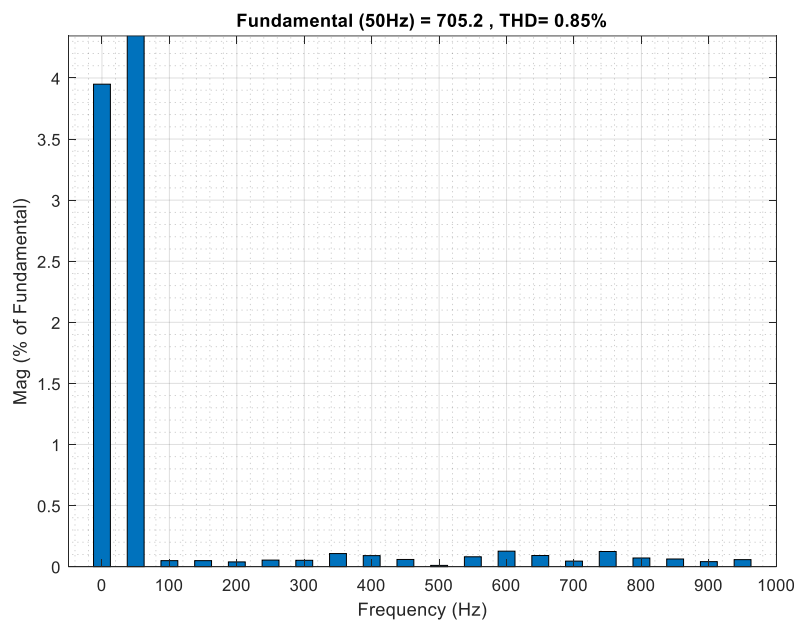


Figure 3.27 - La valeur THD du courant statorique (STSMC)

### 3.6.2 Test de robustesse (TR)

Ce test vise à étudier la robustesse des deux commandes directe et indirecte utilisant des correcteurs par mode glissant et la commande STSMC indirecte.

Dans ce test,  $L_r$ ,  $L_s$  et  $M$  sont multipliés fois 0,5 et les valeurs de  $R_r$  et  $R_s$  sont multipliées fois 2.

Les Figures 3.28 et 3.29 montrent que la puissance active et la puissance réactive suivent les valeurs de référence pour chacune des trois méthodes de commande : directe, indirecte et STSMC. Cependant, les Figures 3.30 et 3.31 montrent que les oscillations des puissances ont augmenté par rapport au cas normal (sans variation paramétrique).

Les courants statoriques générés par le générateur sous contrôle directe, indirecte et STSMC sont respectivement illustrés par les Figures 3.32, 3.33 et 3.34.

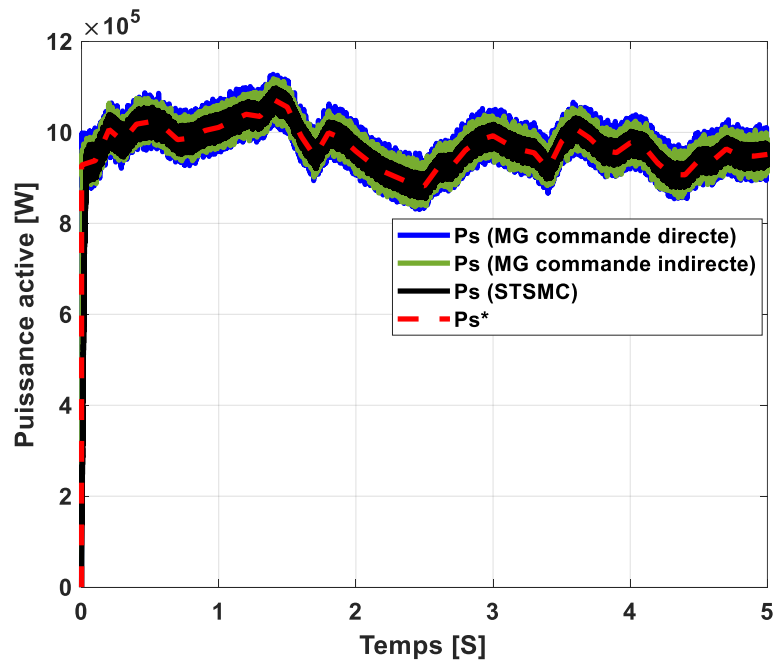


Figure 3.28 - La puissance active

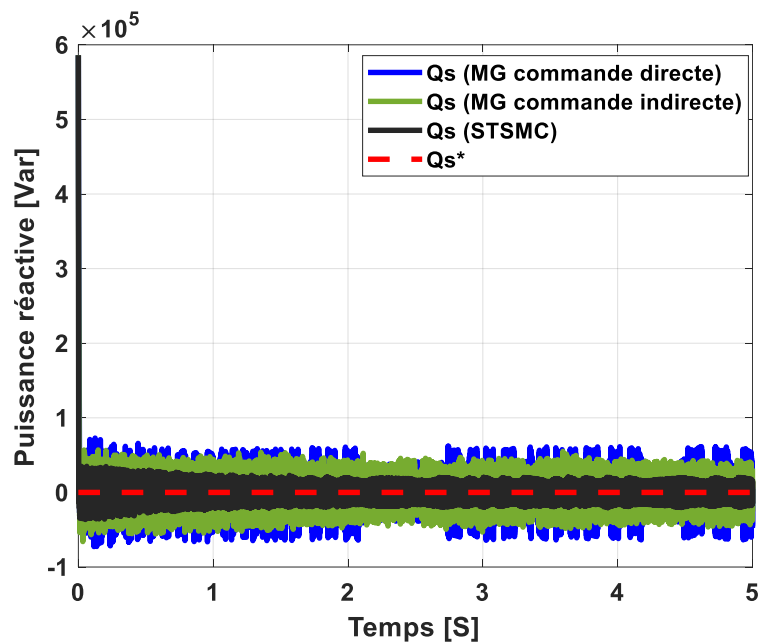


Figure 3.29 - La puissance réactive



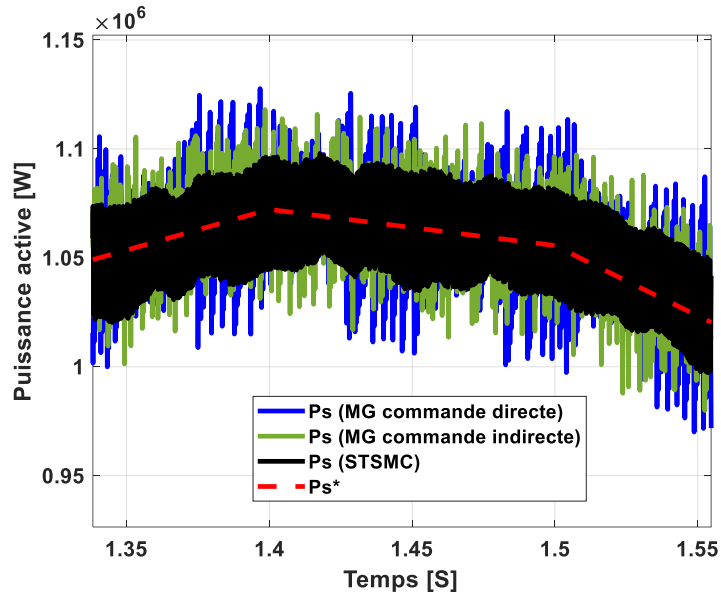


Figure 3.30 - Zoom sur la puissance active

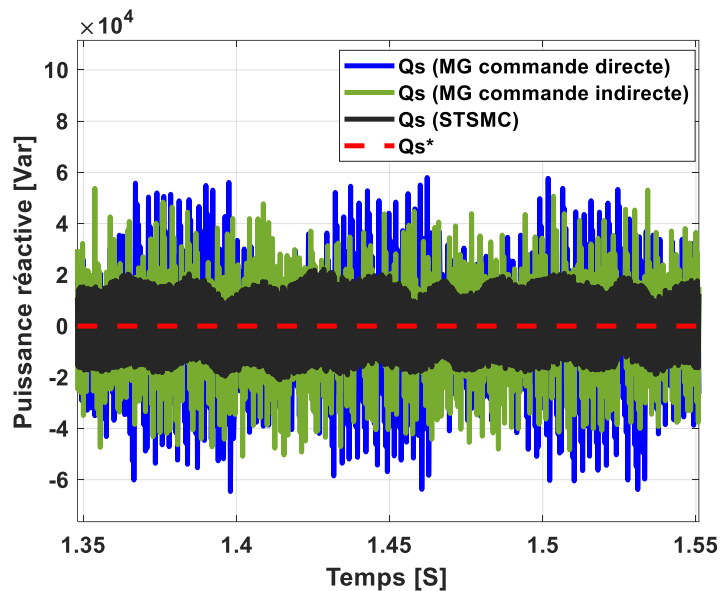


Figure 3.31 - Zoom sur la puissance réactive

Des zooms sur les courants du stator, obtenus par les trois méthodes, sont présentés sur les Figures 3.32, 3.33 et 3.34. Ces courants ont des formes très proches, donc c'est très difficile de faire une comparaison entre ces courants en se basant uniquement sur leurs formes. C'est pour cette raison nous avons calculé le taux d'harmonique de chaque courant. La valeur THD des courants statoriques pour les trois techniques est présentée aux Figures 3.35, 3.36 et 3.37. D'après ces données, la commande par STSMC réduit la valeur THD des courants statoriques d'environ 55,87 % par rapport à la commande directe, et 47,14 % par rapport à la commande indirecte par mode glissant classique.

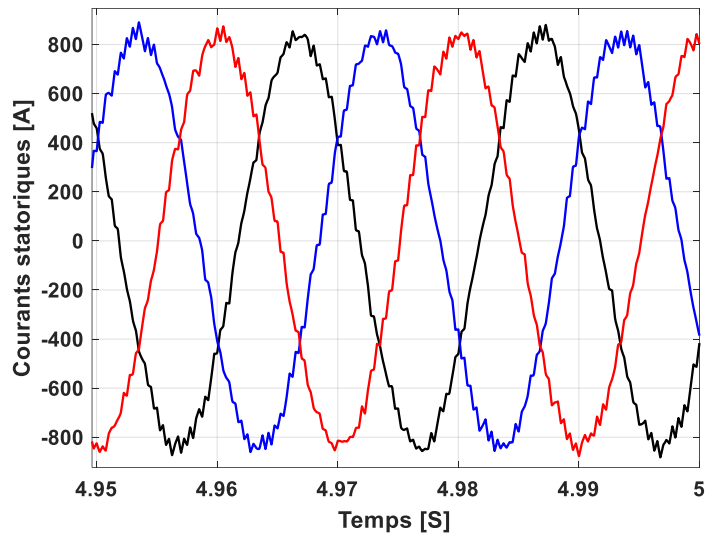


Figure 3.32 - Zoom sur les courants statoriques (MG commande directe)

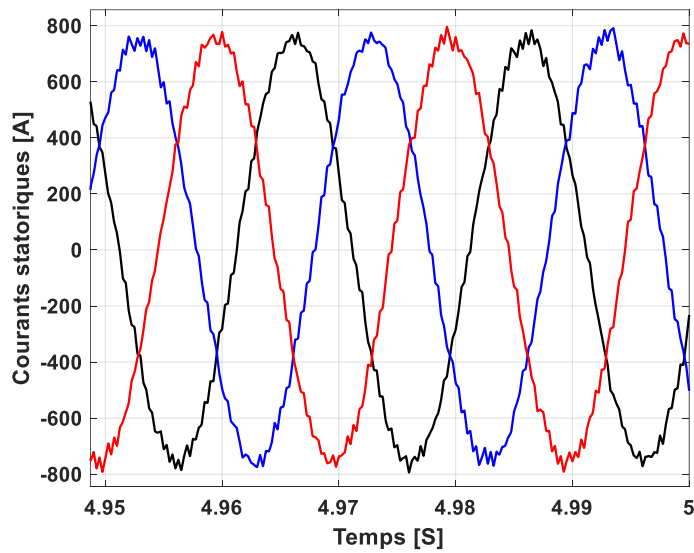


Figure 3.33 - Zoom sur les courants statoriques (MG commande indirecte)

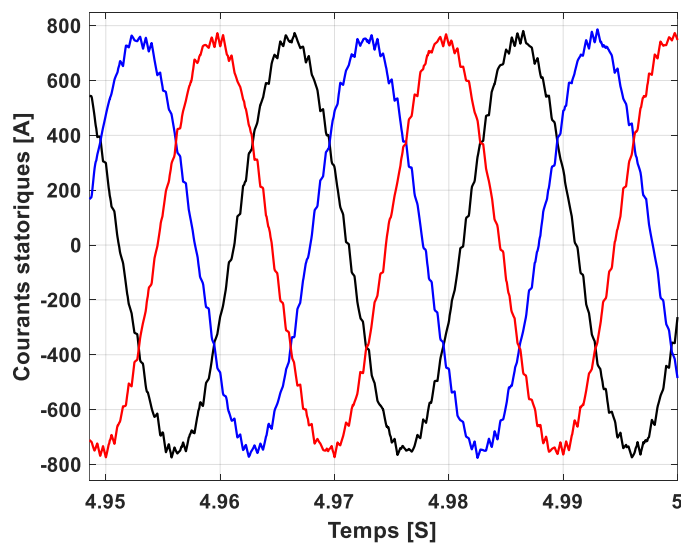


Figure 3.34 - Zoom sur les courants statoriques (STSMC)

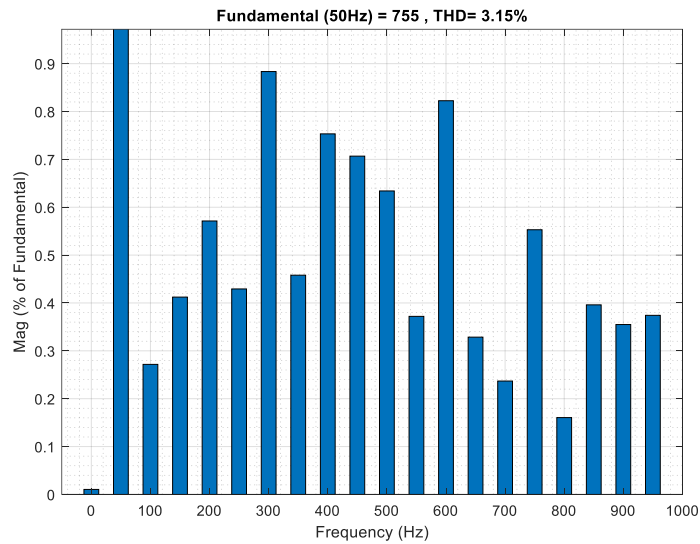


Figure 3.35 - La valeur THD du courant statorique (MG commande directe)

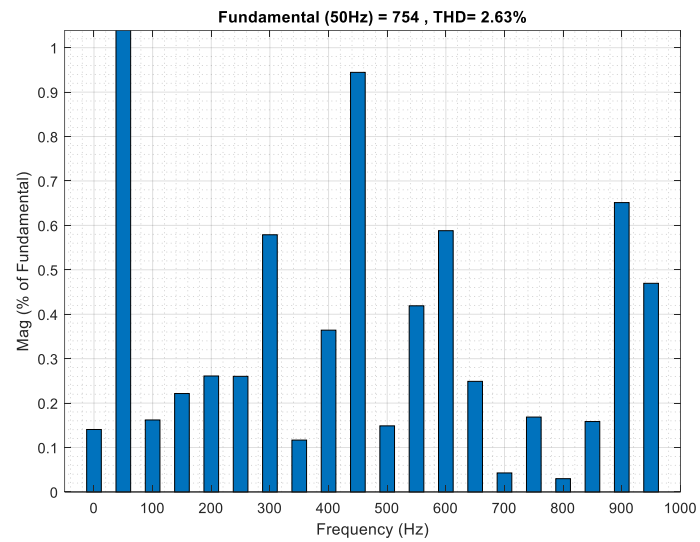


Figure 3.36 - La valeur THD du courant statorique (MG commande indirecte)

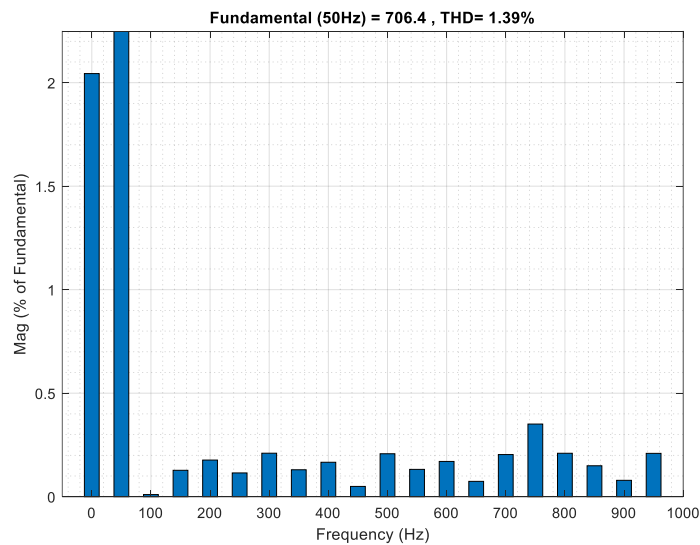


Figure 3.37 - La valeur THD du courant statorique (STSMC)

### 3.7 Conclusion

Ce chapitre décrit la modélisation et la commande d'une chaîne de conversion éolienne basée sur une MADA. Deux méthodes de commande, directe et indirecte, basées sur la commande par mode glissant classique ont été présentées au début du chapitre. Ces contrôleurs non linéaires sont utilisés pour régler les puissances active et réactive et assurer un suivi du point de puissance maximale. Cependant, pour réduire l'effet de chattering qui caractérise la commande par mode glissant, ce qui permet de réduire les oscillations des puissances et des courants, une commande par mode glissant d'ordre deux (02) de type super-twisting a été présentée et appliquée pour régler les puissances et assurer une MPPT précise.

La comparaison par simulation entre la commande par mode glissant et la commande STSMC, montre que cette dernière assure un réglage des puissances et une MPPT plus précise, donc un bon suivi de la puissance maximale qui se traduit par un meilleur rendement même lors du test de robustesse.

D'autre part, les résultats confirment la supériorité et l'efficacité de la commande indirecte en termes de diminution des ondulations du courant et de puissance réactive et active injectées dans le réseau.

Les remarques suivantes résument les résultats importants de ce chapitre :

- Les commandes directe et indirecte par mode glissant présentent une bonne robustesse par rapport aux variations paramétriques.
- Les contrôleurs par mode glissant assurent un bon réglage des puissances et une MPPT précise, cependant des oscillations sont générés à cause de l'effet de chattering.
- Par rapport à la commande directe, la technique indirecte réduit les ondulations des puissances et des courants.
- La comparaison par simulation entre la commande par mode glissant et la commande STSMC, montre que cette dernière assure un réglage des puissances avec moins d'oscillations et un THD du courant très faible.

# 4. Commande par FOPI-STSMC de l'éolienne

## 4.1 Introduction

Ce chapitre présente une nouvelle méthode non linéaire basée sur une combinaison de trois méthodes différentes (régulateur PI fractionnaire, l'algorithme super-twisting et l'algorithme d'optimisation par essaims de particules) pour commander la MADA et réduire les fluctuations du courant et de la puissance active et réactive injectées au réseau électrique. Pratiquement, ce régulateur est un contrôleur par mode glissant de deuxième ordre de type STSMC basé sur une surface de glissement de type proportionnelle-intégrale d'ordre fractionnaire (FOPI) et une fonction *smooth* pour remplacer la fonction *sign* classique. Les principaux avantages de ce correcteur, appelé FOPI-STSMC, sont : sa capacité à réduire le problème de chattering qui caractérise le mode glissant classique, une bonne robustesse aux incertitudes du modèle comparable, ou meilleur, à celle du mode glissant classique et une flexibilité remarquable à cause des paramètres de réglage apportés par la surface de type PI fractionnaire. Cependant, le choix des paramètres optimaux de ce régulateur est très difficile, voire impossible si plusieurs contrôleurs FOPI-STSMC sont utilisés en même temps pour contrôler un système complexe. Pour surmonter ce problème, l'algorithme d'optimisation PSO est utilisé pour trouver les meilleurs paramètres possibles de cinq contrôleurs FOPI-STSMC utilisés pour régler les puissances et les courants de la MADA et, aussi, pour assurer le suivi de la puissance maximale possible (MPPT).

Les performances du régulateur FOPI-STSMC proposé, basé sur l'algorithme PSO, ont été comparées à celles de la méthode indirecte par mode glissant classique à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK et les bibliothèques : SimPowerSystems (pour modéliser la chaîne de conversion) et FOMCON (bibliothèque dédiée pour les systèmes fractionnaires). Les résultats ont montré que le contrôleur PSO-FOPI-STSMC proposé réduit considérablement les oscillations du courant statorique et de la puissance active et réactive injectées au réseau.

Par ailleurs, les principales contributions de ce travail sont présentées comme suit :

1. Un nouveau régulateur FOPI-STSMC basé sur l'algorithme PSO est proposé pour réduire les ondulations de la puissance active, de la puissance réactive et du courant statorique de la chaîne de conversion éolienne basée sur une MADA.

2. Les régulateurs FOPI-STSMC proposés minimisent l'erreur de suivi de la vitesse et des puissances active et réactive.

3. La méthode indirecte basée sur les régulateurs FOPI-STSMC minimise la distorsion harmonique totale (THD) du courant statorique et des puissances.

4. Le régulateur FOPI-STSMC est robuste par rapport aux variations des paramètres de la MADA.

## 4.2 La conception du régulateur FOPI-STSMC

L'utilisation complémentaire des régulateurs FOPI et de l'algorithme STSMC sera détaillée dans ce chapitre pour améliorer les performances de la méthode FOC indirecte utilisant des contrôleurs par mode glissant traditionnels, présentée dans le troisième chapitre. En effet, trois méthodes différentes (FOPI, STSMC et PSO) ont été combinées afin d'obtenir une méthode non linéaire plus flexible et robuste.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté le principe de la commande STSMC. Dans ce qui suit, le principe du régulateur PI d'ordre fractionnaire et le fonctionnement de l'algorithme PSO seront présentés. En effet, un régulateur FOPI a des performances de commande supérieures à celles du régulateur PI traditionnel en raison de ses paramètres réels supplémentaires  $\delta$  et  $\mu$ , qui peuvent fournir un degré de liberté supplémentaire pour améliorer la dynamique de réponse et la robustesse aux variations de paramètres [67]. L'expression du FOPI sera utilisée comme surface de glissement dans le contrôleur STSMC pour former un régulateur non linéaire plus complexe.

### 4.2.1 Le concept de régulateur FOPID

Les régulateurs PID traditionnels peuvent être insuffisants pour les systèmes complexes. Un régulateur d'ordre fractionnaire est introduit comme une alternative au régulateur PID traditionnel pour améliorer les performances. Le contrôleur FOPID ( $PI^\delta D^\mu$ ) dans le domaine temporel est exprimé comme suit [105], [106], [107], [108], [109]:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\delta} e(t) + K_d D^\mu e(t) \quad (4.1)$$

Où  $e(t)$  est le signal d'erreur ;  $u(t)$  est le signal de commande ;  $K_p$  est le gain constant proportionnel ;  $K_i$  est le gain constant intégral ;  $K_d$  est le gain constant différentiel ;  $\delta$  et  $\mu$  sont les termes intégral et différentiel d'ordre non entier, respectivement.

$D^\alpha$  est l'opérateur dérivé/intégral fractionnaire généralisé d'ordre  $\alpha$  fractionnaire. La description de Riemann-Liouville est couramment utilisée pour représenter un opérateur fractionnaire. L'opérateur fractionnaire est défini comme suit [101], [105], [106], [110]:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \left[ \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \right] \quad (4.2)$$

Où  $n$  est un entier qui satisfait la condition  $n-1 < \alpha < n$ ,  $\Gamma(.)$  est la fonction gamma d'Euler, et  $a$  et  $t$  sont les limites d'intégration.

La transformée de Laplace de l'équation (4.2) sous des conditions initiales nulles s'exprime comme suit [111]:

$$L\left\{{}_a D_t^\alpha f(t)\right\} = \int_0^\infty e^{-st} {}_a D_t^\alpha f(t) dt = s^\alpha F(s) \quad (4.3)$$

La fonction de transfert du contrôleur FOPID utilisant l'équation (4.1), peut être exprimée comme suit :

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i s^{-\delta} + K_d s^\mu \quad (4.4)$$

Nous avons choisi dans ce travail la structure FOPI, avec  $K_d = 0$ , qui est une forme générale du contrôleur PI.

#### 4.2.2 Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire

La simulation d'un opérateur d'ordre fractionnaire " $s^{-\delta}$  et  $s^\mu$ " est dans la plupart des cas très compliquée. Plusieurs techniques, permettant de simuler les opérateurs d'ordre fractionnaire, ont été développées dans la littérature. La plupart d'entre elles sont basées sur l'approximation dans le domaine " $s$ " de la fonction irrationnel (d'ordre non entier) de l'opérateur par une fonction rationnel (d'ordre entier). Ces techniques consistent à calculer la sortie du système en utilisant un modèle rationnel continu équivalent à l'aide d'une représentation spéciale [112, 113]. Elles sont appelées des approximations analogiques ou des approximations du domaine fréquentiel. Parmi ces méthodes on peut trouver [114, 115]:

- La méthode de Carlson
- La méthode de Matsuda
- La méthode de Charef
- La méthode EFC (Expansion Fractionnaire Continue)

- La méthode de Oustaloup
- La Méthode diffusive

Nous avons choisi dans ce travail la méthode d'approximation de Oustaloup.

#### 4.2.2.1 Méthode d'approximation de Oustaloup

Cette méthode est basée sur l'approximation, en temps continu, de la fonction transfert irrationnel de l'opérateur d'ordre fractionnaire  $s^\mu$  à une fonction transfert rationnel. Cette approximation utilise une distribution récursive de  $N$  zéros, et  $N$  pôles se trouvant dans la bande de fréquence  $[w_b, w_h]$ , L'approximation par la méthode de Oustaloup de l'opérateur fractionnaire  $s^\mu$  est donnée par [116]:

$$G(s) = s^\mu \cong s_{[w_b, w_h]}^\mu \cong K \prod_{i=1}^N \frac{s + w_i'}{s + w_i} \quad , \quad \mu \in \mathfrak{R} \quad (4.5)$$

avec :  $N$  désigne le nombre des pôles et zéros récursifs.

Où: le gain, les pôles et les zéros peuvent être calculés respectivement à partir de :

$$K = Gain = w_h^\mu \quad (4.6)$$

$$w_i^\mu = Zéro = w_b \left( \frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{i+N+\frac{1}{2}(1-\mu)}{2N+1}} \quad (4.7)$$

$$w_i = Poles = w_b \left( \frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{i+N+\frac{1}{2}(1+\mu)}{2N+1}} \quad (4.8)$$

Nous choisissons  $N = 5$  et  $[w_b = 10^{-4}, w_h = 10^4]$

#### 4.2.3 L'optimisation par l'essaim de particules

L'optimisation par essaim de particules est une méthode d'optimisation stochastique, pour les fonctions non-linéaires, développée par le Dr. EBERHART et le Dr. KENNEDY en 1995 [117]. L'origine de cette méthode vient des observations faites lors des simulations informatiques du comportement des groupes d'oiseaux et de bancs de poissons par REYNOLD, HEPPNER et GRENANDER. Ces simulations ont mis en valeur la capacité des individus d'un groupe en mouvement à conserver une distance optimale entre eux et à suivre un mouvement global par rapport aux mouvements locaux de leur voisinage [117], [118]. En effet, les individus partent à la recherche des sources de nourriture dispersées de façon aléatoire dans un espace de recherche, et dès lors qu'un individu localise une source de nourriture, les autres individus vont alors chercher à s'approcher de lui ou de chercher dans



son voisinage. Ce comportement social basé sur l'analyse de l'environnement et du voisinage, constitue une méthode de recherche par l'observation du comportement des individus voisins de l'essaim, et des meilleures performances précédentes enregistrées [118], [119], [120], [121], [122].

#### 4.2.3.1 Principe de la méthode PSO

L'optimisation par essaim de particules repose sur un groupe d'individus initialement créés d'une manière aléatoire et de préférence homogène sur l'espace de recherche, que nous appelons particules, qui se déplacent dans l'espace de recherche. Chaque particule dispose d'une mémoire concernant sa meilleure solution passée ainsi que la capacité de communiquer avec les particules constituant son entourage. À partir de ces informations, la particule va suivre une direction composée de trois facteurs :

- Sa volonté à retourner vers sa meilleure solution optimale enregistrée,
- Sa volonté de se diriger vers la meilleure solution de l'essaim enregistrée depuis le début de la recherche.
- Sa volonté ou sa curiosité de s'aventurer pour explorer l'espace de recherche.

L'algorithme PSO de base est constitué des étapes suivantes : initialisation ou génération des positions et des vitesses initiales des particules, mise à jour de la vitesse, mise à jour de la position, mise à jour de la mémoire et enfin vérification du critère d'arrêt de l'algorithme [118], [121], [122], [101]. Les étapes suivantes sont illustrées par l'organigramme de la Figure 4.1 et expliquées ci-dessous :

##### a. Initialisation

La procédure d'initialisation permet aux particules de l'essaim d'être dispersées de manière aléatoire dans des plages prédéfinies à travers l'espace de recherche. L'équation suivante permet de créer la population initiale :

$$x_0^i = x_{\min} + rand(x_{\max} - x_{\min}) \quad (4.9)$$

Avec :

$x_{\min}$  et  $x_{\max}$  sont les limites inférieure et supérieure des variables.

##### b. Mise à jour de la vitesse

La meilleure position de la  $i^{eme}$  particule est nommée meilleure position locale  $Pbest_k^i$ . Cependant, la position de la meilleure solution de l'essaim depuis le début de la recherche est

appelée meilleure position globale  $Gbest_k^i$  de l'essaim actuel  $k$ . La formule de mise à jour de la vitesse  $v_i^{k+1}$  de chaque particule de l'essaim est donnée par :

$$v_i^{k+1} = wv_i^k + c_1rand (Pbest_i^k - X_i^k) + c_2rand (Gbest_i^k - X_i^k) \quad (4.10)$$

$X_i^k$  et  $v_i^k$  sont la position et la vitesse de la particule  $i$  à l'itération précédente  $k$ .

$w$  c'est le facteur d'inertie,  $c_1$  et  $c_2$  sont des constantes positives déterminées de façon empirique et suivant la relation  $c_1 + c_2 \leq 4$  et  $rand$  suit une loi uniforme sur  $[0,1]$ .

La stratégie de déplacement d'une particule est illustrée dans la Figure 4.1 [117]:

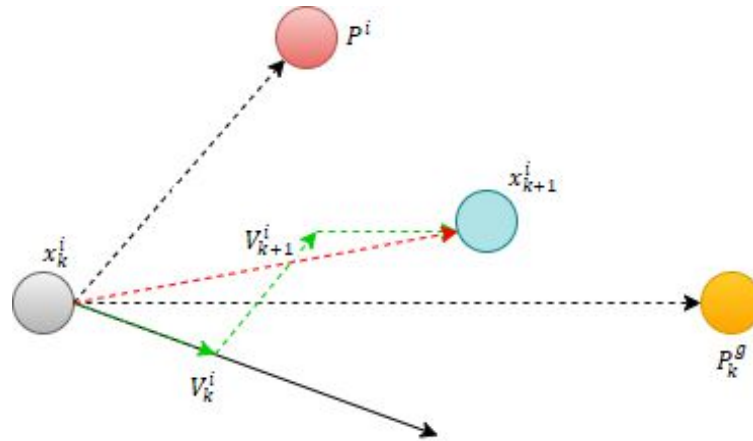


Figure 4.1 - Déplacement d'une particule

#### c. Mise à jour de la position

La position de chaque particule est mise à jour en utilisant sa vitesse comme indiqué par l'équation (4.11) :

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \quad (4.11)$$

#### d. Mise à jour de la mémoire

Dans cette étape, les meilleures positions locales de toutes les particules et la meilleure position globale sont mémorisées pour être utilisées dans la prochaine itération. Pour un problème de minimisation, la mise à jour est faite par les équations (4.12) et (4.13).

$$Pbest_i^k = P_i^k \quad \text{if} \quad f(Pbest_i^k) > P_i^k \quad (4.12)$$

$$Gbest_i^k = P_i^k \quad \text{if} \quad f(Gbest_i^k) > P_i^k \quad (4.13)$$

Où,  $f(x)$  c'est la fonction objective, appelée aussi fonction fitness.

### e. Critères d'arrêt

Les critères d'arrêt des algorithmes d'optimisation stochastique sont nombreux, on peut trouver dans la littérature :

- Nombre maximal des itérations.
- Stabilité de la meilleure solution après un certain nombre d'itération,
- Convergence de la moyenne des solutions vers la meilleure solution,

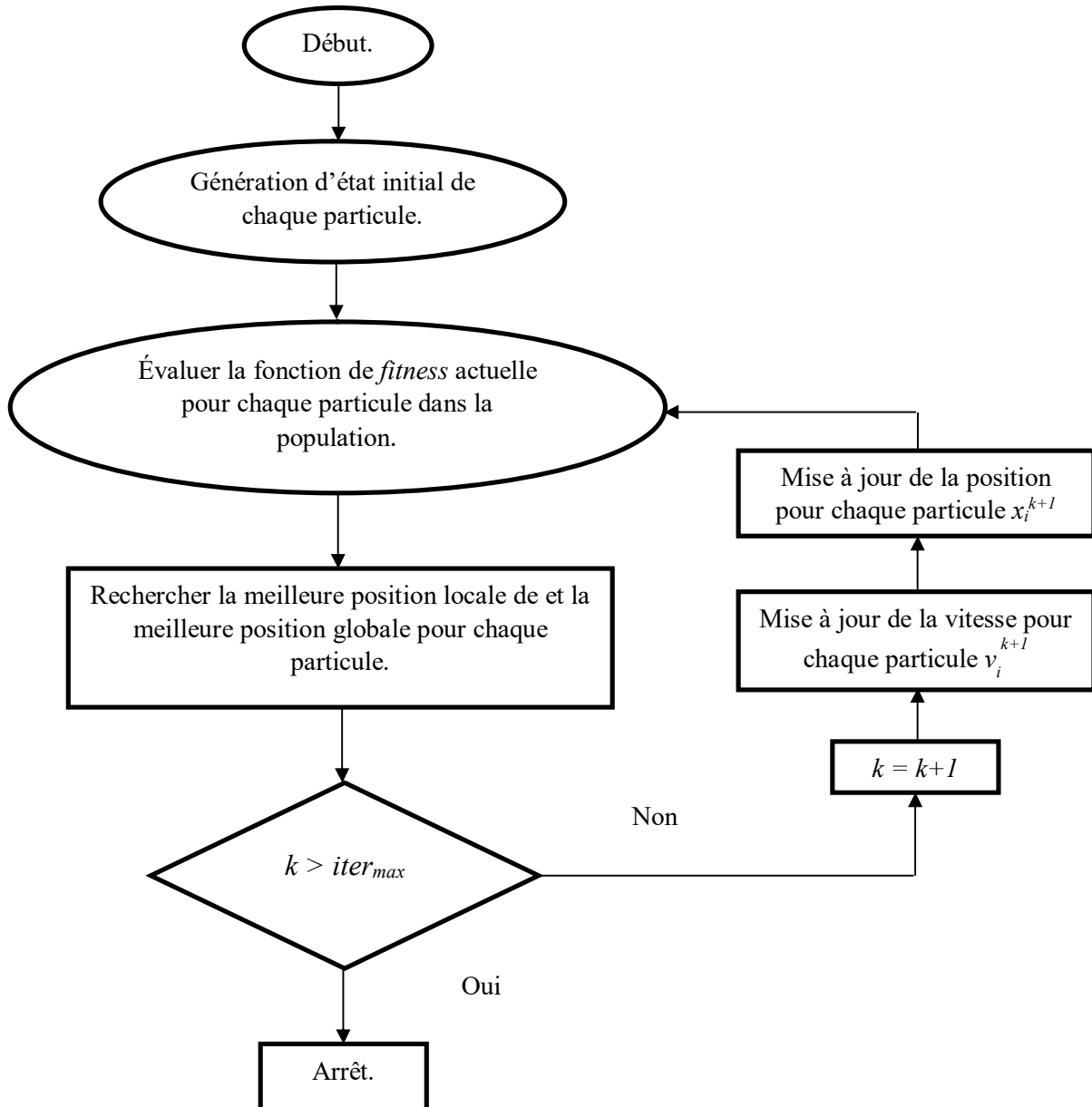


Figure 4.2 - L'organigramme de l'algorithme PSO

Cependant, la convergence vers la solution optimale globale n'est pas garantie dans tous les cas de figure, c'est le principal problème des méthodes stochastiques. Pour cette

raison, il est recommandé d'appliquer un critère d'arrêt sur le nombre des itérations pour que le programme ne s'exécute pas d'une manière indéfinie, sans arrêt. Ce nombre des itérations maximal, que nous noterons  $iter_{max}$ , doit être suffisamment grand pour que le programme donne une solution égale ou proche de l'optimum global.

Le principe de l'algorithme PSO peut être plus facilement visualisé grâce à l'organigramme donné par la Figure 4.2, [123], [124]:

Les paramètres PSO sont résumés dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1 - Paramètres de l'algorithme PSO

Paramètre	Valeur
Taille de l'essaim	50
Itération max	100
$c_1$	0.1
$c_2$	1.2
$w$	0.8

#### 4.2.4 Structure du régulateur FOPI-STSMC

La Figure 4.3 montre la structure générale du régulateur FOPI-STSMC proposé, des modifications peuvent être ajoutées en fonction du modèle du système que l'on veut commander.

Dans cette structure, la sortie du régulateur FOPI est utilisée comme surface de glissement, comme entrée, du contrôleur par mode glissant de deuxième ordre STSMC.

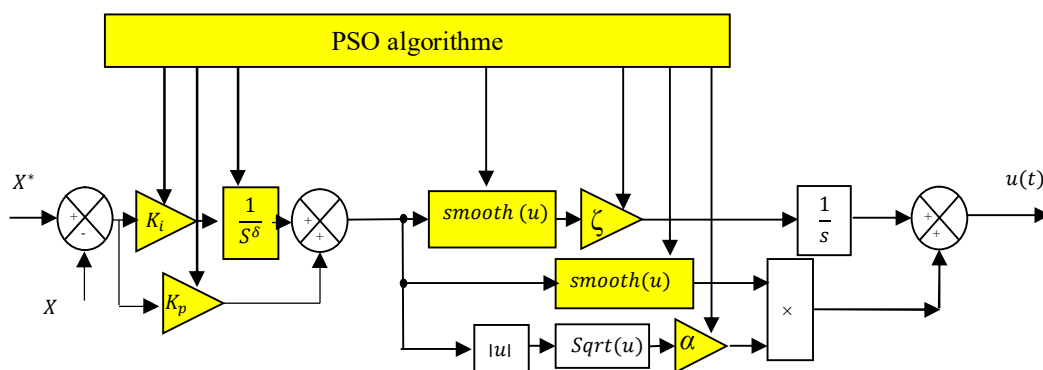


Figure 4.3 - Schéma fonctionnel général du régulateur FOPI-STSMC proposé

La puissance de cette structure, c'est qu'elle dispose de sept (07) paramètres à ajuster. Ces paramètres donnent une grande flexibilité à ce régulateur. Cependant, trouver les paramètres optimaux qui donnent les performances souhaitées, est une tâche très difficile,

voire impossible. C'est pour cette raison que nous avons utilisé un algorithme d'optimisation. Le choix est porté sur l'algorithme PSO à cause de ces avantages par rapport aux autres techniques :

- Très simple à programmer.
- Très rapide (faible temps d'exécution par itération),
- Une bonne exploration et exploitation de l'espace de recherche,
- Adapté aux problèmes continus (cas des variables continues).

### 4.3 Application du régulateur FOPI-STSMC pour commander la MADA

La structure proposée pour commander la chaîne de conversion éolienne, comporte cinq régulateurs FOPI-STSMC. En effet, quatre contrôleurs FOPI-STSMC (un par boucle) sont utilisés pour contrôler efficacement les deux courants des axes d-q et les puissances active et réactive de la MADA et un cinquième contrôleur FOPI-STSMC pour assurer le suivi de la puissance maximale (la commande MPPT).

La stratégie de la commande FOC indirecte proposée est illustrée par la Figure 4.4.

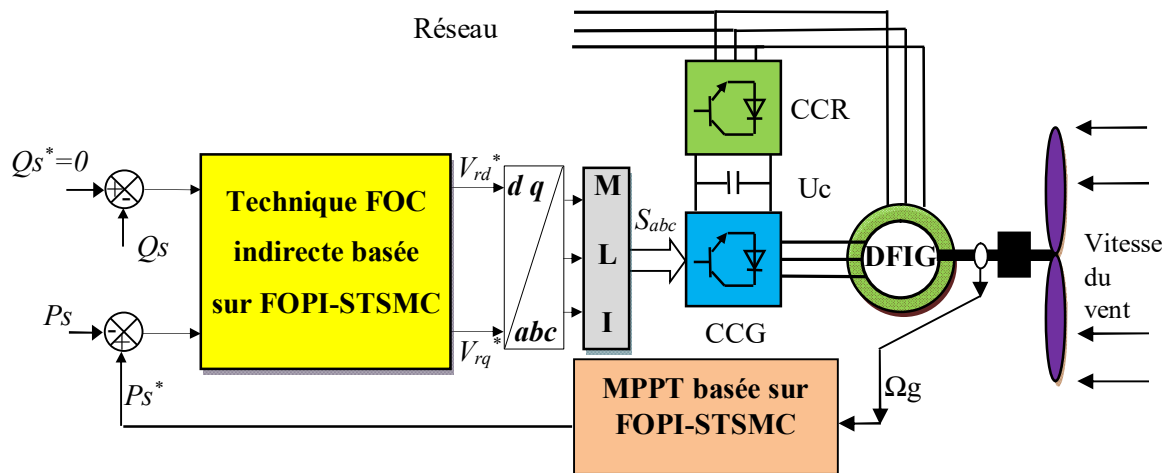


Figure 4.4 - Méthode de commande FOC indirecte de la chaîne de conversion éolienne par des contrôleurs FOPI-STSMC

Pour obtenir les meilleurs paramètres des cinq régulateurs POPI-STSMC, un problème d'optimisation est formulé en utilisant la formule d'erreur absolue intégrale (IAE), qui est la somme des erreurs absolues entre les valeurs réelles des courants, des puissances et de la vitesse, et leurs valeurs de référence respectivement :

$$IAE = \int_0^{\infty} (|\Delta I_{qr}| + |\Delta I_{dr}| + |\Delta P_s| + |\Delta Q_s| + |\Delta \Omega_m|) dt \quad (4.14)$$

Où,  $\Delta I_{rq} = I_{rq}^* - I_{rq}$  ;  $\Delta I_{rd} = I_{rd}^* - I_{rd}$  ;  $\Delta P_s = P_s^* - P_s$  ;  $\Delta Q_s = Q_s^* - Q_s$  ;  $\Delta \Omega_m = \Omega_m^* - \Omega_m$

Dans les parties suivantes, nous donnons plus de détails sur la structure des cinq contrôleurs FOPI-STSMC.

### 4.3.1 Commande de la vitesse de l'éolienne

Un régulateur FOPI-STSMC est développé pour assurer un contrôle précis et robuste de la vitesse de l'éolienne, ce qui garantit une commande MPPT précise.

La vitesse de référence d'une turbine dans la technique MPPT traditionnelle est exprimée comme suit :

$$\Omega_m^* = \frac{\lambda_{opt} V}{R} \quad (4.15)$$

Nous considérons l'erreur de vitesse mécanique suivante :

$$e(\Omega_m) = \Omega_m^* - \Omega_m \quad (4.16)$$

La surface de glissement utilisée dans cette étude est la même que celle de la structure du correcteur FOPI, donnée par l'équation (4.4). Le FOPI est plus flexible que le contrôleur PI conventionnel en raison de son paramètre de réglage supplémentaire (ordre intégral fractionnaire  $\delta$ ). La surface de glissement fractionnaire  $S$  est exprimée comme suit :

$$S(\Omega_m) = K_{p1}e(\Omega_m) + K_{i1}D^{-\delta}e(\Omega_m) \quad (4.17)$$

En utilisant la définition du régulateur STSMC, la loi de commande FOPI-STSMC de la vitesse mécanique, qui garantit le fonctionnement MPPT, est exprimée comme suit :

$$\begin{cases} T_{em}^* = -\zeta_1 |S(\Omega_m)|^{0.5} \text{smooth}(S(\Omega_m)) + T_1 \\ T_1 = -\int \eta_1 \text{smooth}(S(\Omega_m)) dt \end{cases} \quad (4.18)$$

Où  $T_{em}^*$  est la sortie du régulateur de vitesse FOPI-STSMC qui représente le couple électromagnétique de référence que la MADA doit générer pour contrer le couple mécanique de la turbine.

La Figure 4.5 montre le schéma fonctionnel de la commande MPPT proposée avec le contrôleur FOPI-STSMC.

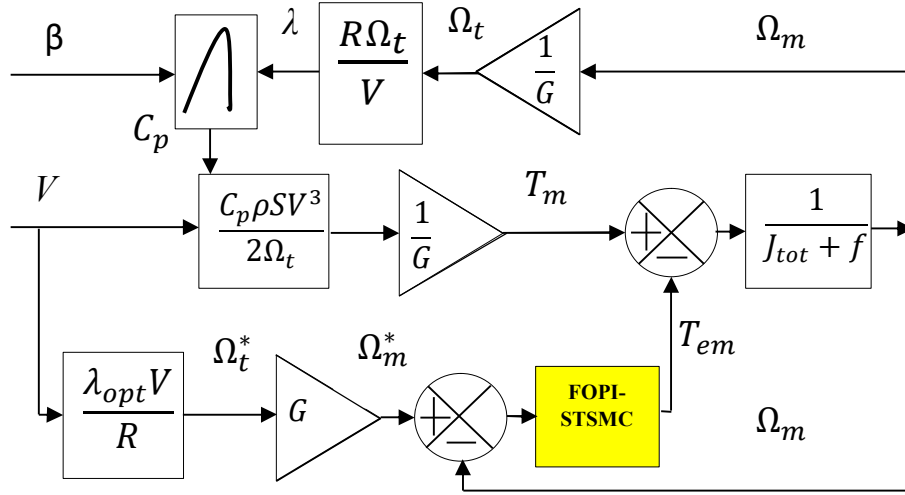


Figure 4.5 - Méthode de commande MPPT par un FOPI-STSMC

### 4.3.2 Commande de la puissance active

La commande de la puissance active du stator est constituée de deux contrôleurs FOPI-STSMC connectés en cascade. Un contrôleur est utilisé pour la puissance active du stator et l'autre pour le courant  $I_{qr}$  du rotor. Nous avons défini les erreurs suivantes pour les régulateurs de la puissance active et du courant :

$$e(P_s) = P_s^* - P_s \quad (4.19)$$

$$e(I_{qr}) = I_{qr}^* - I_{qr} \quad (4.20)$$

Les surfaces de glissement fractionnaires choisies pour les deux contrôleurs FOPI-STSMC sont exprimées comme suit :

$$S(P_s) = K_{p2}e(P_s) + K_{i2}D^{-\delta_2}e(P_s) \quad (4.21)$$

$$S(I_{qr}) = K_{p3}e(I_{qr}) + K_{i3}D^{-\delta_3}e(I_{qr}) \quad (4.22)$$

Les deux lois de commande FOPI-STSMC développées pour la puissance active et le courant rotorique  $I_{qr}$  de l'axe  $q$  sont exprimées, après tous les calculs, comme suit :

$$\begin{cases} I_{qr}^* = \left( -\zeta_2 |S(P_s)|^{0.5} \text{smooth}(S(P_s)) + I_1 \right) \left( -\frac{L_s}{MV_s} \right) \\ I_1 = -\int \eta_2 \text{smooth}(S(P_s)) dt \end{cases} \quad (4.23)$$

$$\begin{cases} V_{qr}^* = -\zeta_3 |S(I_{qr})|^{0.5} \text{smooth}(S(I_{qr})) + V_1 \\ V_1 = -\int \eta_3 \text{smooth}(S(I_{qr})) dt \end{cases} \quad (4.24)$$

où  $I_{qr}^*$  et  $V_{qr}^*$  sont les sorties des régulateurs FOPI-STSMC de la puissance active et du courant  $I_{qr}$ , respectivement.

### 4.3.3 Commande de la puissance réactive

Comme dans le cas de la puissance active, l'axe de commande de la puissance réactive contient deux régulateurs FOPI-STSMC connectés en cascade, un régulateur pour la puissance réactive et l'autre pour le courant de rotor  $I_{dr}$  de l'axe  $d$ . Les deux erreurs à l'entrée des régulateurs sont exprimées comme suit :

$$e(Q_s) = Q_s^* - Q_s \quad (4.25)$$

$$e(I_{dr}) = I_{dr}^* - I_{dr} \quad (4.26)$$

Les surfaces de glissement fractionnaires choisies pour les deux contrôleurs FOPI-STSMC sont exprimées comme suit :

$$S(Q_s) = K_{p4}e(Q_s) + K_{i4}D^{-\delta_4}e(Q_s) \quad (4.27)$$

$$S(I_{dr}) = K_{p5}e(I_{dr}) + K_{i5}D^{-\delta_5}e(I_{dr}) \quad (4.28)$$

Finalement, après simplification, les deux lois de commande FOPI-STSMC développées pour la puissance réactive et le courant rotorique  $I_{dr}$  de l'axe  $d$  sont exprimées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} I_{dr}^* = -\left(\zeta_4 |S(Q_s)|^{0.5} \text{smooth}(S(Q_s)) + I_2\right) \left(-\frac{L_s}{Mw_s}\right) + \frac{V_s}{Mw_s} \\ I_2 = -\int \eta_4 \text{smooth}(S(Q_s)) dt \end{cases} \quad (4.29)$$

$$\begin{cases} V_{dr}^* = -\zeta_5 |S(I_{dr})|^{0.5} \text{smooth}(S(I_{dr})) + V_2 \\ V_2 = -\int \eta_5 \text{smooth}(S(I_{dr})) dt \end{cases} \quad (4.30)$$

où  $I_{dr}^*$  et  $V_{dr}^*$  sont les sorties des régulateurs FOPI-STSMC de la puissance réactive et du courant  $I_{dr}$  respectivement.

Le schéma fonctionnel de réglage des puissances et des courants par les quatre correcteurs FOPI-STSMC est montré dans la Figure 4.6.



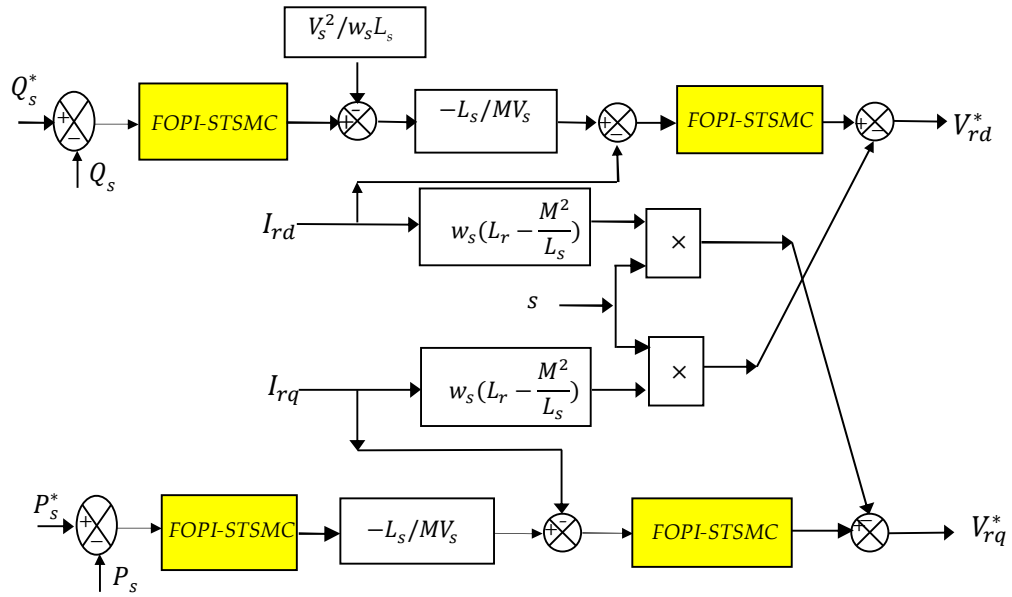


Figure 4.6 - Schéma fonctionnel de la méthode FOC indirecte à base du régulateur FOPI-STSMC

#### 4.4 Résultats de simulation

Dans cette partie nous présentons les résultats de la commande de la chaîne de conversion éolienne de 2.4 MW basée sur une MADA. L'ensemble du système éolien et sa commande ont été simulés en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK et les bibliothèques SimPowerSystems et FOMCON. L'objectif est d'analyser les performances des contrôleurs FOPI-STSMC appliquées dans la technique MPPT et les boucles de commande des puissances et des courants statoriques de la MADA. En outre, les performances du régulateur proposé sont comparées à celles de la commande par mode glissant classique pour le suivi des références et la robustesse aux variations des paramètres.

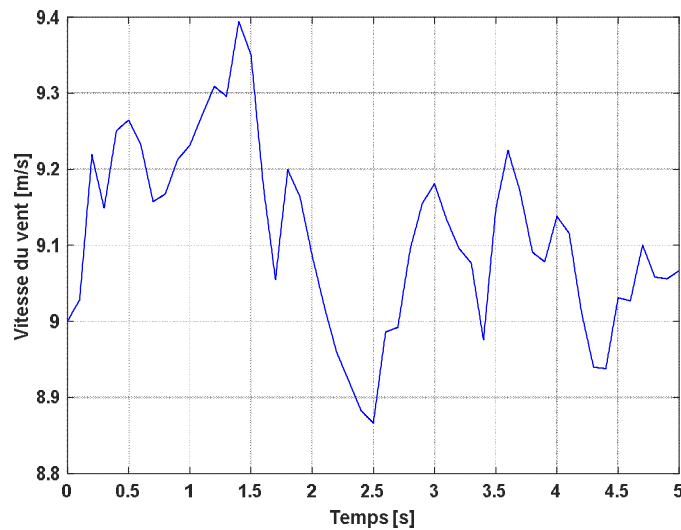


Figure 4.7 - Profil de la vitesse du vent

#### 4.4.1 Test de suivi (TS)

Pour ce test de suivi, nous avons utilisé le profil de la vitesse du vent donné sur la Figure 4.7.

Les paramètres des cinq contrôleurs FOPI-STSMC, sont donnés dans le Tableau 4.2.

Tableau 4.2 - Paramètres des régulateurs FOPI-STSMC

FOPI-STSMC	Coefficient	Valeur
Vitesse de la turbine	$K_{p1}$	1.2356
	$K_{i1}$	4.6814
	$\delta_1$	0.6584
	$\zeta_1$	2400000.8471
	$\mu_1$	0.1589
	$\alpha_1$	85516.9505
	$\mu_2$	0.9254
Puissance active	$K_{p2}$	0.9541
	$K_{i2}$	0.0018
	$\delta_2$	0.0002
	$\zeta_2$	12.9515
	$\mu_3$	3259.5256
	$\alpha_2$	51000.5688
	$\mu_4$	102.8478
Courant rotorique de l'axe $q$	$K_{p3}$	0.8664
	$K_{i3}$	0.0003
	$\delta_3$	0.9531
	$\zeta_3$	100.9265
	$\mu_5$	9.9984
	$\alpha_3$	2.6598
	$\mu_4$	8.1468
Puissance réactive	$K_{p4}$	0.0589
	$K_{i4}$	0.0015
	$\delta_4$	0.0258
	$\zeta_4$	125.9865
	$\mu_7$	911.3584
	$\alpha_4$	25000.5489
	$\mu_8$	100.8465
Courant rotorique de l'axe $d$	$K_{p5}$	1.5681
	$K_{i5}$	0.0018
	$\delta_5$	0.0268
	$\zeta_5$	65.9865
	$\mu_9$	10.2565
	$\alpha_5$	0.0254
	$\mu_{10}$	110.6846

La Figure 4.8 montre que la commande MPPT fonctionne correctement pour les deux méthodes de commande, car la vitesse de la turbine suit de près sa référence. Cependant, la Figure 4.9 montre que la vitesse obtenue par la stratégie FOPI-STSMC proposée est plus proche de sa référence que celle obtenue par le régulateur par mode glissant classique. Cette

précision de réglage de la vitesse, permet à l'éolienne d'extraire plus de puissance active et donc fournir un meilleur rendement.

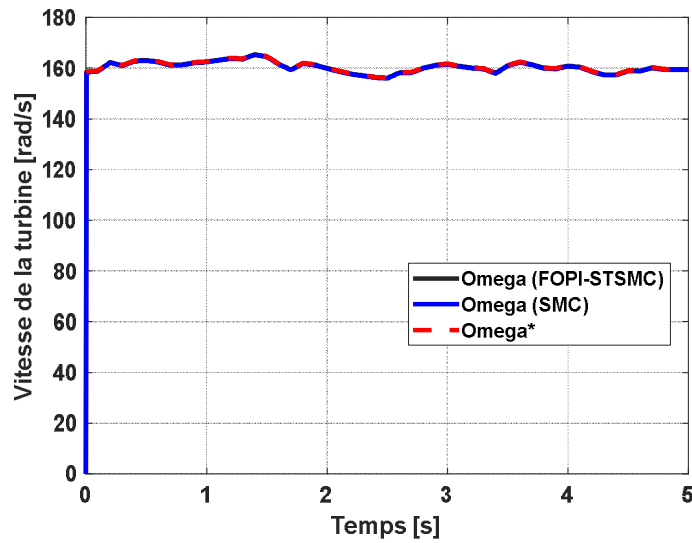


Figure 4.8 - Vitesse de la turbine

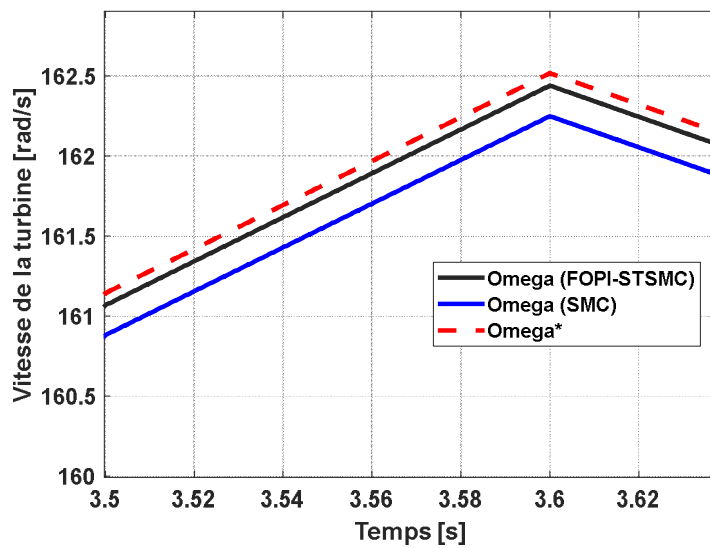


Figure 4.9 - Zoom sur la vitesse de la turbine

Les Figures 4.10 et 4.11 montrent que les puissances active et réactive générées par le stator de la MADA suivent leurs références pour les deux méthodes de commande indirectes, FOPI-STSMC et mode glissant classique. La référence de la puissance active est calculée à partir du couple électromagnétique de référence fourni par le régulateur de la vitesse (le bloc de commande MPPT).

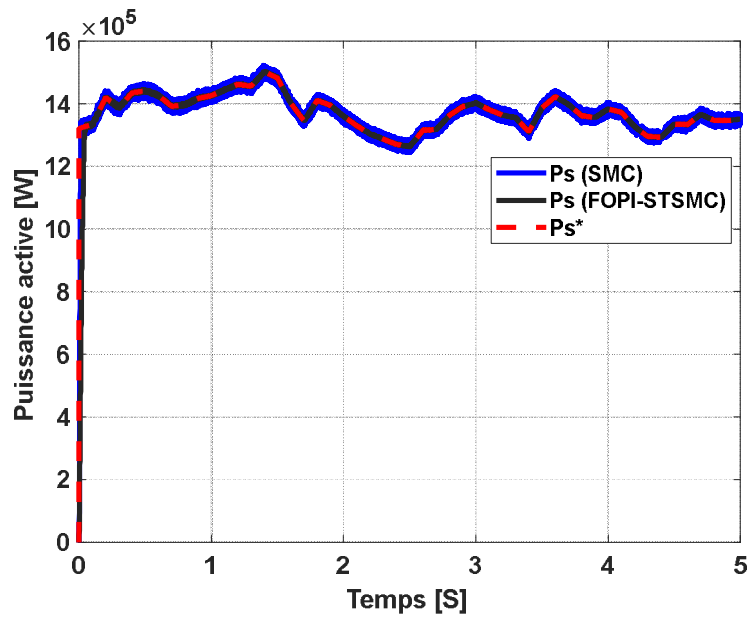


Figure 4.10 - La puissance active

La référence de la puissance réactive est fixée à zéro dans cet exemple de simulation pour assurer la conversion de toute l'énergie mécanique, captée par la turbine, en énergie active. Cependant, cette référence peut être modifiée pour injecter ou absorber de l'énergie réactive lors des perturbations du réseau électrique.

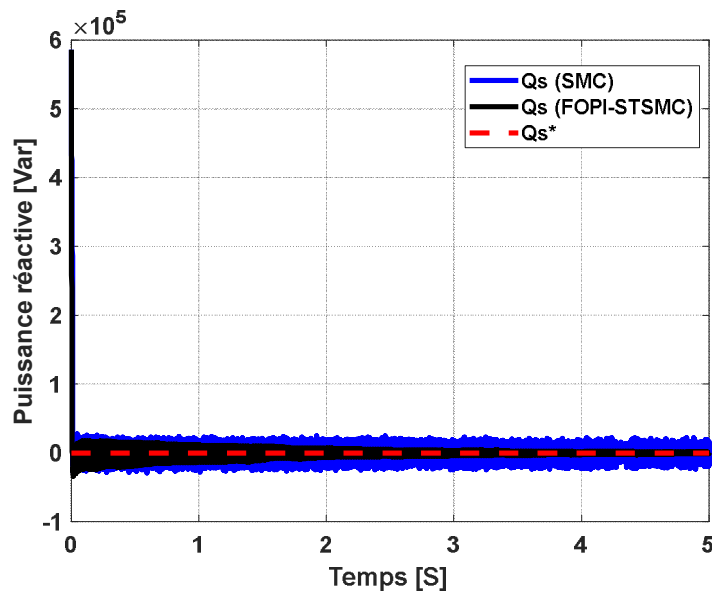


Figure 4.11 - La puissance réactive

Les Figures 4.12 et 4.13 montrent un zoom sur la puissance active et réactive, il est clair qu'il y a une réduction des ondulations de puissance obtenue par la méthode de contrôle proposée. Ce résultat est attendu puisque le contrôleur FOPI-STSMC, basé sur l'algorithme PSO, peut considérablement réduire le phénomène de broutement par rapport aux trois

méthodes présentées dans les chapitres précédents, à savoir : le PI, le mode glissant classique et le super-twisting.

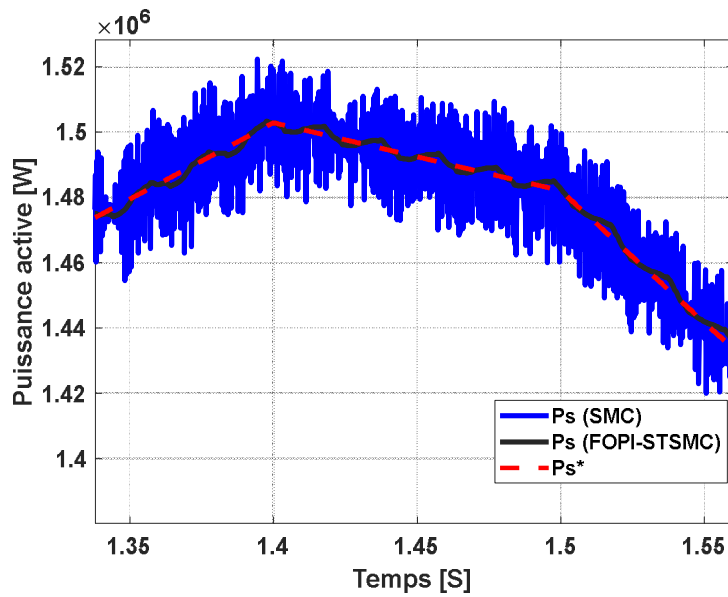


Figure 4.12 - Zoom sur la puissance active

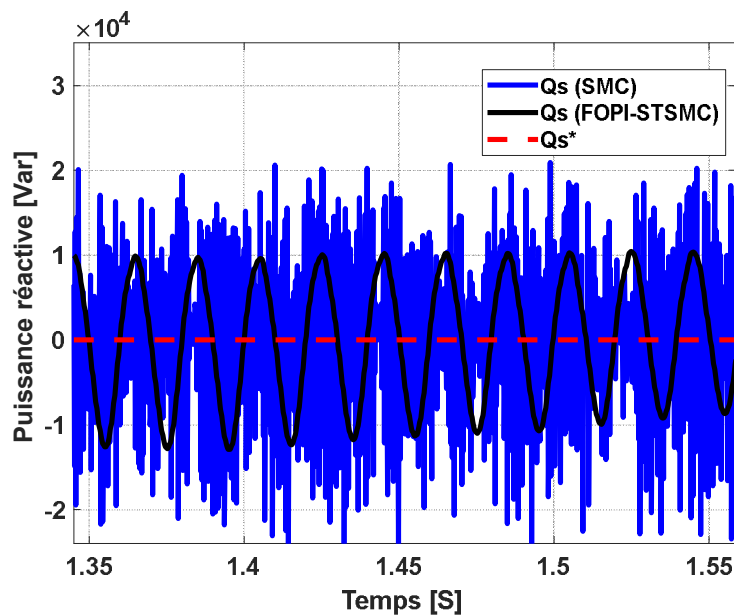


Figure 4.13 - Zoom sur la puissance réactive

La Figure 4.14 et la Figure 4.15 montrent la forme du courant statorique, obtenu par les deux méthodes, mode glissant et FOPI-STSMC, injecté dans le réseau électrique par le stator de la MADA. Il est clair que la forme des deux courants varie proportionnellement à la variation de la vitesse du vent. Cela montre encore une fois que la technique MPPT fonctionne très bien.

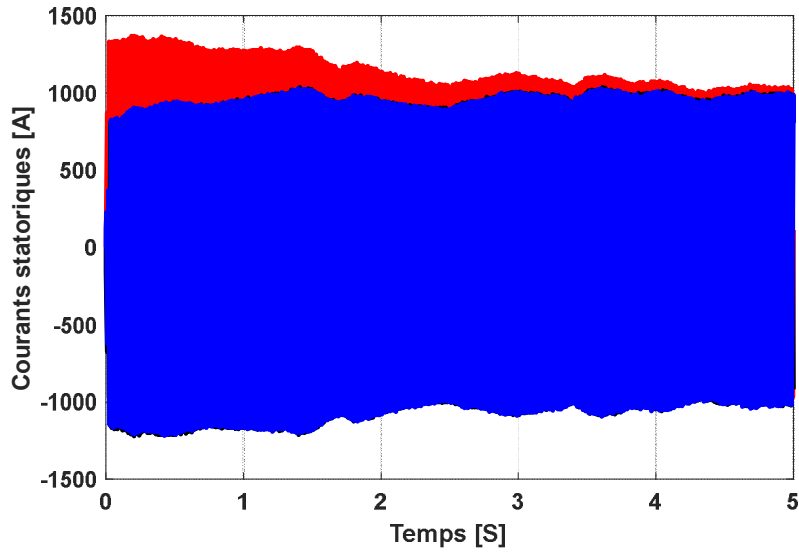


Figure 4.14 - Les courants statoriques (régulateur SMC classique)

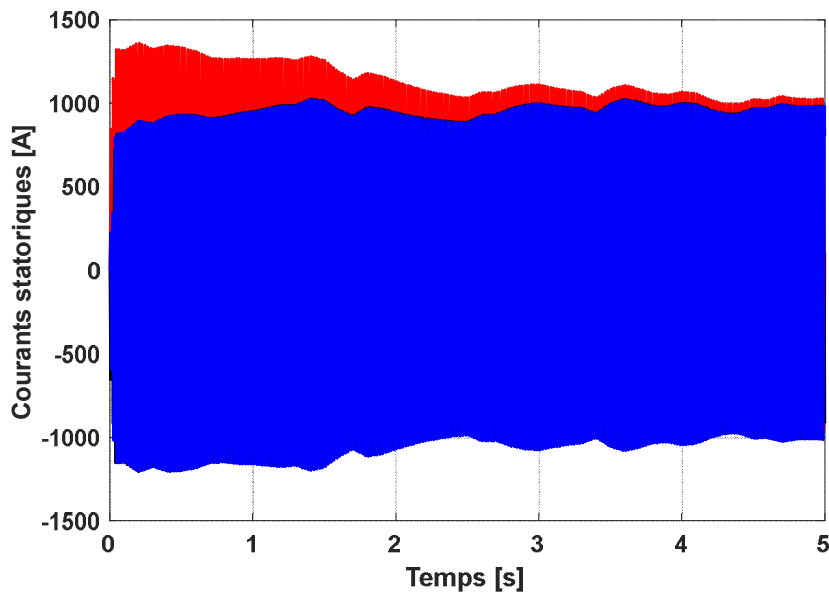


Figure 4.15 - Les courants statoriques (régulateur FOPI-STSMC)

La Figure 4.16 et la Figure 4.17 montrent un zoom de la forme du courant statorique. Les courants obtenus par la méthode de commande FOPI-STSMC ont des formes sinusoïdales sans ondulations, ce qui implique une énergie électrique propre, sans harmoniques, injectée dans le réseau électrique.

Ce résultats été attendu, vue la flexibilité remarquable du contrôleur FOPI-STSMC optimisé par la méthode PSO.

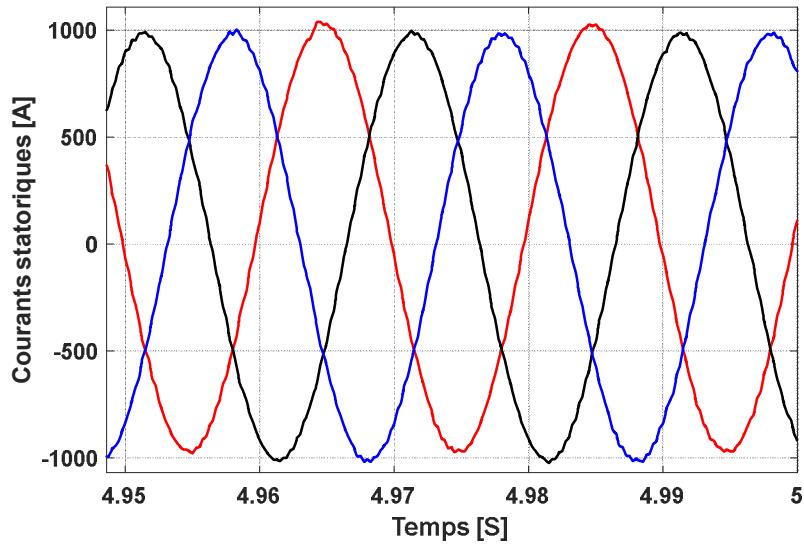


Figure 4.16 - Zoom sur les courants statoriques (régulateur par mode glissant classique)

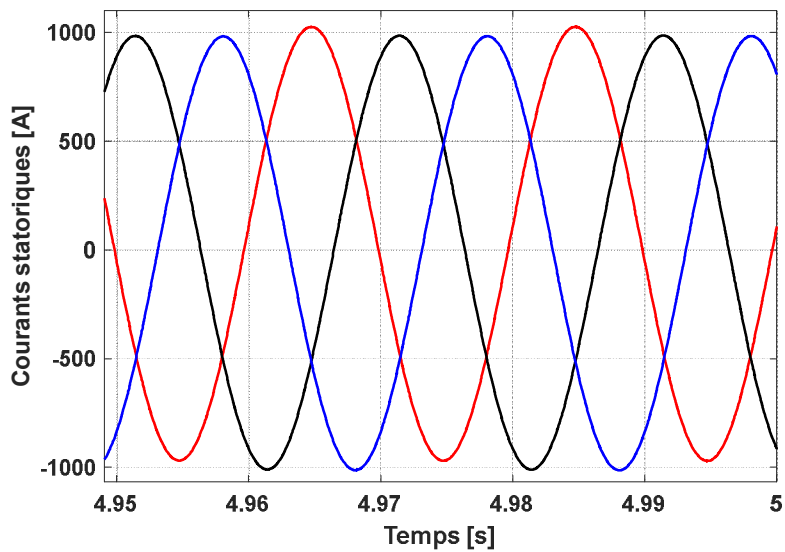


Figure 4.17 - Zoom sur les courants statoriques (régulateur FOPI-STSMC)

La valeur THD du courant statorique est présentée dans les Figure 4.18 et 4.19 pour les deux méthodes. Les résultats montrent clairement que la stratégie indirecte conçue avec les régulateurs PSO-STSMC basés sur l'algorithme PSO donne une valeur plus faible pour le THD du courant statorique par rapport à la méthode classique. La stratégie proposée a réduit la valeur du THD du courant statorique d'environ 99,29% par rapport à la méthode par mode glissant traditionnelle.

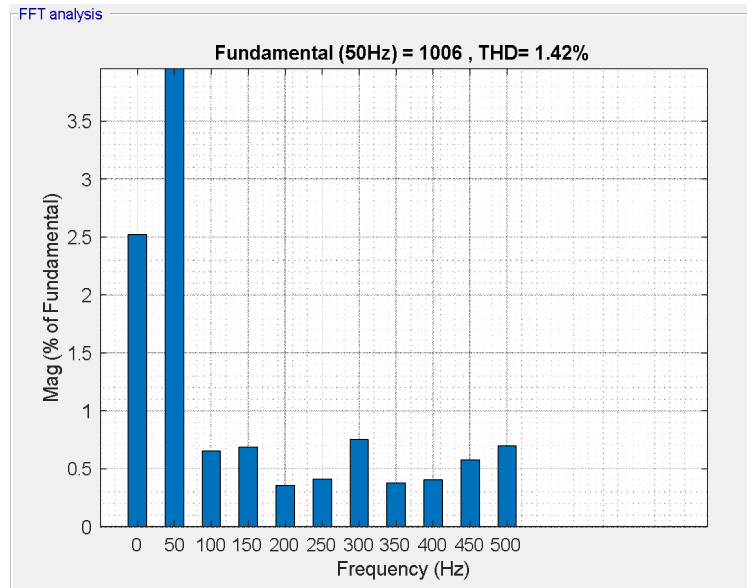


Figure 4.18 - La valeur THD du courant statorique (régulateur par mode glissant classique)

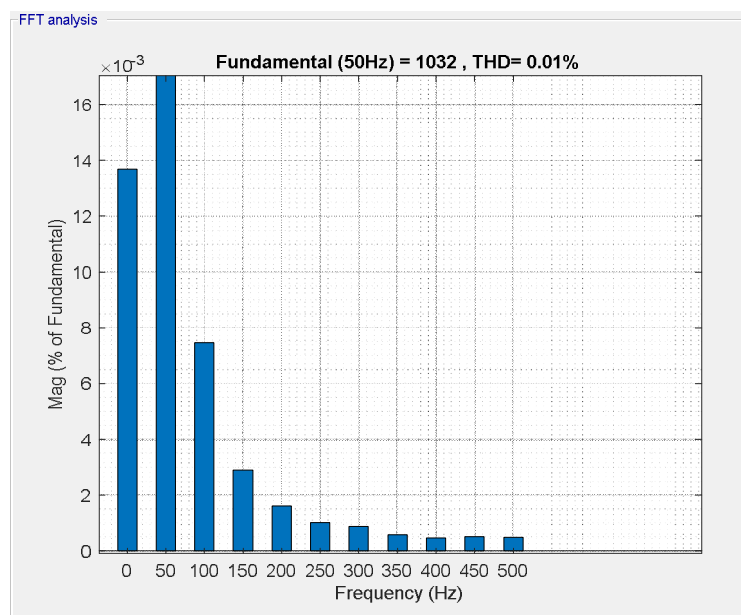


Figure 4.19 - La valeur THD du courant statorique (régulateur FOPI-STSMC)

#### 4.4.2 Test de robustesse (TR)

En fonctionnement réel, les paramètres de la MADA peuvent être affectés par plusieurs facteurs, tels que la température, la saturation des matériaux magnétiques, la variation de la fréquence, les harmoniques, etc. Cependant, les performances de réglage ne devraient pas trop changer lorsque les paramètres de la MADA changent.



Pour simuler un test de robustesse, les nouveaux paramètres de la MADA sont définis comme suit :  $R_r' = 2 \times R_r$ ,  $R_s' = 2 \times R_s$ ,  $L_r' = L_r \div 2$ ,  $L_s' = L_s \div 2$ ,  $M' = M \div 2$

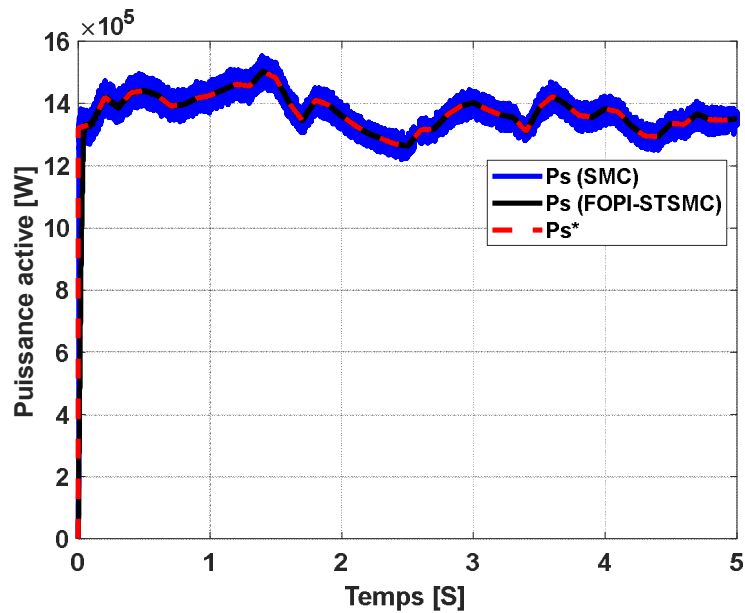


Figure 4.20 - La puissance active

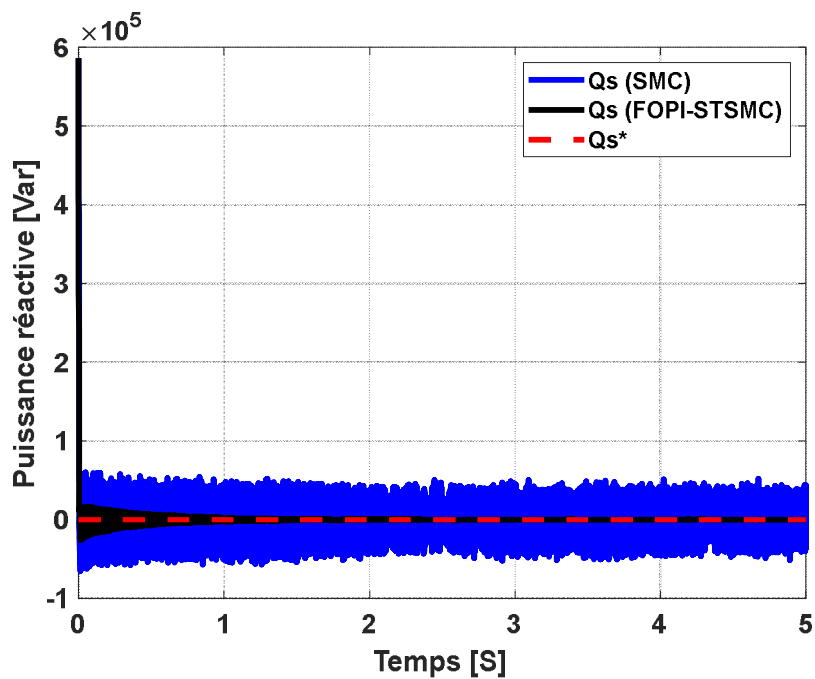


Figure 4.21 - La puissance réactive

Les Figures 4.20 et 4.21 montrent que les puissances active et réactive obtenues par les deux régulateurs suivent leurs références parfaitement. Cependant, les Figures 4.22 et 4.23, montrent que des ondulations sont clairement visibles dans le cas du régulateur par mode glissant par rapport au régulateur FOPI-STSMC. Ces résultats montrent également que

le régulateur FOPI-STSMC ne dégrade pas la robustesse de la commande, mais réduit considérablement le phénomène du broutement.

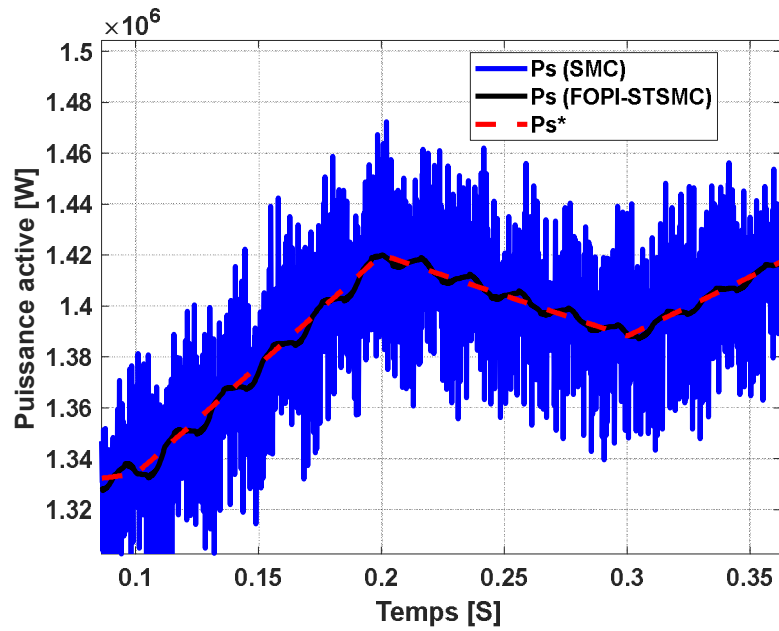


Figure 4.22 - Zoom sur la puissance active

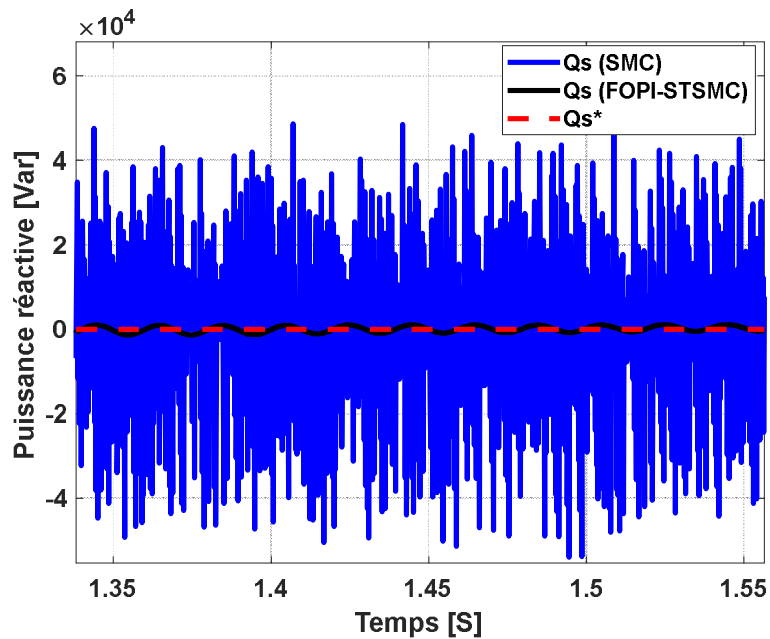


Figure 4.23 - Zoom sur la puissance réactive

Les Figures 4.24 et 4.25 montrent le zoom sur les courants statoriques pour la méthode indirecte par mode glissant classique et la méthode proposée respectivement, il est clair que la commande à base du régulateur FOPI-STSMC a réduit les ondulations des courants statoriques, par rapport à la commande indirecte classique par mode glissant.

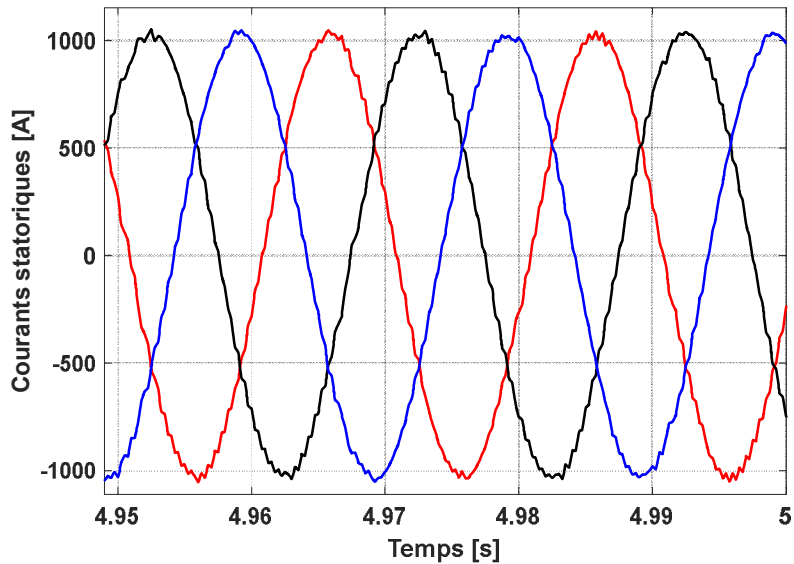


Figure 4.24 - zoom sur les courants statoriques (régulateur par mode glissant)

Les valeurs THD du courant de sortie des deux méthodes de commande, classique et proposée, sont présentées dans les Figures 4.26 et 4.27, respectivement. La méthode indirecte par FOPI-STSMC a réduit la valeur THD du courant statorique d'environ 97.92 % par rapport à la méthode par mode glissant classique. Ce résultat est attendu étant donné que le régulateur FOPI-STSMC optimisée par PSO dispose de plus de paramètres de réglage qui peuvent, une fois optimisés, améliorer les performances de la commande.

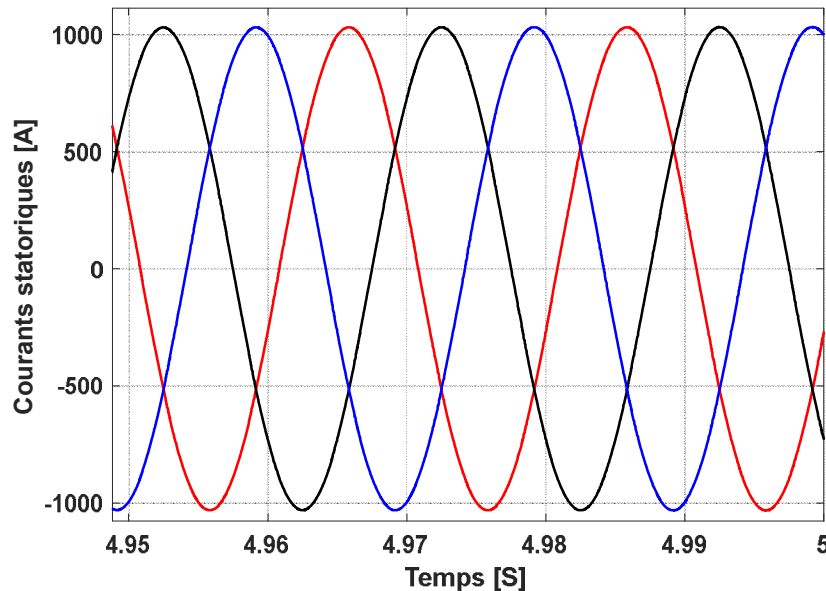


Figure 4.25 - Les courants statoriques (régulateur FOPI-STSMC)

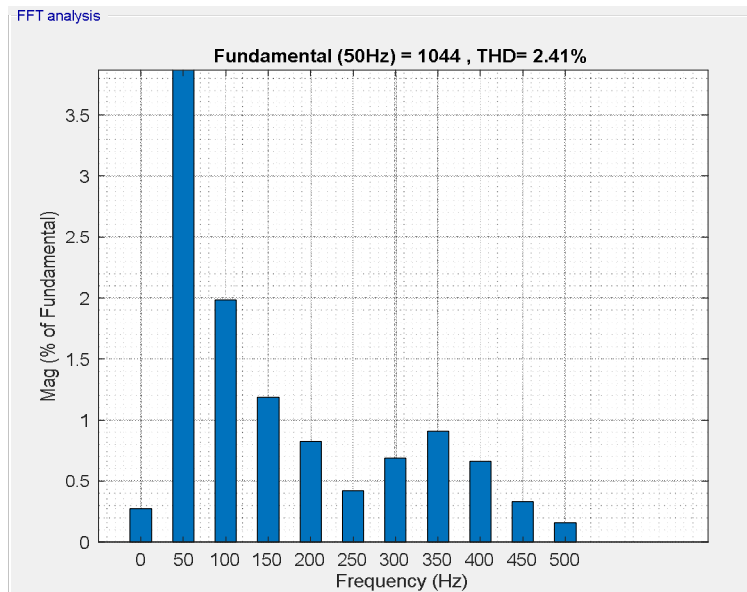


Figure 4.26 - La valeur THD du courant statorique (régulateur par mode glissant)

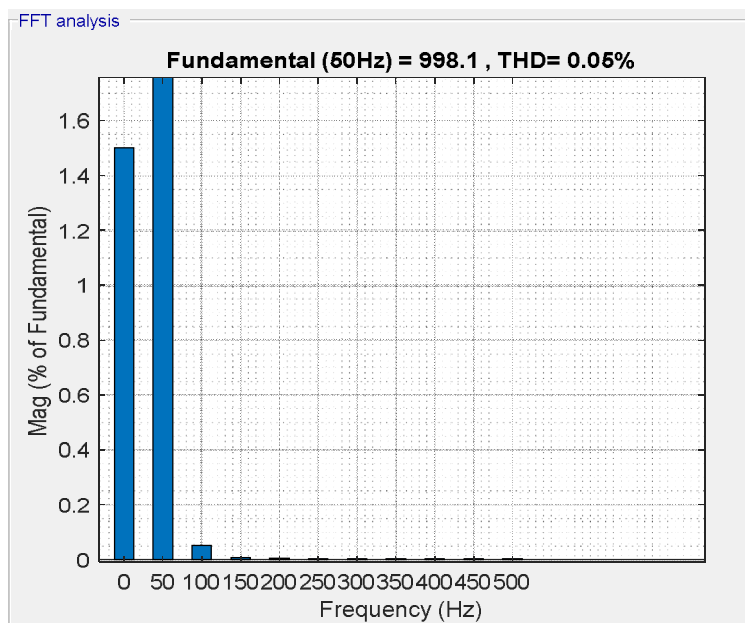


Figure 4.27 - La valeur THD du courant statorique (régulateur FOPI-STSMC)

Les principales différences entre les commandes, présentées dans ce travail, sont résumées dans le Tableau 4.3.

Ce tableau montre que la méthode de commande FOC indirecte à base du régulateur FOPI-STSMC réduit considérablement les ondulations de la puissance active et de la puissance réactive comparativement à celle des méthodes FOC indirectes à bases de régulateurs PI ou par mode glissant.

Nous concluons de ce tableau que les commandes super-twisting et PSO-FOPI-STSMC produisent moins d'oscillations par rapport aux régulateurs SMC et présentent une bonne robustesse aux variations des paramètres de la MADA. Cependant la commande PSO-FOPI-STSMC surpasse un peu la commande super-twisting.

Tableau 4.3 - Comparaison entre les méthodes proposées et les méthodes classiques

			$I_{sa}$ THD (%)	Ondulations Puissance Active	Ondulations Puissance Réactive	Simplicité
<b>FOC-PI</b>	Méthode directe	Test de suivi	1.37	-	-	+++
		Teste de robustesse	2.84	-	-	
	Méthode indirecte	Test de suivi	1.04	+	+	++
		Teste de robustesse	2.42	+	+	
<b>FOC-MG</b>	Méthode directe	Test de suivi	2.20	--	--	++
		Teste de robustesse	3.15	--	--	
	Méthode indirecte	Test de suivi	1.61	+	+	+
		Teste de robustesse	2.63	+	+	
<b>FOC indirecte STSMC</b>		Test de suivi	0.85	++	++	+
		Teste de robustesse	1.39	++	++	
<b>FOC indirecte PSO-FOPI-STSMC</b>		Test de suivi	0.01	+++	+++	-
		Teste de robustesse	0.05	+++	+++	

#### 4.4.3 Test de suivi d'un échelon de puissance active de référence

Dans ce test, des variations en échelon sont appliquées sur la puissance active de référence alors que la vitesse de la MADA est gardée constante. La puissance réactive de référence est réglée à zéro durant ce test.

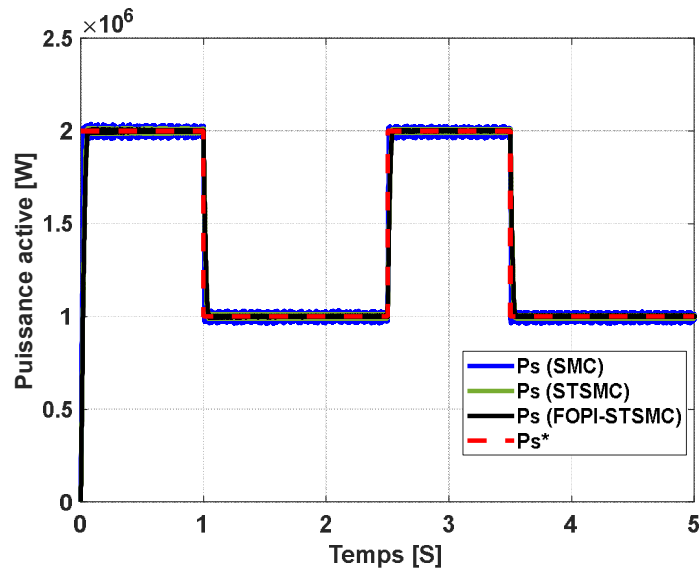


Figure 4.28 – Suivi d'une variation en échelon de la puissance active

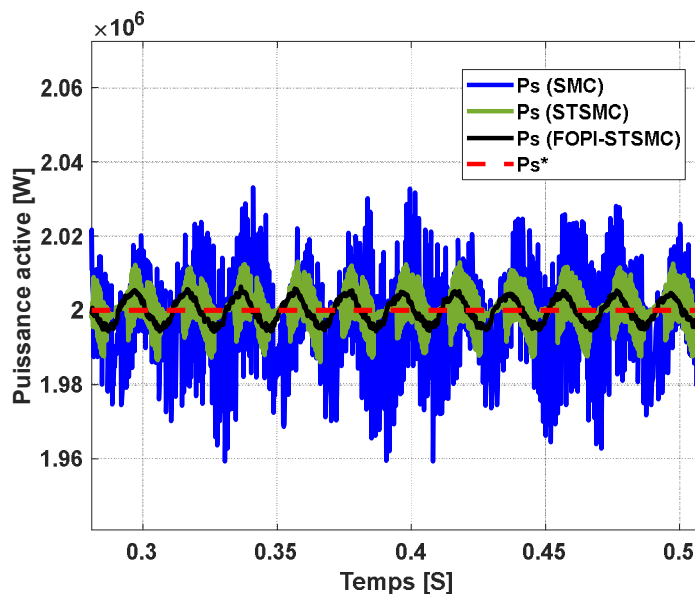


Figure 4.29 – Zoom sur les puissances actives

Les Figures 4.28 et 4.29 montrent les résultats de suivi des trois méthodes, mode glissant classique, STSMC et FOPI-STSMC. Il est clair que les trois méthodes garantissent un bon suivi de l'échelon de la puissance active.

La Figure 4.29 montre un zoom sur les puissances. Il est évident que la méthode FOPI-STSMC permet une grande réduction des oscillations de la puissance par rapport aux autres méthodes.

#### **4.5 Conclusion**

Le régulateur PSO-FOPI-STSMC proposé et utilisé dans ce chapitre pour commander la puissance injectée dans le réseau par une éolienne de 2.4 MW basée sur la MADA. Bien que ce régulateur soit basé sur l'algorithme Super-Twisting, il utilise une surface de glissement de type PI d'ordre fractionnaire pour améliorer sa flexibilité.

Cinq contrôleurs sont conçus et optimisés par l'algorithme PSO pour valider la performance de la méthode FOC indirecte, garantir l'opération MPPT, et commander les puissances actives et réactives injectées dans le réseau par la MADA.

Les résultats de la simulation ont montré que le régulateur proposé assure une commande précise de la puissance et réduit considérablement le phénomène de broutement, qui est le principal problème du régulateur par mode glissant conventionnel. En outre, le régulateur intelligent proposé est plus robuste que la stratégie par mode glissant classique.

# Conclusion générale

L'objectif de cette thèse est l'amélioration des performances d'une chaîne de conversion éolienne basée sur une MADA dans le but d'extraire le maximum de puissance et de fournir une énergie au réseau électrique avec *le moins possible d'harmoniques*.

Le premier chapitre de cette thèse nous a permis de montrer la place des éoliennes dans le contexte de la transition vers les énergies renouvelables. Ensuite, après une présentation rapide du programme de développement des énergies renouvelables en Algérie, nous avons exposé la problématique et les objectifs de la présente thèse.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation mathématique de tous les éléments de la chaîne de conversion d'une éolienne tripale de 2.4 MW. Ces éléments sont : la turbine, le multiplicateur mécanique, la MADA et les convertisseurs de puissance, coté rotor de la MADA et coté réseau. Ensuite, la commande MPPT par asservissement de vitesse et le réglage des puissances active et réactive par deux méthodes à flux statorique orienté, directe et indirecte, ont été présentées et simulées dans l'environnement MATLAB/SIMULINK/SimPowerSystems. Les résultats obtenus par les deux méthodes, qui utilisent des correcteurs PI classiques, montrent que la commande indirecte est plus performante puisque elle génère moins d'oscillations et d'harmoniques de courant par rapport à la commande directe.

Afin d'améliorer les performances de la chaîne de conversion commandée par des PI classiques, un contrôleur non linéaire par mode glissant a été présenté dans le troisième chapitre et utilisé pour remplacer les PI dans les commandes directe et indirecte. Cependant, pour réduire l'effet de chattering, principal inconvénient du mode glissant, et donc les oscillations des puissances et des courants, une commande par mode glissant d'ordre deux (02) de type super-twisting a été présentée et appliquée pour régler les puissances et assurer une MPPT précise. Cette méthode consiste à remplacer les régulateurs par mode glissant, par des régulateurs STSMC. La comparaison par simulation entre la commande par mode glissant et la commande STSMC, montre que cette dernière assure un réglage des puissances et une MPPT plus précise, donc un bon suivi de la puissance maximale qui se traduit par un meilleur rendement même lors du test de robustesse.



Dans le souci d'améliorer davantage les performances de la chaîne de conversion éolienne, une nouvelle méthode non-linéaire basée sur une combinaison de trois méthodes différentes (régulateur PI fractionnaire, l'algorithme STSMC et l'algorithme PSO), a été proposée dans le dernier chapitre pour commander la MADA. En effet, cette méthode « FOPI-STSMC » utilise un régulateur STSMC basé sur une surface de glissement de type PI fractionnaire. L'algorithme PSO a été utilisé afin d'optimiser, en même temps, les paramètres de cinq régulateurs FOPI-STSMC utilisés dans la structure globale de commande de l'éolienne de 2.4 MW. Comparé aux autres techniques (PI, mode glissant et le STSMC), le contrôleur PSO-FOPI-STSMC offre le plus faible niveau d'oscillations de puissance et d'harmoniques de courant tout en assurant une très bonne précision et robustesse. En plus, cette commande précise de la puissance permet une amélioration du rendement de la chaîne de conversion qui est l'un des critères décisifs pour les éoliennes de grandes puissances.

Les résultats obtenus et les observations notées ouvrent des perspectives de recherche intéressantes et utiles qui pourraient contribuer à une meilleure utilisation de l'éolienne et de la MADA :

- Utiliser d'autres techniques de commande comme la commande par mode glissant du troisième ordre.
- Application des méthodes de commande proposées pour l'amélioration des performances de la MADA avec la présence des défauts.
- Utilisation des techniques d'optimisation multi-objectif pour optimiser plusieurs critères en même temps, ce qui permet d'avoir plusieurs solutions Pareto-optimales qui peuvent être sélectionnées en fonction du cahier des charges.
- Application du contrôleur proposé pour d'autres chaînes de conversion à base de machine synchrone à aimants permanents.

# Références bibliographiques

- [1] R. Aubrée, « Stratégies de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance », Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France, Soutenue le 13 novembre 2014.
- [2] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Ecole Polytechnique de Nantes, France, Décembre 2003, p. 167, 2006.
- [3] H. Camblong, « Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable », Thèse de Doctorat, ENSAM, Bordeaux, France, Décembre 2003.
- [4] M. Liserre, R. Cárdenas, M. Molinas, et J. Rodriguez, « Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, n° 4, p. 1081-1095, avr. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2103910.
- [5] Z. Chen, J. M. Guerrero, et F. Blaabjerg, « A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, n° 8, p. 1859-1875, août 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2017082.
- [6] F. Blaabjerg, Z. Chen, et S. B. Kjaer, « Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, n° 5, p. 1184-1194, sept. 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.833453.
- [7] N. CHERFIA, « Etude d'une Chaîne de Conversion de l'Energie Eolienne », Thèse de doctorat, Université des Frères Mentouri de Constantine, 2018 .
- [8] N. Taib, B. Metidji, et T. Rekioua, « Performance and efficiency control enhancement of wind power generation system based on DFIG using three-level sparse matrix converter », International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 53, p. 287-296, déc. 2013, doi: 10.1016/j.ijepes.2013.05.019.
- [9] R. Cárdenas, R. Peña, P. Wheeler, J. Clare, A. Muñoz, et A. Sureda, « Control of a wind generation system based on a Brushless Doubly-Fed Induction Generator fed by a matrix converter », Electric Power Systems Research, vol. 103, p. 49-60, oct. 2013, doi: 10.1016/j.epsr.2013.04.006.

- [10] F. Valenciaga, « Second order sliding power control for a variable speed-constant frequency energy conversion system », *Energy Conversion and Management*, vol. 51, n° 12, p. 3000-3008, déc. 2010, doi: 10.1016/j.enconman.2010.06.047.
- [11] B. Habib, « Commande DPC-SVM hybride par mode glissant d'ordre 2 d'une GADA intégrée dans un système éolien à double rotor », Thèse de Doctorat, Algérie, 2021.
- [12] S. Tamalouzt, K. Idjdarene, T. Rekioua, et R. Abdessemed, « direct torque control of wind turbine driven doubly fed induction generator », *Revue Roumaine, Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg.* Vol. 61, 3, pp. 244–249, Bucarest, 2016.
- [13] S. Arnalte, J. C. Burgos, et J. L. Rodríguez-Amenedo, « Direct Torque Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Variable Speed Wind Turbines », *Electric Power Components and Systems*, vol. 30, n° 2, p. 199-216, févr. 2002, doi: 10.1080/153250002753427851.
- [14] M. Allam, M. A. Dejhaf, et Y. Djeriri, « Contribution à la commande robuste d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation appliquée au système éolien », *First International Conference on Smart Grids, CIREI'2019*, March 4-5, 2019 at ENP- Oran – Algeria.
- [15] G. Abad, M. Á. Rodríguez, G. Iwanski, et J. Poza, « Direct Power Control of Doubly-Fed-Induction-Generator-Based Wind Turbines Under Unbalanced Grid Voltage », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n° 2, p. 442-452, févr. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2027438.
- [16] H. Mahmoudi, M. E. Ghamrasni, A. Lagrioui, et B. Bossoufi, « Backstepping adaptive control of DFIG- generators for wind turbines variable-speed », *Journal of Theoretical and Applied Information Technology* 20th November 2015. Vol.81. No.2.
- [17] M. Loucif, A. Boumediene, et A. Mechernene, « Nonlinear Sliding Mode Power Control of DFIG under Wind Speed Variation and Grid Connexion », *ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATICĂ*, 63 (2015).
- [18] I. Yaichi, A. Semmah, P. Wira, Y. Djeriri, « Super-twisting Sliding Mode Control of a Doubly-fed Induction Generator Based on the SVM Strategy », *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 2019, 63 (3), pp.178-190.
- [19] A. Saghafinia, H. W. Ping, M. N. Uddin, et K. S. Gaeid, « Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control Into Chattering-Free IM Drive », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n° 1, p. 692-701, 2015, doi: 10.1109/TIA.2014.2328711.

- [20] T. Orłowska-Kowalska, M. Kaminski, et K. Szabat, « Implementation of a Sliding-Mode Controller With an Integral Function and Fuzzy Gain Value for the Electrical Drive With an Elastic Joint », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 4, p. 1309-1317, avr. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2030823.
- [21] N. Bounar, S. Labdai, et A. Boulkroune, « PSO–GSA based fuzzy sliding mode controller for DFIG-based wind turbine », *ISA Transactions*, vol. 85, p. 177-188, févr. 2019, doi: 10.1016/j.isatra.2018.10.020.
- [22] S. Ebrahimkhani, « Robust fractional order sliding mode control of doubly-fed induction generator (DFIG)-based wind turbines », *ISA Transactions*, vol. 63, p. 343-354, juill. 2016, doi: 10.1016/j.isatra.2016.03.003.
- [23] H. Abdolhadi, G. Markadeh, S. Taghipour, « Sliding Mode and Terminal Sliding Mode Control of Cascaded Doubly Fed Induction Generator », *IJEEE 2021*; 17 (3) :1955-1955. URL: <http://ijeee.iust.ac.ir/article-1-1955-en.html>.
- [24] A. ur Rehman, N. Ali, O. Khan, et M. Pervaiz, « A Disturbance Observer Based Sliding Mode Control for Variable Speed Wind Turbine », *IETE Journal of Research*, vol. 68, n° 3, p. 1823-1830, mai 2022, doi: 10.1080/03772063.2019.1676661.
- [25] I. Sami, S. Ullah, Z. Ali, N. Ullah, et J.-S. Ro, « A Super Twisting Fractional Order Terminal Sliding Mode Control for DFIG-Based Wind Energy Conversion System », *Energies*, vol. 13, n° 9, p. 2158, mai 2020, doi: 10.3390/en13092158.
- [26] F. Z. Tria, K. Srairi, M. T. Benchouia, et M. E. H. Benbouzid, « An integral sliding mode controller with super-twisting algorithm for direct power control of wind generator based on a doubly fed induction generator », *Int J Syst Assur Eng Manag*, mars 2017, doi: 10.1007/s13198-017-0597-5.
- [27] Y. Djeriri, « Robust second order sliding mode control of doubly-fed induction generator for wind energy conversion system », *Acta Electrotechnica et Informatica*, October 2020, 20(3):30-38, DOI:10.15546/aei-2020-0017.
- [28] R. Sadeghi, S. M. Madani, M. Ataei, M. R. Agha Kashkooli, S. Ademi, « Super-twisting sliding mode direct power control of a brushless doubly fed induction generator », *IEEE Trans. Ind. Electron.* 65(11), 9147–9156 (2018). <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2818672>.
- [29] A. YAHDYOU, « Commande Hybride par Mode Glissant d'Ordre 2 d'un Système Eolien à Double Rotor », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, p. 188, 2017.

- [30] R. Philippe, L'énergie du Vent. Les éoliennes au service des hommes et de leur planète. Philippe Rocher. 160 pages, parution le 23/01/2008.
- [31] P. M. Fellah, Z. Boudjema, « Etude et commande d'un système de production d'électricité renouvelable locale (énergie éolienne et photovoltaïque) », Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabès, Sidi Bel- Abbès, Algérie, 2015. », p. 255.
- [32] A. Medjber, A. Mouldia, A. Mellit, M.A. Guessoum, « Commande vectorielle indirecte d'un générateur asynchrone double alimenté appliqué dans un système de conversion éolien », Acta Electrotehnica, Vol. 53, No. 4, pp. 316-322, 2012.
- [33] Y. Djeriri, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle »; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel- Abbès, Algérie, 2015.
- [34] T. Ghennam, « Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, l'école centrale de Lille et l'école militaire polytechnique d'Alger, 2011.
- [35] E. BOUNADJA, « Commande d'une machine asynchrone à double alimentation en régime sature », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, Décembre 2017.
- [36] M. Loucif, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur », Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, 2016.
- [37] L. Brandon, E. Giorgio Bacelli, « Floating Offshore Vertical-Axis Wind Turbine System Design Studies and Opportunities », Sandia National Laboratories, SAND2018-8138 C.
- [38] U. Schmidt Paulsen, H. Aagård Madsen, J. Henri Hattel, I. Baran, P. Horlyck Nielsen, « Design Optimization of a 5 MW Floating Offshore Vertical-axis Wind Turbine », Energy Procedia, Volume 35, 2013, Pages 22-32, <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2013.07.155>.
- [39] K. Adeseye Adeyeye, N. Ijumba, and J. Colton, « The Effect of the Number of Blades on the Efficiency of A Wind Turbine », IOP Conference Series: Earth and Environmental Science, Volume 801, 2021 11th International Conference on Future Environment and Energy 28-30 January 2021, Tokyo, Japan.
- [40] E. Hau et H. von Renouard, Wind Turbines. Berlin, Heidelberg: Springer, 2006. doi: 10.1007/3-540-29284-5.

- [41] J. Tekobon, M. El Mokadem, « Système multi physique de simulation pour l'étude de la production de l'énergie basée sur le couplage éolien offshore-hydrolien », Thèse de Doctorat, Université du Havre, 2006, p. 187.
- [42] A. Chemidi, « Analyse, modélisation et commande avancée d'une éolienne utilisée dans une ferme », Thèse de Doctorat, Université Abou Bekr Belkaid- Tlemcen, Algérie, 2015. », 2015, doi: 10.13140/RG.2.2.20191.20641.
- [43] 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 », Thèse de Doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale, Juillet 2010.
- [44] G. Abad, L. Jesus, R. Miguel, M. Luis Marroyo, et I. Grzegorz, « Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation | Wiley », New Jersey, United States (2011), *Wiley.com*.
- [45] S. Scott, M. Polikarpova, R. Pekka, J. Alexandrova, J. Pyrhönen, N. Janne, M. Aki et B. Jari, « Direct-drive permanent magnet generators for high-power wind turbines: Benefits and limiting factors. Renewable Power Generation », (2012), IET. 6. 1-8. 10.1049/iet-rpg.2010.0191.
- [46] B. Slimane, B. Djamel, B. Hamza, L. Mokhtar, et M. Djamel, « Nouveau paradigme de la transition énergétique à l'ère du développement durable : cas de l'Algérie », *Modern Arabic Review of Fundamental Physics*, vol. 2, n° 1, p. 33-37, 2017
- [47] MINISTÈRE DE L'ÉNERGIE ET DES MINES, <https://www.energy.gov.dz>
- [48] Programme des énergies renouvelables et de l'efficacité énergétique, le ministère de l'énergie et des mines, Conception et réalisation SATINFO Société du Groupe Sonelgaz, 2011
- [49] A. FERKAOUI, « La géothermie, une énergie d'avenir », *Bulletin des énergies renouvelables*, N°4, Décembre 2003.
- [50] B.B. Naima, « Potentiel et développement des énergies renouvelables en Algérie », *Communication Science & technology*, vol 19, 2017.
- [51] H. Dalila, « État des lieux des énergies renouvelables et de la stratégie d'efficacité énergétique en Algérie », *Revue D'Etudes juridiques et Economiques*, vol. 5, n° 2, p. 1397-1423, 2022
- [52] IMPACT REGIONAL DES ENERGIES RENOUVELABLES SUR LE MARCHE DU TRAVAIL EN ALGERIE, Les études de cas ADRAR et ILIZI, Rapport de recherche GWS, Etude commandée par Le Ministère de la Transition Energétique et des Energies Renouvelables,

2021

- [53] A. Tamaarat et A. Benakcha, « Performance of PI controller for control of active and reactive power in DFIG operating in a grid-connected variable speed wind energy conversion system », *Front. Energy*, vol. 8, n° 3, p. 371-378, sept. 2014, doi: 10.1007/s11708-014-0318-6.
- [54] M. Yamamoto et O. Motoyoshi, « Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, n° 4, p. 624-629, oct. 1991, doi: 10.1109/63.97761.
- [55] L. Djilali, E. N. Sanchez, et M. Belkheiri, « Neural sliding mode field oriented control for DFIG based wind turbine », in *2017 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC)*, Banff, AB, oct. 2017, p. 2087-2092. doi: 10.1109/SMC.2017.8122927.
- [56] C. Evangelista, F. Valenciaga, P. Puleston, « Active and Reactive Power Control for Wind Turbine Based on a MIMO 2-Sliding Mode Algorithm With Variable Gains» *IEEE Journals & Magazine IEEE Xplore* . <https://ieeexplore.ieee.org/document/6582571>
- [57] M. M. Alhato, M. N. Ibrahim, H. Rezk, et S. Bouallègue, « An Enhanced DC-Link Voltage Response for Wind-Driven Doubly Fed Induction Generator Using Adaptive Fuzzy Extended State Observer and Sliding Mode Control », *Mathematics*, vol. 9, n° 9, p. 963, avr. 2021, doi: 10.3390/math9090963.
- [58] N. El Ouanjli, « Direct torque control of doubly fed induction motor using three-level NPC inverter », *Prot Control Mod Power Syst*, vol. 4, n° 1, p. 17, déc. 2019, doi: 10.1186/s41601-019-0131-7.
- [59] S.-T. Jou, S.-B. Lee, Y.-B. Park, et K.-B. Lee, « Direct Power Control of a DFIG in Wind Turbines to Improve Dynamic Responses », *J. Power Electron.*, Vol. 9, No. 5, pp. 781–790, 2009.
- [60] V. Utkin et H. Lee, « Chattering problem in sliding mode control systems », *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 39, n° 5, p. 1, 2006, doi: 10.3182/20060607-3-IT-3902.00003.
- [61] B. Kelkoul et A. Boumediene, « Stability analysis and study between classical sliding mode control (SMC) and super twisting algorithm (STA) for doubly fed induction generator (DFIG) under wind turbine », *Energy*, vol. 214, p. 118871, janv. 2021, doi: 10.1016/j.energy.2020.118871.
- [62] M. Adel, A. Ahmed, D. Mahdi, et A. A. Tanvir, « Integral sliding mode control for back-to-back converter of DFIG wind turbine system» *The Journal of Engineering* 2020(10), 834–842 (2020). <https://doi.org/10.1049/joe.2020.0113>.

- [63] K. Xiahou, Y. Liu, L. Wang, M. S. Li, et Q. H. Wu, « Control of DFIG's Rotor-Side Converter With Decoupling of Current Loops Using Observer-Based Fractional-Order Sliding-Mode Regulators », *IEEE Access*, vol. 7, p. 163412-163420, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2952589.
- [64] H. Benbouhenni et N. Bizon, « A Synergetic Sliding Mode Controller Applied to Direct Field-Oriented Control of Induction Generator-Based Variable Speed Dual-Rotor Wind Turbines », *Energies*, vol. 14, n° 15, p. 4437, juill. 2021, doi: 10.3390/en14154437.
- [65] H. Benbouhenni et N. Bizon, « Terminal Synergetic Control for Direct Active and Reactive Powers in Asynchronous Generator-Based Dual-Rotor Wind Power Systems », *Electronics*, vol. 10, n° 16, p. 1880, août 2021, doi: 10.3390/electronics10161880.
- [66] H. Chen et al., « Fractional-Order PI Control of DFIG-Based Tidal Stream Turbine », *JMSE*, vol. 8, n° 5, p. 309, avr. 2020, doi: 10.3390/jmse8050309.
- [67] A. Yüce, N. Tan, et D. P. Atherton, « Fractional Order PI Controller Design for Time Delay Systems », *IFAC-PapersOnLine*, vol. 49, n° 10, p. 94-99, 2016, doi: 10.1016/j.ifacol.2016.07.487.
- [68] H. Afghoul, D. Chikouche, F. Krim, B. Babes, et A. Beddar, « Implementation of Fractional-order Integral-plus-proportional Controller to Enhance the Power Quality of an Electrical Grid », *Electric Power Components and Systems*, vol. 44, n° 9, p. 1018-1028, mai 2016, doi: 10.1080/15325008.2016.1147509.
- [69] L. Hong-Hee, et C. Tae-Won, « An Effective Rotor Current Controller for Unbalanced Stand-Alone DFIG Systems in the Rotor Reference Frame », *Journal of Power Electronics*, vol. 10, n° 6, p. 724-732, nov. 2010, doi: 10.6113/JPE.2010.10.6.724.
- [70] S. Hassan, B. Abdelmajid, Z. Mourad, S. Aicha, et B. Abdenaceur, « PSO-backstepping controller of a grid connected DFIG based wind turbine », *IJECE*, vol. 10, n° 1, p. 856, févr. 2020, doi: 10.11591/ijece.v10i1.pp856-867.
- [71] M. Lamnadi, M. Trihi, B. Bossoufi, et A. Boulezhar, « Modeling and Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Wind Turbine-Generator Systems », *IJPEDS*, vol. 7, n° 3, p. 982, sept. 2016, doi: 10.11591/ijpeds.v7.i3.pp982-994.
- [72] M. Allam, B. Dehiba, M. Abid, et Y. Djeriri et R. Adjoudj, « Etude comparative entre la commande vectorielle directe et indirecte de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dédiée à une application éolienne », *Journal of Advanced Research in Science and*



Technology, 1(2), 88-100. <https://www.asjp.cerist.dz/en/article/4753>.

[73] M. Loucif, A. Boumediene, et A. Mechernene, « Maximum Power Point Tracking Based on Backstepping Control of Wind Turbine », ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATICĂ, vol. 62, 2014.

[74] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, Soutenue le 11 décembre 2006.

[75] A. ZEMMIT, « Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes »; Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf -Msila, Algerie, 2017.

[76] B. Beltran, M. E. H. Benbouzid, et T. Ahmed-Ali, « Second-Order Sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Generator Driven Wind Turbine », IEEE Trans. Energy Convers., vol. 27, n° 2, p. 261-269, juin 2012, doi: 10.1109/TEC.2011.2181515.

[77] A. Abdelkarim, « Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques », Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider-Biskra, 29 Juin 2017.

[78] R. Rouabhi et A. Djerioui, « Control of the power generated by variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator », Journal of Electrical Engineering, 2016.

[79] A. Dendouga, « Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algerie, 2010.

[80] A. Khedher, N. Khemiri, M. F. Mimouni, « Wind Energy Conversion System using DFIG Controlled by Backstepping and Sliding Mode Strategies », International Journal of Renewable Energy Research-IJRER, Vol 2, No 3 (2012).

[81] D. Zhou, Y. Song, et F. Blaabjerg, « Control of Wind Turbine System », in Control of Power Electronic Converters and Systems, Elsevier, 2018, p. 269-298. doi: 10.1016/B978-0-12-805245-7.00010-X.

[82] H. Benbouhenni et N. Bizon, « Third-Order Sliding Mode Applied to the Direct Field-Oriented Control of the Asynchronous Generator for Variable-Speed Contra-Rotating Wind Turbine Generation Systems », Energies, vol. 14, n° 18, p. 5877, sept. 2021, doi: 10.3390/en14185877.

- [83] K.-K. D. Young, « Controller Design for a Manipulator Using Theory of Variable Structure Systems », *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 8, n° 2, p. 101-109, févr. 1978, doi: 10.1109/TSMC.1978.4309907.
- [84] Y. Bekakra, « Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation », Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra 2014.
- [85] J. Y. Hung, W. Gao, et J. C. Hung, « Variable structure control: a survey », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, n° 1, p. 2-22, févr. 1993, doi: 10.1109/41.184817.
- [86] Z. Dekali, « Contribution à la commande d'un simulateur HIL d'éolienne et d'une génératrice asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, 2021 ».
- [87] M. Horch, « Contribution à l'observation et la commande non linéaire d'actionneur électrique asynchrone sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, 2018.
- [88] Y. Bekakra et D. Ben Attous, « Direct control of doubly fed induction generator fed by PWM converter with a variable structure control based on a sliding mode control », *Int J Syst Assur Eng Manag*, vol. 5, n° 3, p. 213-218, sept. 2014, doi: 10.1007/s13198-013-0147-8.
- [89] X. Liu et Y. Han, « Sliding mode control for DFIG-based wind energy conversion optimization with switching gain adjustment », in *Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation*, juin 2014, p. 1213-1218. doi: 10.1109/WCICA.2014.7052892.
- [90] H. Benbouhenni, « Sliding Mode with Neural Network Regulator for DFIG Using Two-Level NPWM Strategy », vol. 15, n° 3, p. 9, 2019.
- [91] S.V. Emilyanov, « On peculiarities of variables structure control systems with discontinuous switching functions », *Doklady ANSSR*, Vol. 153, pp. 776-778, 1963.
- [92] V. Utkin, « Variable structure systems with sliding modes », *IEEE transactions on automatic control*, 1977.
- [93] H. Benbouhenni, « A Comparative Study between FSMC and FSOSMC Strategy for a DFIG-based Wind Turbine System », *Majlesi Journal of Mechatronic Systems*, 8(2), 7-14. <http://journals.iaumajlesi.ac.ir/ms/index/index.php/ms/article/view/397>.
- [94] Y. Djeriri, H. M. Ahmed, et M. Allam, « Commande par mode glissant de la GADA

associée à un convertisseur à trois niveaux de tension à structure NPC et entraînée par une turbine éolienne », First International Conference on Smart Grids, CIREI'2019, March 4-5, 2019 at ENP-Oran – Algeria.

[95] A. Fezzani, « Commande Robuste de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Université de Batna, 2000 », Thèse de doctorat, Université de Batna, soutenue le 07/11/2015.

[96] H. Benbouhenni, Z. Boudjema, et A. Belaidi, « DPC Based on ANFIS Super-Twisting Sliding Mode Algorithm of a Doubly-Fed Induction Generator for Wind Energy System », JESA, vol. 53, n° 1, p. 69-80, févr. 2020, doi: 10.18280/jesa.530109.

[97] R. Sadeghi, S. M. Madani, M. Ataei, M. R. Agha Kashkooli and S. Ademi, « Super-Twisting Sliding Mode Direct Power Control of a Brushless Doubly Fed Induction Generator," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 11, pp. 9147-9156, Nov. 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2818672

[98] M. Benbouzid, B. Beltran, Y. Amirat, G. Yao, J. Han, et H. Mangel, « Second-order sliding mode control for DFIG-based wind turbines fault ride-through capability enhancement », ISA Transactions, vol. 53, n° 3, p. 827-833, mai 2014, doi: 10.1016/j.isatra.2014.01.006.

[99] H. Gasmi, S. Mendaci, et W. Kantas, « Wind Energy Conversion System Controlled by Particle Swarm Optimization Super Twisting Sliding Mode Control Equipped with Doubly Fed Induction Generator », in Artificial Intelligence and Heuristics for Smart Energy Efficiency in Smart Cities, vol. 361, M. Hatti, Éd. Cham: Springer International Publishing, 2022, p. 78-87. doi: 10.1007/978-3-030-92038-8\_8.

[100] S. Boubzizi, H. Abid, A. El hajjaji, et M. Chaabane, « Comparative study of three types of controllers for DFIG in wind energy conversion system », Prot Control Mod Power Syst 3, 21 (2018). <https://doi.org/10.1186/s41601-018-0096-y>.

[101] H. Gasmi, S. Mendaci, S. Laifa, W. Kantas, et H. Benbouhenni, « Fractional-order proportional-integral super twisting sliding mode controller for wind energy conversion system equipped with doubly fed induction generator », J. Power Electron., vol. 22, n° 8, p. 1357-1373, août 2022, doi: 10.1007/s43236-022-00430-0.

[102] I. Yaichi, A. Semmah, P. Wira, et Y. Djeriri, « Super-twisting Sliding Mode Control of a Doubly-fed Induction Generator Based on the SVM Strategy », Period. Polytech. Elec. Eng. Comp. Sci., vol. 63, n° 3, p. 178-190, juin 2019, doi: 10.3311/PPee.13726.

[103] B. Belabbas, T. Allaoui, M. Tadjine, et M. Denai, « Comparative study of back-stepping

controller and super twisting sliding mode controller for indirect power control of wind generator », *Int J Syst Assur Eng Manag*, vol. 10, n° 6, p. 1555-1566, déc. 2019, doi: 10.1007/s13198-019-00905-7.

[104] L. Djilali, A. Badillo-Olvera, Y. Yuliana Rios, H. López-Beltrán, et L. Saihi, « Neural High Order Sliding Mode Control for Doubly Fed Induction Generator based Wind Turbines », *IEEE Latin America Transactions*, vol. 20, n° 2, p. 223-232, févr. 2022, doi: 10.1109/TLA.2022.9661461.

[105] E. Edet et R. Katebi, « On Fractional Predictive PID Controller Design Method », *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, n° 1, p. 8555-8560, juill. 2017, doi: 10.1016/j.ifacol.2017.08.1416.

[106] R. Pradhan, S. K. Majhi, J. K. Pradhan, et B. B. Pati, « Optimal fractional order PID controller design using Ant Lion Optimizer », *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 11, n° 2, p. 281-291, juin 2020, doi: 10.1016/j.asej.2019.10.005.

[107] M. Oussama, C. Abdelghani, et C. Lakhdar, « Fractional Order PID Design for MPPT-Pitch Angle Control of Wind Turbine Using Bat Algorithm », *AMA\_A*, vol. 56, n° 2-4, p. 35-42, déc. 2019, doi: 10.18280/ama\_a.562-402.

[108] N. Hamouda, B. Babes, A. Boutaghane, S. Kahla, et M. Mezaache, « Optimal Tuning of PI $\lambda$ D $\mu$  Controller for PMDC Motor Speed Control Using Ant Colony optimization Algorithm for Enhancing Robustness of WFSs », in *2020 1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing (CCSSP)*, mai 2020, p. 364-369.

doi: 10.1109/CCSSP49278.2020.9151609.

[109] N. Hamouda, B. Babes, C. Hamouda, S. Kahla, T. Ellinger, et J. Petzoldt, « Optimal Tuning of Fractional Order Proportional-Integral-Derivative Controller for Wire Feeder System Using Ant Colony Optimization », *JESA*, vol. 53, n° 2, p. 157-166, mai 2020, doi: 10.18280/jesa.530201.

[110] A. Tepljakov, E. Petlenkov, et J. Belikov, « FOMCON: a MATLAB Toolbox for Fractional-order System Identification and Control », *International Journal of Microelectronics and Computer Science*. 2. 51-62.

[111] R. Melício, V. M. F. Mendes, et J. P. S. Catalão, « A Pitch Control Malfunction Analysis for Wind Turbines with Permanent Magnet Synchronous Generator and Full-power Converters: Proportional Integral Versus Fractional-order Controllers », *Electric Power Components and Systems*, vol. 38, n° 4, p. 387-406, févr. 2010, doi: 10.1080/15325000903330583.

- [112] B. M. Vinagre, I. Podlubny, A. Hernández, V. Feliu, « Some approximations of fractional order operators used in control theory and applications », Partially supported by FEDER Research Grant IFD97-0755-C02-01 and by VEGA Research Grant 1/7098/20,
- [113] R. El-Khazali, I.M. Batiha, et S. Momani, « Approximation of Fractional-order Operators », Springer Proceedings in Mathematics & Statistics
- [114] A. Oustaloup, « La dérivation non entière », Hermes, Paris, 1995
- [115] A. Charef, H. Sun, Y. Tsao, B. Onaral, « Fractal system as represented by singularity function », IEEE Trans Autom Control 37:1465–1470, doi:10.1109/9.159595
- [116] L. Sami, B. Badreddine, H. Gasmi, « Direct synthesis approach to design fractional PID controller for SISO and MIMO systems based on Smith predictor structure applied for time-delay non integer-order models », International Journal of Dynamics and Control, vol. 10, n° 5, 2021, doi:10.1007/s40435-021-00831-2
- [117] J. Kennedy et R. Eberhart, « Particle swarm optimization », in Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks, nov. 1995, vol. 4, p. 1942-1948 vol.4. doi: 10.1109/ICNN.1995.488968.
- [118] Y. Bekakra et D. B. Attous, « Optimal tuning of PI controller using PSO optimization for indirect power control for DFIG based wind turbine with MPPT », Int J Syst Assur Eng Manag, vol. 5, n° 3, p. 219-229, sept. 2014, doi: 10.1007/s13198-013-0150-0.
- [119] R. Laina, F. Ez-Zahra Lamzouri, E.-M. Boufounas, A. El Amrani, et I. Boumhidi, « Intelligent control of a DFIG wind turbine using a PSO evolutionary algorithm », Procedia Computer Science, vol. 127, p. 471-480, 2018, doi: 10.1016/j.procs.2018.01.145.
- [120] Y. A. Ali et M. Ouassaid, « Advanced Control Strategy of DFIG based Wind Turbine using combined Artificial Neural Network and PSO Algorithm », in 2020 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT), Rabat, Morocco, mars 2020, p. 1-7. doi: 10.1109/ICEIT48248.2020.9113163.
- [121] D. Boudjehem et B. Boudjehem, « Improved heterogeneous particle swarm optimization », Journal of Information and Optimization Sciences, vol. 38, n° 3-4, p. 481-499, mai 2017, doi: 10.1080/02522667.2016.1224467.
- [122] S. Sai Rayala et N. Ashok Kumar, « Particle Swarm Optimization for robot target tracking application », Materials Today: Proceedings, vol. 33, p. 3600-3603, 2020, doi: 10.1016/j.matpr.2020.05.660.

[123] O. P. Bharti, R. K. Saket, et S. K. Nagar, « Controller design for doubly fed induction generator using particle swarm optimization technique », *Renewable Energy*, vol. 114, p. 1394-1406, déc. 2017, doi: 10.1016/j.renene.2017.06.061.

[124] W. Qiao, G. K. Venayagamoorthy et R. G. Harley, « Design of Optimal PI Controllers for Doubly Fed Induction Generators Driven by Wind Turbines Using Particle Swarm Optimization », *The 2006 IEEE International Joint Conference on Neural Network Proceedings*, 2006, pp. 1982-1987, doi: 10.1109/IJCNN.2006.246944.