

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADJI MOKHTAR ANNABA UNIVERSITY

UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Année 2018

Faculté des Sciences de l'Ingéniorat

THÈSE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de DOCTORAT

THÈME

**MODÉLISATION ET COMMANDE D'UNE GÉNÉRATRICE
ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION**

Option

Automatique et Signaux

Par

AZZA Abdelaziz

Devant le jury composé de :

Président : GUERSI Nouredine

Pr Université d'Annaba

Directeur de Thèse : KHERFANE Hamid

MCA Université d'Annaba

Examineurs : SAAD Salah

Pr Université d'Annaba

MOUSSAOUI Abdelkrim

Pr Université de Guelma

LACHOURI Abderrazak

Pr Université de Skikda

Remerciements

Tout d'abord, Je remercie **ALLAH** de m'avoir donné la force, la patience et la volonté pour réaliser ce travail dans les meilleures circonstances.

Je voudrais aussi exprimer ma gratitude à tous ceux qui ont contribué à cette thèse, que ce soit scientifiquement, ou par leurs encouragements ou leurs affections.

Ce travail a été réalisé au Laboratoire d'Automatique et Signaux (LASA) de l'Université d'Annaba sous l'égide de Monsieur KHERFANE Hamid Maître de conférences A.

Je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance pour m'avoir accompagné dans la réalisation de cette thèse. Son aide m'a été plus que bénéfique : Grâce à lui, à ses conseils, à son attention et à sa disponibilité, ce travail a pu être réalisé. Je le remercie, également, pour son écoute et sa compréhension et j'espère être à la hauteur de sa confiance.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur GUERSI Nouredine, Professeur à l'Université d'Annaba, pour l'intérêt qu'il a accordé à mon travail et d'avoir accepté de présider ce jury.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur SAAD Salah, professeur à l'université d'Annaba, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner cette thèse. Je le remercie pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail.

J'exprime aussi toute ma gratitude à Monsieur MOUSSAOUI Abdelkrim, Professeur à l'Université de Guelma pour l'intérêt et l'attention qu'il a accordé à ce travail de thèse et d'avoir accepté d'en être l'examineur.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur LACHOURI Abderrazak, Professeur à l'Université de Skikda, pour avoir donné son accord afin d'examiner ce travail. Qu'il puisse trouver ici l'expression de mon profond respect.

Je ne peux manquer de rappeler mon immense et éternelle reconnaissance à ma **MAMAN**, en lui dédiant ce travail. Je te remercie énormément pour tes sacrifices consentis, pour l'attention et l'intérêt que tu n'as jamais cessé de m'apporter, pour ton amour qui ne m'a jamais fait défaut, pour tes encouragements, ton soutien, ton aide moral depuis toujours, merci pour tout, **MAMAN**.

Je tiens à remercier vivement **mon père** pour tous les sacrifices consentis afin de me permettre de mener à bien ce travail et pour sa patience et ses encouragements à tout instant.

Enfin, je remercie vivement ma famille, mes amis, mes collègues et les membres du laboratoire d'Automatique et Signaux (LASA) de l'université d'Annaba qui m'ont aidé durant mon parcours et qui ont contribué à l'aboutissement de cette thèse.

ملخص

في السنوات الأخيرة، تطورت تزيينات الرياح بشكل ملحوظ، سواء من حيث استخدامها أو من حيث تصميمها حيث انتقلت من التزيينات الصغيرة المعزولة إلى المزارع الكبيرة من تزيينات الرياح المتصلة بشبكة الكهرباء. ركزت أعمال الأطروحة على المولد غير المتزامن المزدوج التغذية. الدافع وراء هذا الاختيار هو أن هذا المولد هو الأنسب لطاقة الرياح؛ من بين المولدات الأخرى من حيث تكلفة الإنتاج. لذا، فإن الهدف الرئيسي من أطروحتنا هو تقديم دراسة باستخدام المحاكاة العددية للتحكم في المولد غير المتزامن المزدوج التغذية الذي يمكن استخدامه في إنتاج طاقة الرياح. في عملنا، قدمنا النمذجة والتحكم في المولد غير المتزامن المزدوج التغذية المركب في تزيين رياح متغيرة السرعة متصل بالشبكة الكهربائية، حيث تم توصيل الجزء الثابت للمولد مباشرة بالشبكة والدوار عن طريق محول طاقة.

في هذه الدراسة، تم وضع نماذج لمختلف أجزاء تزيين الرياح (التزيين، والمولد، ومرشح التيار، ومحول الطاقة ظهر إلى ظهر، وناقل التيار المستمر). من أجل التحكم في الأنظمة الفرعية التي تم الحصول عليها عن طريق تطبيق استراتيجيات التحكم لكل جزء من النظام، يتم تطبيق التحكم الكسري المستند إلى مصححات نسبية متكاملة كسرية، صممت بطريقة تحليلية بسيطة. تم التحقق من فعالية التحكم المقترح إستناداً إلى نتائج المحاكاة باستعمال ماتلاب.

الكلمات المفتاحية: تزيينات الرياح، المولد غير المتزامن المزدوج التغذية، التحكم الكسري.

Abstract

The use of the Wind Turbines System (WTS), as one of the most promising renewable energy sources, is currently on the increase and becoming more and more popular all over the world, while at the same time their design has evolved significantly. These systems were passed from small and isolated wind turbines to large parks connected to the electricity grid.

The focus of this thesis will be on the wind turbine generator with Doubly Fed Induction Generator (DFIG). The choice of the DFIG among other generators was motivated by the fact that this generator is not only the most common type of generators used in the wind energy conversion system but also the most appropriate in terms of production cost. So, the main objective of this thesis is to study, by numerical simulation in the MATLAB/SIMULINK environment, the modeling and control of grid-connected DFIG-based variable-speed wind-turbine, where the stator windings are directly connected to the grid, while the rotor windings is connected to the grid by the use of back-to-back converter.

Firstly, a model of different parts of Wind Energy Conversion System (WECS) such as turbine, DFIG, filter RL, back-to-back converter and DC link is developed using MATLAB. Then, a control algorithm for Maximum Power Point Tracking (MPPT) in wind energy systems that optimizes the active and reactive power transfer between WECS, and the utility grid under variable wind speed is presented. This technique implements fractional order proportional integral (FOPI) controller. The FOPI controller design achieved using a simple analytical synthesis procedure. The simulation results show that the proposed procedures could track the maximum power accurately and successfully in all conditions tested.

Key words: Wind Turbine, Vector Control, FOPI controller, Doubly Fed Induction Generator, MPPT.

Résumé

L'évolution des aérogénérateurs a connu un essor dans les dernières années, que ce soit sur le plan de leur utilisation dans le monde ou sur le plan de leur conception, où ils sont passés du petit aérogénérateur isolé aux grands parcs d'aérogénérateurs connectés sur le réseau électrique.

Les travaux de la thèse se sont essentiellement portés sur les aérogénérateurs à base de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Ce choix a été motivé par le fait que cette génératrice était la plus appropriée pour l'aérogénérateur, surtout en termes de coût de production. L'objectif de cette thèse est donc d'étudier la modélisation et la commande d'une génératrice asynchrone à double alimentation installée dans un aérogénérateur à vitesse variable raccordé au réseau électrique, dont le stator est directement connecté au réseau, tandis que le rotor est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur dos-à-dos avec un bus continu.

Dans cette étude, la modélisation des différentes parties de l'aérogénérateur (la turbine, la génératrice, le filtre du courant, le convertisseur dos-à-dos et le bus continu) a été faite. Pour la commande de sous-systèmes obtenus par l'application des stratégies de commande de chaque partie du système, la commande fractionnaire basée sur les correcteurs PI d'ordre fractionnaire (FOPI) est appliquée, avec une procédure de synthèse analytique simple.

Les résultats de la simulation, dans l'environnement Matlab, montrent que les stratégies de commande proposées avec des contrôleurs PI d'ordre fractionnaire pourraient assurer une bonne dynamique du système avec succès dans toutes les conditions testées.

Mots clés : Aérogénérateur, Commande vectorielle, Contrôleur PI d'ordre fractionnaire, Génératrice Asynchrone à Double Alimentation, MPPT.

Liste des Figures

Figure 1.1. Schéma de principe de formation du vent	6
Figure 1.2. Atlas du vent en Algérie [11].....	7
Figure 1.3. Schéma de principe d'un aérogénérateur	8
Figure 1.4. Aérogénérateur à axe vertical de type Darrieus	9
Figure 1.5. Aérogénérateur à axe vertical de type Savonius	9
Figure 1.6. Correspondance taille-puissance des aérogénérateurs.....	10
Figure 1.7. Aérogénérateur à axe horizontal	11
Figure 1.8. Aérogénérateurs amont (Upwind WT) et aval (Downwind).....	12
Figure 1.9. Configuration générale d'un aérogénérateur.....	13
Figure 1.10. Aérogénérateur à vitesse fixe avec GAS.....	13
Figure 1.11. Aérogénérateur à vitesse variable avec GARB.....	15
Figure 1.12. Aérogénérateur à vitesse variable avec GADA.....	16
Figure 1.13. Aérogénérateur à vitesse variable 100%.....	18
Figure 1.14. Cycloconvertisseur (AC/AC)	20
Figure 1.15. Principe de fonctionnement du cycloconvertisseur [5]	20
Figure 1.16. Convertisseur dos-à-dos à deux niveaux	21
Figure 1.17. Zones de fonctionnement de l'aérogénérateur.....	22
Figure 2.1. Aérogénérateur à base d'une GADA.....	27
Figure 2.2. Évolution du coefficient de puissance en fonction de TSR pour différentes valeurs de l'angle d'orientation des pales β	29
Figure 2.3. Schéma bloc de la turbine	31
Figure 2.4. Schéma équivalent de la GADA [24]	32
Figure 2.5. Transformation de Park.....	35
Figure 2.6. Schéma du filtre RL	38
Figure 2.7. Convertisseur dos-à-dos avec bus continu	40
Figure 2.8. Circuit équivalent du convertisseur à deux niveaux.....	40
Figure 3.1. Système de commande de l'aérogénérateur.....	44
Figure 3.2.Écoulement de la puissance dans l'aérogénérateur.....	45
Figure 3.3. Commande du convertisseur côté rotor	46

<i>Figure 3.4. Commande de la turbine [10]</i>	46
<i>Figure 3.5. Modèle simplifié de la GADA [10]</i>	48
<i>Figure 3.6. Commande de la GADA [10]</i>	49
<i>Figure 3.7. Profil de la vitesse du vent</i>	51
<i>Figure 3.8. Coefficient de puissance</i>	51
<i>Figure 3.9. Puissance mécanique de turbine.</i>	52
<i>Figure 3.10. Couple électromagnétique</i>	52
<i>Figure 3.11. Vitesse mécanique</i>	52
<i>Figure 3.12. Glissement de la GADA</i>	53
<i>Figure 3.13. Courant direct du rotor</i>	53
<i>Figure 3.14. Courant quadrature du rotor</i>	54
<i>Figure 3.15. Puissance active statorique</i>	54
<i>Figure 3.16. Puissance réactive statorique</i>	54
<i>Figure 3.17. Courant statorique de la GADA</i>	55
<i>Figure 3.18. Courant rotorique de la GADA</i>	55
<i>Figure 3.19. Commande du convertisseur côté réseau</i>	56
<i>Figure 3.20. Commande du bus continu</i>	57
<i>Figure 3.21. Schéma du filtre RL</i>	58
<i>Figure 3.22. Commande du filtre</i>	59
<i>Figure 3.23. Puissance active rotorique</i>	60
<i>Figure 3.24. Puissance active du convertisseur côté réseau</i>	61
<i>Figure 3.25. Puissance réactive du convertisseur côté réseau</i>	62
<i>Figure 3.26. Tension du bus continu</i>	62
<i>Figure 3.27. Courant direct du filtre RL</i>	62
<i>Figure 3.28. Courant quadrature du filtre RL</i>	63
<i>Figure 3.29. Puissance du bus continu</i>	63
<i>Figure 3.30. Courant du bus continu</i>	63
<i>Figure 4.1. Fonction gamma $\Gamma(\lambda)$</i>	67
<i>Figure 4.2. Diagramme de Bode de la fonction $H(s)$ et son approximation [59]</i>	70
<i>Figure 4.3. Contrôleur PID d'ordre fractionnaire et ses cas particuliers</i>	71
<i>Figure 4.4. Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte du système avec le contrôleur PI d'ordre fractionnaire et le contrôleur PI classique et de la boucle idéale de Bode</i>	76

<i>Figure 4.5. Réponses indicielles du système : (a) avec le contrôleur PI d'ordre fractionnaire, (b) avec le contrôleur PI classique.....</i>	<i>78</i>
<i>Figure 4.6. Profil de la vitesse du vent</i>	<i>80</i>
<i>Figure 4.7. Coefficient de puissance.....</i>	<i>80</i>
<i>Figure 4.8. Vitesse mécanique.....</i>	<i>81</i>
<i>Figure 4.9. Glissement de la GADA</i>	<i>81</i>
<i>Figure 4.10. Couple électromagnétique.....</i>	<i>82</i>
<i>Figure 4.11. Tension du bus continu</i>	<i>82</i>
<i>Figure 4.12. Puissance active fournie au réseau.....</i>	<i>83</i>
<i>Figure 4.13. Puissance réactive fournie au réseau.....</i>	<i>83</i>
<i>Figure 4.14. Puissance du bus continu.....</i>	<i>84</i>

Liste des Tableaux

<i>Tableau 3.1. Paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation.....</i>	<i>50</i>
<i>Tableau 3.2. Paramètres de la turbine</i>	<i>50</i>
<i>Tableau 3.3. Paramètres du filtre RL et du bus continu</i>	<i>60</i>

Liste des Symboles

Ω_{cut-in}	La vitesse de démarrage de la turbine
C_p	Le coefficient de puissance
P_n	La puissance active nominale
$\Omega_{cut-out}$	La vitesse de limite de fonctionnement de la turbine
β	L'angle de calage des pales
$P_{turbine}$	La puissance aérodynamique captée par la turbine
ρ	La densité de l'air
R	Le rayon des pales
S	La surface de l'aire balayée par les pales $\pi.R^2$
v	La vitesse du vent
TSR	Le ratio de vitesse de la turbine
Ω_t	La vitesse mécanique de la turbine
Ω_{mec}	La vitesse de rotation de la génératrice
T_g	Le couple mécanique de la génératrice
T_{aer}	Le couple produit de la turbine éolienne
G	Le gain du multiplicateur de vitesse
J_t	L'inertie totale ramenée à l'arbre machine
$Slip$	Le glissement de la machine
f_s	La fréquence fondamentale de la tension statorique
T_{em}	Le couple électromagnétique produit par la GADA
T_g	Le couple issu du multiplicateur
T_{vis}	Le couple des frottements visqueux
f_v	Le coefficient de frottements visqueux
$J_{turbine}$	L'inertie de la masse de la turbine éolienne
J_g	L'inertie de la GADA
P_s, Q_s	La puissance active et réactive du stator de la machine
V_s	Le vecteur des tensions appliquées aux bornes des bobinages statoriques
V_r	Le vecteur des tensions appliquées aux bornes des bobinages rotoriques

I_s	Le vecteur des courants parcourant les bobinages statoriques
I_r	Le vecteur des courants traversant les bobinages rotoriques
R_s	La matrice (3x3) de résistance des enroulements statoriques
R_r	La matrice (3x3) de résistance des enroulements rotoriques
φ_s	Le vecteur de flux traversant les bobinages statoriques
φ_r	Le vecteur de flux traversant les bobinages rotoriques
<i>Park</i>	La transformation de Park
<i>Park</i> ⁻¹	La transformation inverse de Park
ω_s	La pulsation des grandeurs statoriques
P	Le nombre de paires de pôle
θ_s, θ_r	L'angle électrique statorique et l'angle électrique rotorique
L_m	L'inductance magnétisante
ω_r	La vitesse de rotation du rotor
P_r, Q_r	La puissance active et réactive du rotor de la machine
C	La capacité du condensateur du bus continu
V_{DC}	La tension du bus continu
i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}	Les courants triphasés du filtre
S_a	Les états de commutation de la phase A
V_{fa}, V_{fb}, V_{fc}	Les tensions apparaissant aux bornes du filtre
V_{fd}, V_{fq}	Les tensions apparaissant aux bornes du filtre suivant les axes directs et en quadrature respectivement.
i_{fd}, i_{fq}	Les courants transités entre le convertisseur et le réseau suivant les axes direct et en quadrature respectivement
$\Omega_{mec-ref}$	La vitesse rotorique de référence
P_t, Q_t	Les puissances actives et réactives du convertisseur côté réseau (GSC)
P_{grid}, Q_{grid}	Les puissances actives et réactives fournies au réseau
λ	L'ordre du dérivé ou d'intégrale
$R(\lambda)$	La partie réelle de λ
$\Gamma(\lambda)$	La fonction gamma d'Euler
t_0 et t	Les limites de l'opération
ε	L'erreur d'approximation
K_p	La constante proportionnelle

K_i	La constante d'intégration
s	La variable de la transformée de Laplace.
ω_c	La fréquence de croisement du gain
φ_m	La marge de phase

Table des Matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
CHAPITRE 1. ÉTAT DE L'ART.....	5
1.1 Introduction	6
1.2 Le vent.....	6
1.3 Atlas du vent en Algérie.....	7
1.4 Évaluation de l'énergie du vent en Algérie.....	7
1.5 L'aérogénérateur	8
1.6 L'impact sur l'environnement.....	8
1.6.1 L'impact sonore	8
1.6.2 L'impact visuel	8
1.7 Les types d'aérogénérateurs	8
1.7.1 Aérogénérateur à axe vertical.....	8
1.7.2 Aérogénérateur à axe horizontal	10
1.8 Principaux composants d'un aérogénérateur à axe horizontal.....	11
1.8.1 Le mât	11
1.8.2 La nacelle	11
1.8.3 Le rotor	11
1.9 Les configurations commerciales des aérogénérateurs.....	12
1.9.1 Aérogénérateur à vitesse fixe avec GAS.....	13
1.9.2 Aérogénérateur à vitesse variable avec GARB	14
1.9.3 Aérogénérateur à vitesse variable avec GADA	16
1.9.4 Aérogénérateur à vitesse variable 100%.....	18
1.10 Convertisseurs de puissance	19
1.10.1 Cycloconvertisseur (AC/AC).....	20
1.10.2 Convertisseur dos-à-dos	21
1.11 Commande de l'aérogénérateur.....	21

1.11.1 Zones de commande de l'aérogénérateur	21
1.11.2 Commande de la génératrice	23
1.12 Conclusion	24
CHAPITRE 2. MODÉLISATION D'UN AÉROGÉNÉRATEUR À BASE D'UNE GADA CONNECTÉE AU RÉSEAU ÉLECTRIQUE	25
2.1 Introduction	26
2.2 Description de l'aérogénérateur étudié	26
2.3 Modélisation du vent	27
2.4 Modélisation de la partie mécanique	27
2.4.1 Modélisation de la turbine	27
2.4.2 Modélisation du multiplicateur	29
2.4.3 Modélisation de l'arbre mécanique	30
2.5 Modélisation de la partie électrique	31
2.5.1 Modélisation de la GADA	31
2.5.2 Modélisation du filtre RL	38
2.5.3 Modélisation du convertisseur de puissance dos-à-dos	39
2.6 Conclusion	41
CHAPITRE 3. COMMANDE D'UN AÉROGÉNÉRATEUR À BASE D'UNE GADA PILOTÉE PAR UN CONVERTISSEUR DE PUISSANCE DOS-À-DOS	42
3.1 Introduction	43
3.2 Description de la commande de l'aérogénérateur	43
3.3 L'écoulement de la puissance de l'aérogénérateur	44
3.4 Commande du convertisseur côté rotor	45
3.4.1 Commande de la turbine	46
3.4.2 Commande de la GADA	47
3.4.3 Résultats de simulation	50
3.5 Commande du convertisseur côté réseau	55
3.5.1 Commande du bus continu	56
3.5.2 Commande du filtre RL	57
3.5.3 Résultats de simulation	60
3.6 Conclusion	63

CHAPITRE 4. COMMANDE ROBUSTE DE L'AÉROGÉNÉRATEUR PAR LA COMMANDE D'ORDRE FRACTIONNAIRE.....	64
4.1 <i>Introduction</i>	65
4.2 <i>La commande d'ordre fractionnaire</i>	65
4.2.1 Opérateur d'ordre fractionnaire	65
4.2.2 Définition de Riemann-Liouville.....	65
4.2.3 La fonction Gamma :	66
4.2.4 Propriétés de la dérivation non entière.....	67
4.2.5 Transformée de Laplace de l'opérateur d'ordre fractionnaire	68
4.2.6 Méthode d'approximation de Charef	68
4.2.7 Correcteur PID d'ordre fractionnaire.....	71
4.3 <i>Méthode analytique de synthèse du contrôleur PI d'ordre fractionnaire</i>	72
4.3.1 Spécifications de conception.....	72
4.3.2 Synthèse du contrôleur PI d'ordre fractionnaire.....	73
4.4 <i>Résultats et interprétations</i>	77
4.5 <i>Conclusion</i>	84
CONCLUSION GÉNÉRALE	85
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	88

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction Générale

Chaque seconde, plus d'un million de kilos de dioxyde de carbone CO₂ sont émis dans l'atmosphère. En effet, les émissions de dioxyde de carbone dans l'atmosphère de l'année 2016 ont été de 33 milliards de tonnes, à peine plus qu'en 2015 et 2014 [1].

Face à ce problème et pour limiter les émissions de CO₂, le monde s'est tourné vers de nouvelles formes d'énergies dites "renouvelables". Parmi celles-ci, l'énergie du vent avait une bonne place dans la production des énergies renouvelables.

En 2016, l'énergie du vent a empêché non seulement l'émission de plus de 637 millions de tonnes de CO₂ dans le monde, mais aussi a créé plus de 1 million d'emplois [2]. Pour l'année 2017, selon les statistiques préliminaires publiées par l'association mondiale de l'énergie du vent (WWEA, World Wind Energy Association), les systèmes éoliens ajoutent plus de 52 GW d'énergie propre et sans émissions, par rapport à un total de 539 GW de production mondiale [3].

En raison de son rendement élevé face au coût, sa configuration avec des convertisseurs de puissance traitant uniquement environ 30% de la puissance totale générée par la turbine, plus de 50% des aérogénérateurs utilisent la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) (DFIG, Doubly Fed Inductions Generator) [4]. Les convertisseurs de puissance sont alors dimensionnés pour faire transiter uniquement la puissance de glissement, c'est-à-dire, au maximum 30% de la puissance nominale de la GADA utilisée [5]. Par exemple, le convertisseur de puissance d'un aérogénérateur utilisant une GADA de 1,5 MW doit être dimensionné pour faire transiter uniquement une puissance de 0,5 MW, alors qu'un aérogénérateur à base d'une autre génératrice de 1,5 MW nécessite un convertisseur de puissance de 1,5 MW. Ils sont alors moins volumineux, moins coûteux, nécessitant un système de refroidissement moins lourd.

Pour obtenir de hautes performances d'un aérogénérateur, il faut concevoir une commande robuste qui rend le système insensible aux perturbations extérieures, aux variations paramétriques et aussi au bruit. La commande d'ordre fractionnaire a connu un grand succès ces dernières années. Cela est dû à la simplicité de sa mise en œuvre et à sa robustesse par rapport aux incertitudes du système et des perturbations externes entachant le processus. Le régulateur PI d'ordre fractionnaire (FOPI) qui est une généralisation de l'ancien régulateur PI classique d'ordre entier [6], [7] a le potentiel d'augmenter la robustesse et d'améliorer les performances du système avec son nouveau paramètre supplémentaire λ , qui est l'ordre fractionnaire de l'action intégrale [8]–[10].

L'objectif de nos travaux de thèse est de proposer une technique de commande robuste capable d'optimiser la production d'un aérogénérateur à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance dos-à-dos (BTB, Back-To-Back Converter), en utilisant la commande d'ordre fractionnaire avec une simple méthode de synthèse analytique. Cette thèse de doctorat est organisée en quatre chapitres comme suit :

Dans le premier chapitre de cette thèse, une présentation générale de l'état de l'art des systèmes des énergies du vent est faite. Premièrement, une présentation du principe de fonctionnement d'un aérogénérateur est faite suivie par la présentation des classifications les plus utilisées, ainsi que les différents composants constituant l'aérogénérateur. Deuxièmement, une présentation des différents types de génératrices électriques qui sont utilisées dans les aérogénérateurs est exposée. Finalement, un résumé sur les différentes techniques de commande de l'aérogénérateur à vitesse variable est exposé et une conclusion est donnée à la fin de ce chapitre.

Dans le deuxième chapitre, les différents constituants de l'aérogénérateur utilisant la GADA connectée au réseau sont modélisés. La modélisation de la partie mécanique est faite en premier temps suivi

par la modélisation de la GADA. Aussi, le filtre triphasé RL, le bus continu et les deux convertisseurs statiques de puissance sont modélisés. Une conclusion est donnée à la fin du chapitre.

Le troisième chapitre traitera la stratégie de commande de l'aérogénérateur en deux niveaux. Dans le premier niveau, la commande vectorielle par orientation du flux, qui présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour la GADA et le filtre RL, est appliquée. Tandis que dans le deuxième niveau, un algorithme de commande, permettant l'extraction de la puissance maximale du vent (MPPT, Maximum Power Point Tracking), est appliqué sur l'aérogénérateur.

Le dernier chapitre est composé de deux sections. La première section est consacrée à la commande fractionnaire avec la présentation d'une méthode de réglage analytique du correcteur PI d'ordre fractionnaire, où les trois paramètres du correcteur PI d'ordre fractionnaire sont calculés pour que le système en boucle fermée soit équivalent à la boucle idéale de Bode. Un exemple illustratif a été présenté pour valider : l'efficacité, la flexibilité et la précision de la méthode proposée, surtout sa robustesse face aux variations de gain. Dans la deuxième section, on a fait l'application et l'étude de la méthode proposée pour la commande de l'aérogénérateur à vitesse variable utilisant la GADA. Les résultats de simulation avec leurs interprétations sont démontrés à la fin de ce chapitre avec une conclusion.

Nous terminons cette thèse de doctorat avec une conclusion générale.

CHAPITRE 1. ÉTAT DE L'ART

1.1 Introduction

L'évolution des aérogénérateurs a connu un essor dans les dernières années, que ce soit sur le plan de leurs utilisations dans le monde ou sur le plan de leur conception où ils sont passés du petit aérogénérateur isolé au grand parc des aérogénérateurs connectés au réseau électrique.

Dans ce chapitre, un état de l'art des aérogénérateurs est exposé en présentant leurs principes de fonctionnement, leurs classifications les plus utilisées, leurs principaux composants, leurs différentes configurations utilisées et leurs techniques de commandes qui sont rapportés dans la littérature.

1.2 Le vent

Le vent est un courant d'air qui se forme lorsque l'air d'une zone de haute pression se déplace vers une zone de basse pression. La différence de pression est due indirectement à l'ensoleillement de la terre qui crée un réchauffement ou un refroidissement local. Un schéma de principe de formation du vent est donné à la Figure 1.1.

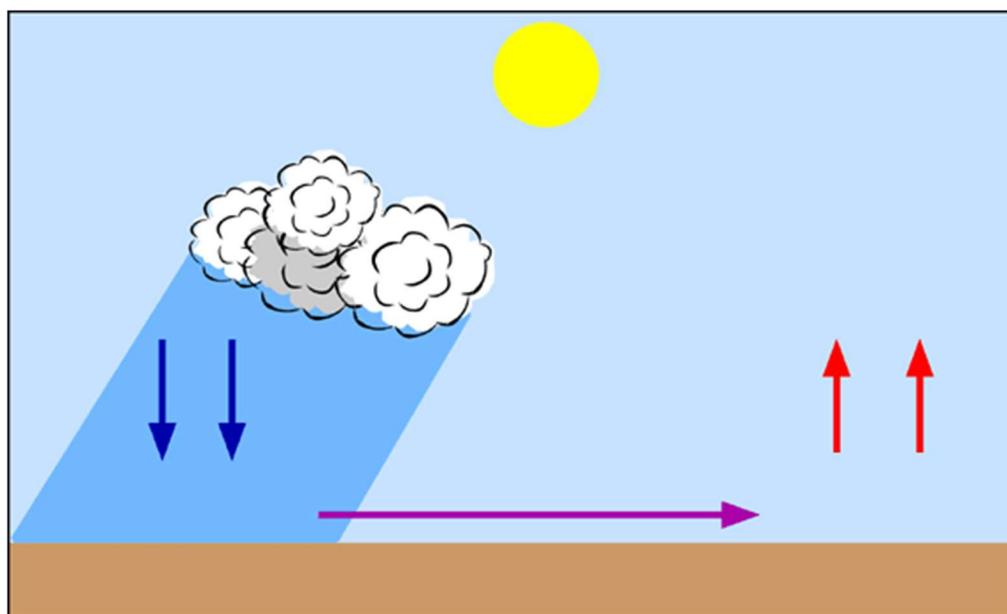


Figure 1.1. Schéma de principe de formation du vent

1.3 Atlas du vent en Algérie

L'Atlas du vent en Algérie (Figure 1.2), mesuré à 10m de hauteur, montre que les vitesses moyennes annuelles évoluent sur le territoire national algérien entre 1.2 et 6.3m/s. Le site d'Adrar possède la vitesse maximale du vent de 6.3m/s. Le site de Hassi-R'Mel prend la deuxième place avec une vitesse de 6.1m/s. La région de Tindouf vient en troisième place avec une vitesse de 6m/s.

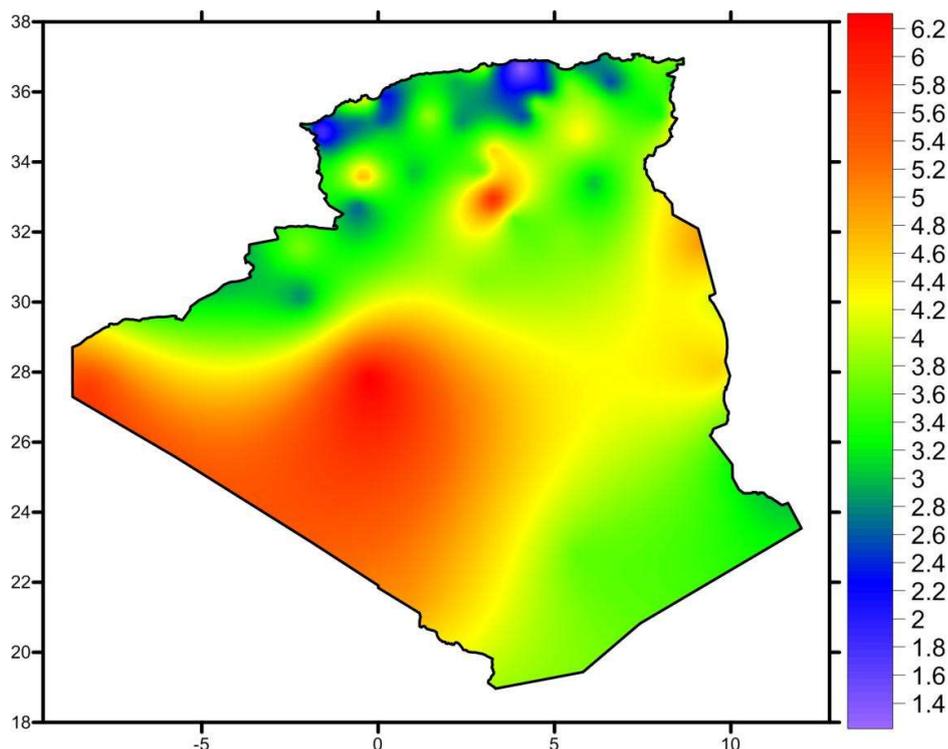


Figure 1.2. Atlas du vent en Algérie [11]

1.4 Évaluation de l'énergie du vent en Algérie

La capacité de l'énergie du vent installée en Algérie est de 10.2MW située à Adrar, dans un parc de 12 turbines ayant une puissance de 850KW pour chacune d'elles [12].

Les projets de l'énergie du vent en Algérie sont programmés en deux phases, la première de 2015 à 2020 pour une puissance de 1010MW et la deuxième de 2020 à 2030 pour une puissance de 4000MW, pour atteindre une capacité totale de 5010MW à la fin de 2030. Dans ce programme, on a deux projets : 50MW à Timimoune et l'autre de 20MW à Khenchela [13].

1.5 L'aérogénérateur

L'aérogénérateur (WT, Wind Turbine) est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique sous forme d'une rotation pour générer un courant électrique par l'intermédiaire d'une génératrice. Un schéma de principe de la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique propre est illustré à la Figure 1.3.

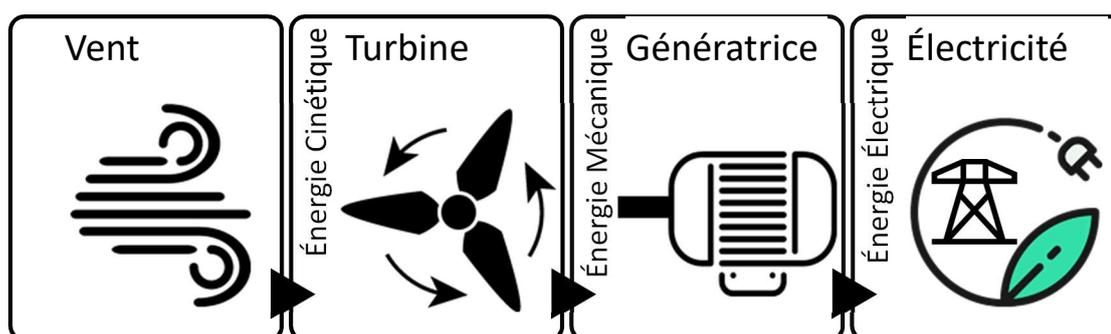


Figure 1.3. Schéma de principe d'un aérogénérateur

1.6 L'impact sur l'environnement

1.6.1 L'impact sonore

Le niveau sonore d'un aérogénérateur est de 50dB à 150 mètres et devient imperceptible au-delà de 400 mètres. Dans la plupart des cas, le bruit du vent est supérieur à celui engendré par l'aérogénérateur [5].

1.6.2 L'impact visuel

Un aérogénérateur ne couvre qu'une zone très réduite de la surface totale du site dans laquelle il est implanté, permettant alors à la plupart des sites de conserver leurs activités agricoles [5].

1.7 Les types d'aérogénérateurs

Il existe deux types d'aérogénérateurs selon l'axe de rotation.

1.7.1 Aérogénérateur à axe vertical

L'aérogénérateur à axe vertical (VAWT, Vertical Axis Wind Turbine), est l'aérogénérateur dont l'axe de transmission est perpendiculaire au sol et a plusieurs structures. Parmi les structures

les plus connues dans l'industrie, on trouve les aérogénérateurs de type Darrieus (Figure 1.4) basés sur la "portance" et les aérogénérateurs de type Savonius (Figure 1.5) basés sur la "trainée" [14], [15]. Ces structures donnent peu de couple au démarrage. De ce fait, elles ne démarrent qu'à une certaine vitesse du vent, où il faut assurer mécaniquement le démarrage de l'aérogénérateur pour qu'il fonctionne [14]. Les génératrices des aérogénérateurs à axe vertical se placent au niveau du sol ce qui donne un accès plus facile pour la maintenance par rapport aux aérogénérateurs à axe horizontal [14], [15].

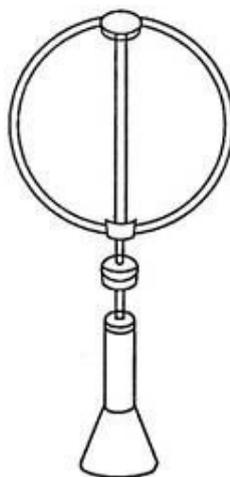


Figure 1.4. Aérogénérateur à axe vertical de type Darrieus

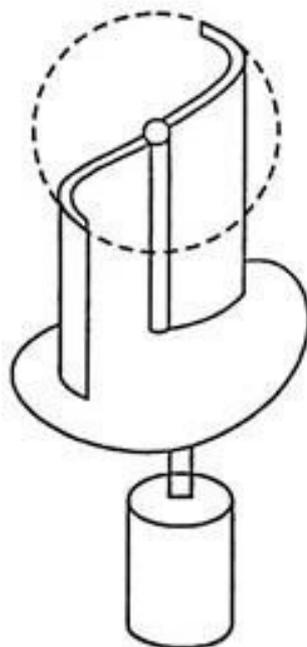


Figure 1.5. Aérogénérateur à axe vertical de type Savonius

1.7.2 Aérogénérateur à axe horizontal

L'aérogénérateur à axe horizontal (HAWT, Horizontal Axis Wind Turbine), est l'aérogénérateur dont l'axe de transmission est parallèle au sol et suit la ligne d'horizon. Ces aérogénérateurs sont très utilisés de nos jours surtout pour les grandes puissances grâce à leurs possibilités de fonctionnement avec un coefficient de puissance élevé par rapport à l'aérogénérateur à axe vertical.

En fonction de leurs puissances nominales, les aérogénérateurs sont divisés en trois catégories [16], [17]:

- Aérogénérateurs de petite puissance : inférieure à 40 kW ;
- Aérogénérateurs de moyenne puissance : de 40 à quelques centaines de kW ;
- Aérogénérateurs de forte puissance : supérieure à 1 MW.

La Figure 1.6 illustre la correspondance taille-puissance des aérogénérateurs.

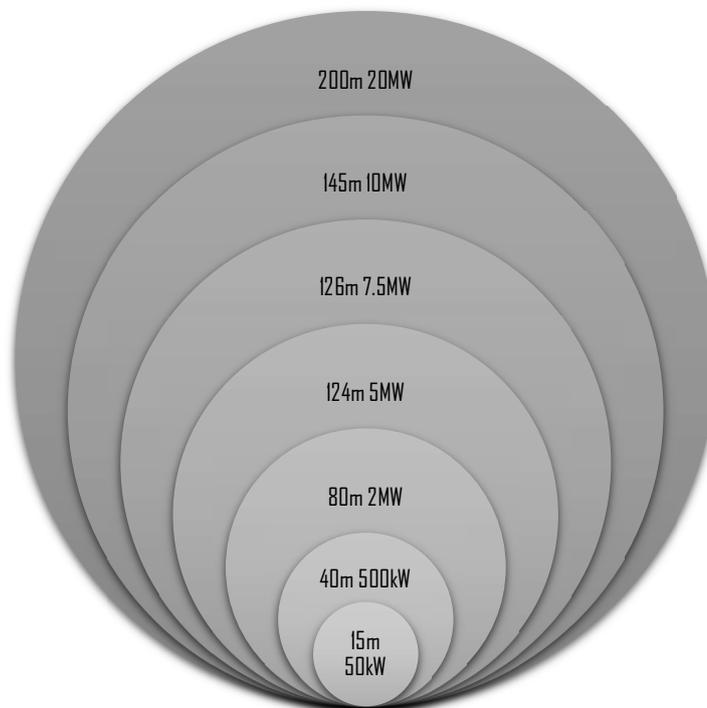


Figure 1.6. Correspondance taille-puissance des aérogénérateurs

1.8 Principaux composants d'un aérogénérateur à axe horizontal

L'aérogénérateur à axe horizontal est généralement constitué de trois principaux éléments (Figure 1.7) [17]:

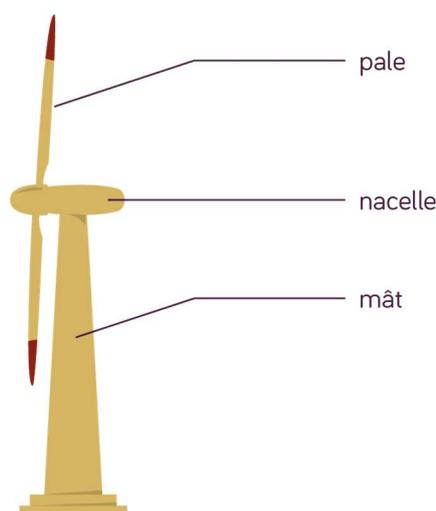


Figure 1.7. Aérogénérateur à axe horizontal

1.8.1 Le mât

C'est une tour sous forme d'un tube d'acier qui doit être le plus haut possible pour bénéficier du maximum d'énergie du vent et éviter les perturbations près du sol. Au sommet du mât se trouve la nacelle.

1.8.2 La nacelle

Elle est placée sur le mât dont l'objectif est de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique. La nacelle contient la génératrice ainsi que le système de transmission et le système de commande.

1.8.3 Le rotor

Le rotor est formé par les pales assemblées dans leur moyeu, il peut être placé en amont ou en aval de la nacelle. La Figure 1.8 montre le schéma des aérogénérateurs amont (Upwind WT) et aval (Downwind WT).

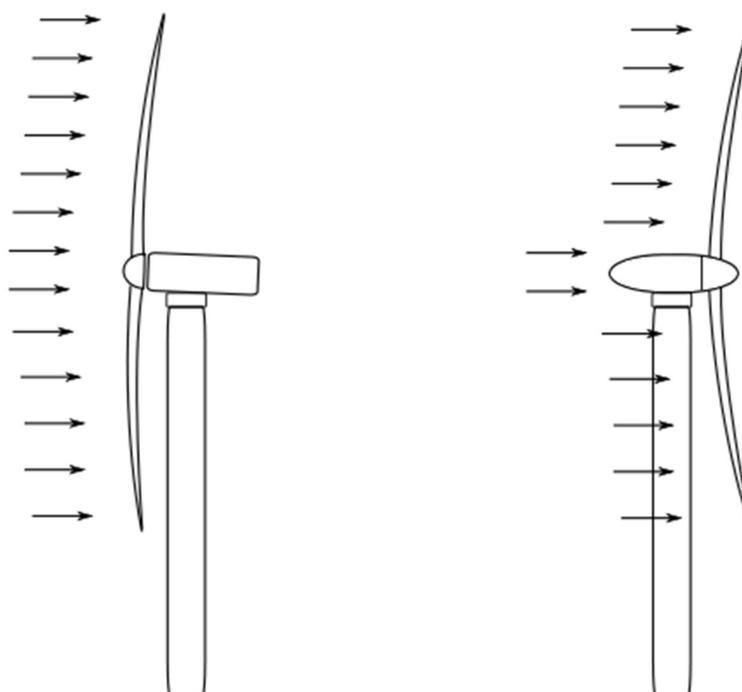


Figure 1.8. Aérogénérateurs amont (*Upwind WT*) et aval (*Downwind*)

1.9 Les configurations commerciales des aérogénérateurs

Dans la littérature, les aérogénérateurs à axe horizontal ont plusieurs configurations. Cela dépend du type de la génératrice utilisée : GAS Génératrice Asynchrone (IG, Induction Generator), GARB Génératrice Asynchrone à Rotor Bobiné (WRIG, Wound Rotor Induction Generator), GADA Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (DFIG, Doubly Fed Induction Generator), GSAP Génératrice Synchronne à Aimant Permanent (PMSG, Permanent Magnet Synchronous Generator) et GSRB Génératrice Synchronne à Rotor Bobiné (WRSG, Wound Rotor Synchronous Generator). Il existe d'autres composants associés à chaque type de génératrice comme : les convertisseurs de puissance, les filtres d'harmoniques, le compensateur de puissance réactive côté réseau et le démarreur progressif.

La configuration générale des aérogénérateurs est illustrée dans la Figure 1.9.

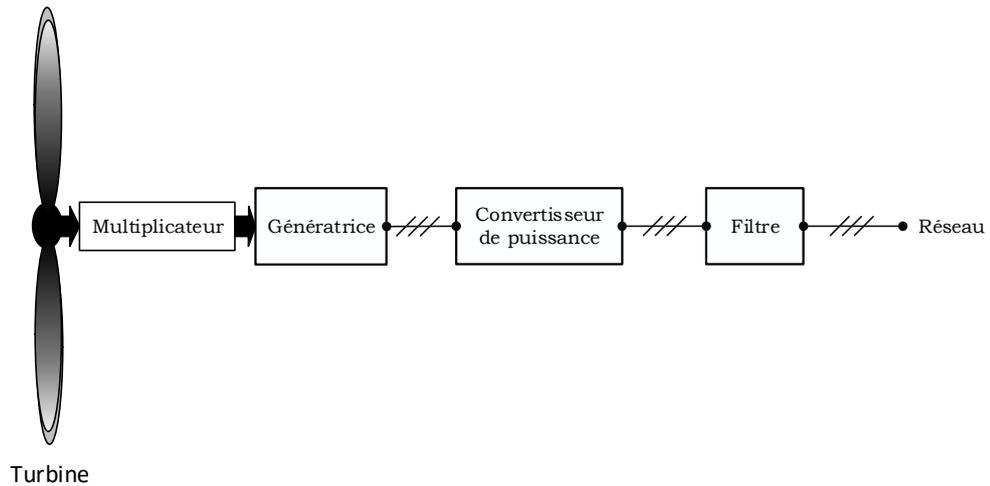


Figure 1.9. Configuration générale d'un aérogénérateur

Parmi les configurations les plus populaires dans l'industrie des aérogénérateurs, on a :

1.9.1 Aérogénérateur à vitesse fixe avec GAS

Un système aérogénérateur à vitesse fixe basé sur GAS sans interface de convertisseur de puissance est illustré à la Figure 1.10, où la génératrice est connectée au réseau via un démarreur progressif avec un compensateur de puissance réactive.

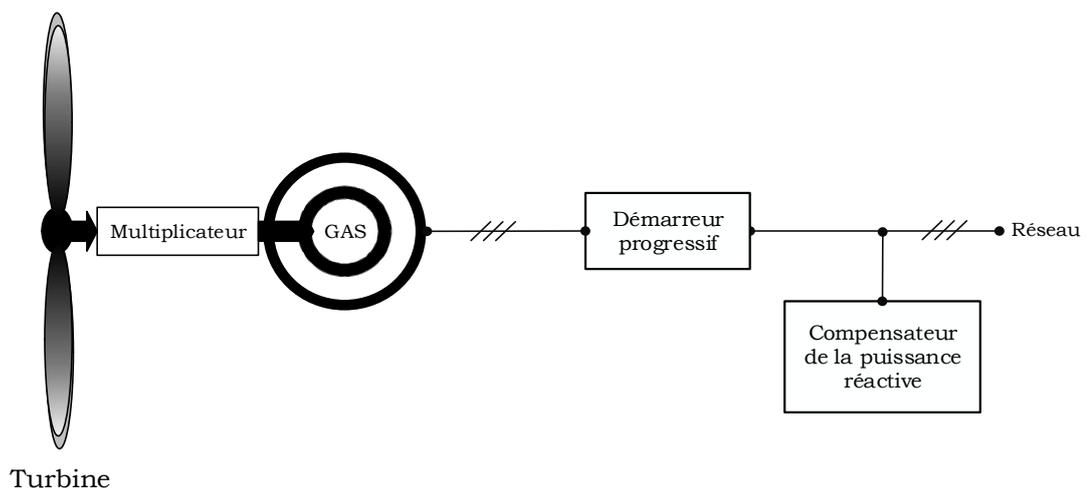


Figure 1.10. Aérogénérateur à vitesse fixe avec GAS

Cette technologie est la plus ancienne, elle a été développée au cours des années 1980. Afin de réduire les investissements initiaux et

d'augmenter la fiabilité, les aérogénérateurs de première génération sont développés à l'aide des composants mécaniques et électriques existants déjà sur le marché [18].

Les principaux avantages et inconvénients de cette configuration sont résumés ci-dessous [19]:

Avantages :

- ✓ Configuration simple de conversion de puissance ;
- ✓ Coût initial et d'entretien réduits en raison de démarreur progressif moins chère et de la cage d'écureuil ;
- ✓ Fonctionnement fiable car aucun convertisseur de puissance n'est nécessaire.

Inconvénients :

- ✗ L'efficacité de conversion de l'énergie du vent réduite en raison de la vitesse fixe ;
- ✗ Les changements de vitesse du vent entraînent des problèmes de stabilisation de la fréquence du réseau ;
- ✗ Les défauts du réseau entraînent des contraintes sévères sur les composants mécaniques de l'aérogénérateur.

1.9.2 Aérogénérateur à vitesse variable avec GARB

Pour surmonter les inconvénients associés aux aérogénérateurs à vitesse fixe avec GAS, l'industrie des aérogénérateurs a mis au point des aérogénérateurs à vitesse variable. La configuration de la première génération des aérogénérateurs à vitesse variable est basée sur l'utilisation de la GARB avec un convertisseur de puissance (Figure 1.11). La configuration du système est similaire à celle d'un aérogénérateur à vitesse fixe avec GAS. Toutefois, la GAS est remplacée par une GARB avec les enroulements de rotor connectés à une résistance externe commandée par un convertisseur de puissance. Le

convertisseur ne traite qu'une puissance de 10% de la puissance nominale de la génératrice [5], [18], [20].

La variation de la résistance du rotor assure le fonctionnement à vitesse variable pour une plage de réglage de la vitesse de 10% par rapport à la vitesse de synchronisme [5], [20]. Alors l'aérogénérateur peut capter une puissance supérieure avec une contrainte réduite sur les composants mécaniques, mais avec des pertes dans la résistance du rotor [5].

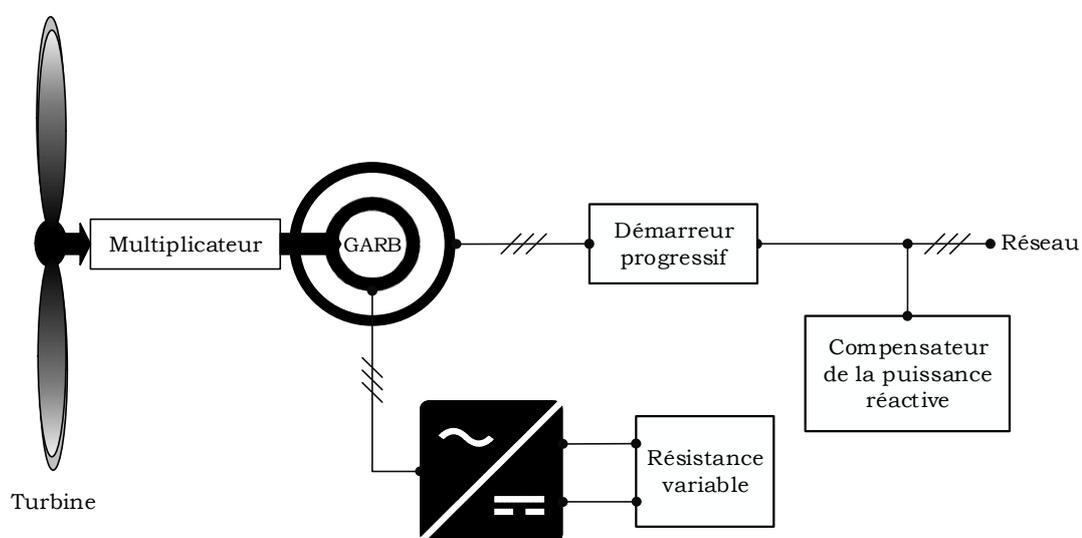


Figure 1.11. Aérogénérateur à vitesse variable avec GARB

Les aérogénérateurs à vitesse variable basés sur la GARB à résistance variable au rotor sont commercialisés depuis les années 1990 avec une puissance allant jusqu'à quelques MW. Les avantages et les inconvénients de cette configuration sont les suivants. [19]:

Avantages :

- ✓ Efficacité de conversion de l'énergie du vent supérieure à celle des aérogénérateurs à vitesse fixe en raison de sa plage de vitesse de 10% de la vitesse synchrone ;
- ✓ Faible contrainte sur les composants mécaniques de l'aérogénérateur ;

- ✓ Effet mineur sur la fréquence du réseau en raison de fonctionnement à vitesse variable.

Inconvénients :

- ✗ Le coût initial plus élevé en raison de la présence d'un convertisseur de puissance avec un coût de maintenance plus élevé à cause des bagues et des balais de la GARB ;
- ✗ La résistance externe provoque des pertes d'énergie et une faible fiabilité ;
- ✗ Le système nécessite toujours un démarreur progressif et un compensateur de puissance réactive.

1.9.3 Aérogénérateur à vitesse variable avec GADA

Toujours dans le but d'augmenter la plage de vitesse de fonctionnement des aérogénérateurs et d'éviter le compensateur de puissance réactive côté réseau et le démarreur progressif, une autre configuration des aérogénérateurs à vitesse variable a été développée. Cette configuration, utilisant une GADA avec un convertisseur électronique de puissance, est illustrée dans la Figure 1.12.

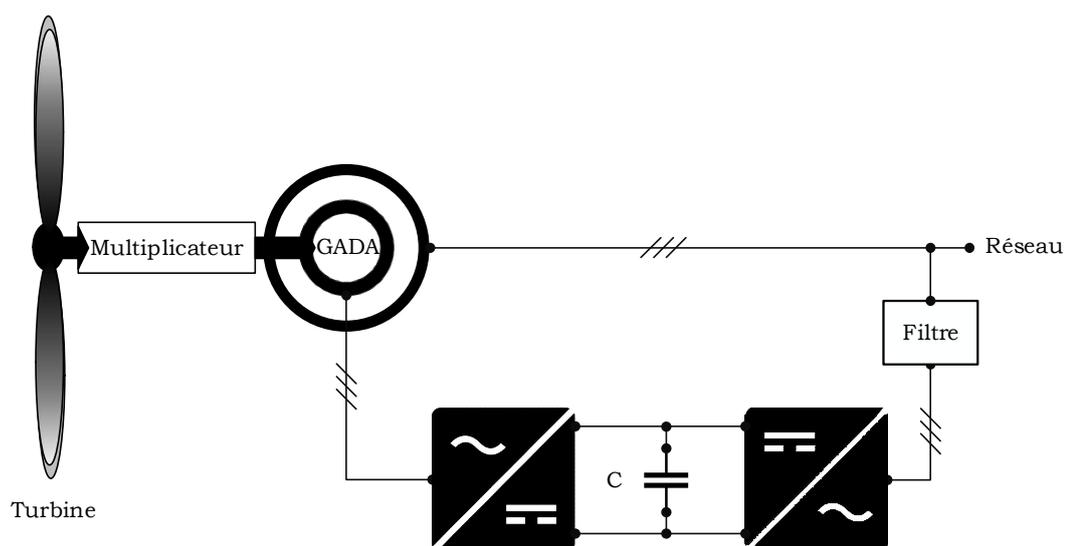


Figure 1.12. Aérogénérateur à vitesse variable avec GADA

Les GADA ont des enroulements sur le stator et le rotor, qui assure tous les deux un transfert de puissance active et réactive entre

la génératrice et le réseau. Les convertisseurs de puissance ne traitent qu'environ 30% de la puissance totale générée, et le reste est injecté directement par le stator au réseau [10]. L'utilisation d'un convertisseur de puissance à échelle partielle (30%) entraîne une réduction des coûts, du poids et de l'espace requis dans la nacelle. Les avantages et inconvénients de cette configuration sont les suivants :

Avantages :

- ✓ Les convertisseurs de puissance permettent un flux de puissance bidirectionnel dans le circuit du rotor ;
- ✓ La vitesse de la génératrice est réglable 30% au-dessus ou en dessous de la vitesse synchrone ;
- ✓ L'efficacité de conversion de l'énergie est élevée et les contraintes sur les composants mécaniques sont faibles ;
- ✓ Les convertisseurs de puissance assurent une connexion au réseau et une compensation de la puissance réactive ;
- ✓ Le compensateur de la puissance réactive et le démarreur progressif ne sont pas nécessaires ;
- ✓ Les convertisseurs de puissance offrent également des performances dynamiques et une robustesse améliorée contre les perturbations du réseau électrique par rapport aux aérogénérateurs à vitesse variable à base de la GARB ;
- ✓ La puissance massique légèrement plus élevée que les autres aérogénérateurs de grandes puissances.

Inconvénients :

- ✗ Le coût initial et la complexité du système sont élevés en raison des convertisseurs de puissance ;

- ✗ Ne convient pas aux installations offshore en raison de la maintenance régulière requise pour les bagues et les balais dans la GADA et pour leur boîte de vitesses à trois étages.

L'aérogénérateur à vitesse variable à base de la GADA est l'une des technologies dominantes dans l'énergie du vent actuelle avec une part de marché d'environ 50% [4], [10], [19], [20].

Cette configuration fait l'objet d'une étude détaillée dans le reste de notre travail.

1.9.4 Aérogénérateur à vitesse variable 100%

Pour réaliser des opérations à vitesse variable sur toute la plage de vitesse du vent, une autre configuration est développée à l'aide d'un convertisseur de puissance à pleine échelle (100%) connecté entre le stator de la génératrice et le réseau comme dans la Figure 1.13 [21], [22]. Le convertisseur de puissance se compose d'un convertisseur côté génératrice et d'un autre côté réseau reliés par l'intermédiaire d'un condensateur du bus continu. La génératrice GSAP est la plus populaire dans cette configuration par rapport aux autres, comme la GAS et la GSRB [18], [19].

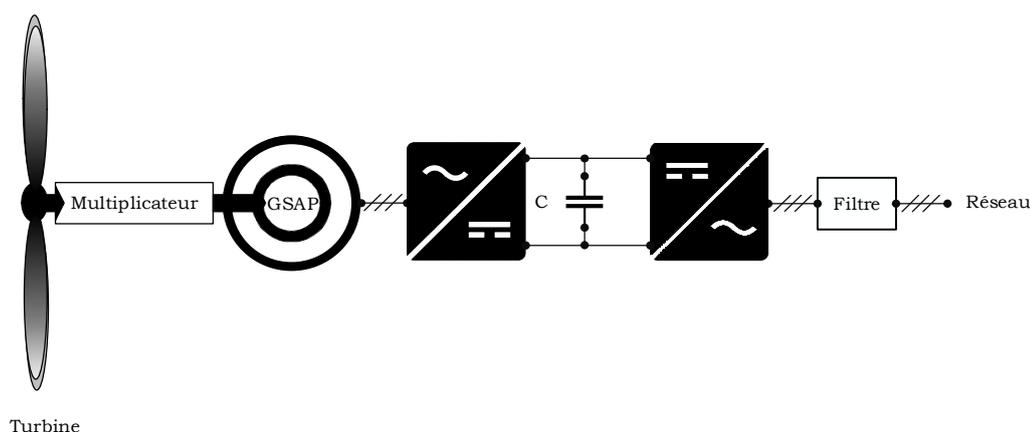


Figure 1.13. Aérogénérateur à vitesse variable 100%

Contrairement aux aérogénérateurs à vitesse variable à base de la GADA, où le convertisseur de puissance est connecté entre le rotor

et le réseau pour ne traiter que la puissance de glissement, le convertisseur des aérogénérateurs à pleine échelle traite toute l'énergie électrique produite. Le coût du convertisseur de puissance sera élevé à cause de l'augmentation de sa capacité de 30% à 100% de la puissance produite [18].

Les avantages et les inconvénients de cette configuration sont les suivants [19]:

Avantages :

- ✓ L'absence de la contrainte sur les composants mécaniques avec un rendement élevé en raison de la possibilité de fonctionnement à vitesse maximale (0 - 100%) ;
- ✓ La génératrice est totalement découplée du réseau. Les convertisseurs de puissance permettent également une connexion lisse au réseau ;
- ✓ La commande indépendante de la puissance active et réactive conduit à une excellente qualité de puissance ;

Inconvénients :

- ✗ En raison du convertisseur à pleine échelle, le coût initial et le besoin d'espace dans la nacelle augmentent ainsi que la complexité globale du système ;
- ✗ Les pertes de puissance plus élevées dans le convertisseur de puissance ce qui dégradent l'efficacité globale de l'aérogénérateur.

1.10 Convertisseurs de puissance

Les convertisseurs de puissance bidirectionnels sont généralement classés en deux catégories directe et indirecte : la conversion directe utilise des convertisseurs de puissance AC/AC à un seul étage, tandis que la conversion indirecte utilise des convertisseurs à deux étages (AC/DC + DC/AC).

1.10.1 Cycloconvertisseur (AC/AC)

Afin d'autoriser un flux de puissance bidirectionnel entre le rotor et le réseau et d'éliminer les composants de liaison du bus continu, un convertisseur direct de puissance à un seul étage a été développé et nommé cycloconvertisseur. La structure du cycloconvertisseur est illustrée dans la Figure 1.14.

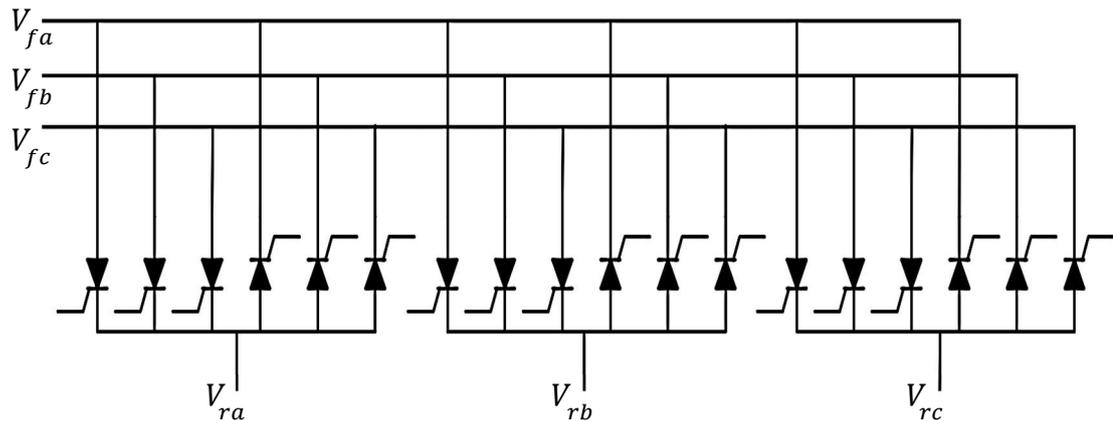


Figure 1.14. Cycloconvertisseur (AC/AC)

Le principe de fonctionnement du cycloconvertisseur est de prendre des fractions de tensions sinusoïdales afin de reproduire une onde de fréquence inférieure (Figure 1.15) [5].

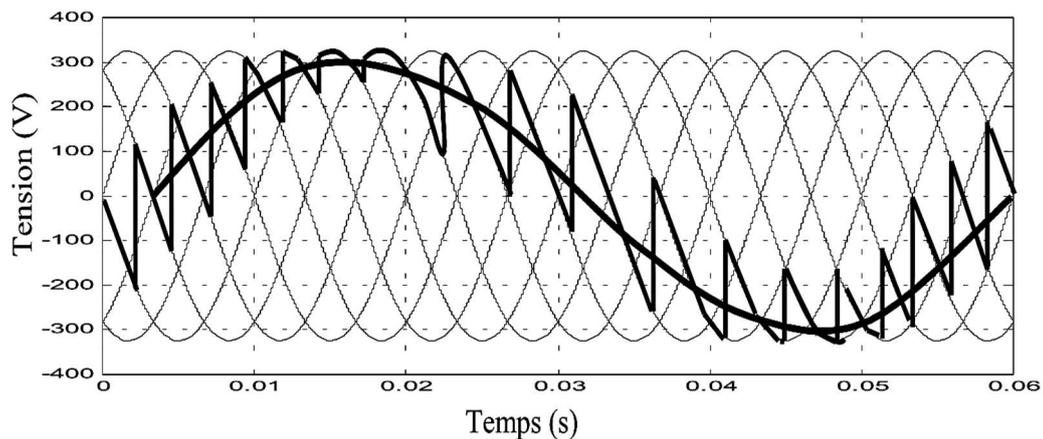


Figure 1.15. Principe de fonctionnement du cycloconvertisseur [5]

Le cycloconvertisseur génère des harmoniques considérables, qui nuisent au facteur de puissance.

1.10.2 Convertisseur dos-à-dos

Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement des cycloconvertisseurs par des convertisseurs indirects à deux étages nommé : convertisseur dos-à-dos. Ce dernier est composé de deux onduleurs dos à dos reliés par l'intermédiaire d'un condensateur du bus continu. La structure du convertisseur dos-à-dos est illustrée dans la Figure 1.16.

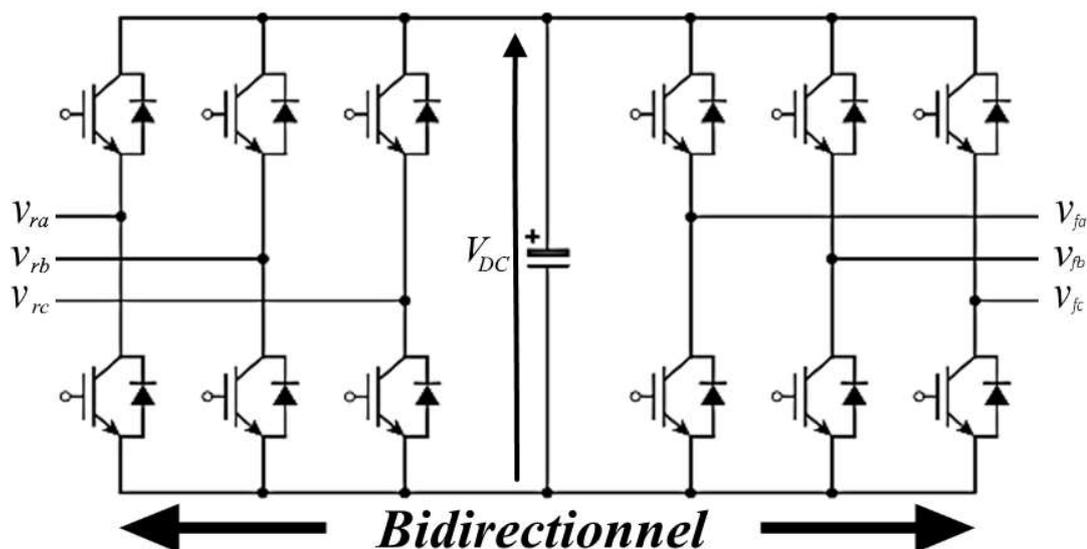


Figure 1.16. Convertisseur dos-à-dos à deux niveaux

Les avantages du convertisseur dos-à-dos sont sa capacité de commande de grande puissance et la possibilité de fonctionnement en quatre quadrants avec une structure relativement simple utilisant peu de composants, ce qui contribue à une performance éprouvée, robuste et fiable [23].

La topologie du convertisseur dos-à-dos à deux niveaux est une solution de pointe dans les aérogénérateurs à vitesse variable basés sur la GADA.

1.11 Commande de l'aérogénérateur

1.11.1 Zones de commande de l'aérogénérateur

L'objectif de la commande d'un aérogénérateur est d'assurer surtout sa sécurité et l'extraction d'une puissance optimale, suivant la

caractéristique puissance/vitesse de la chaîne de conversion, qui peut se décomposer en six zones distinguées Figure 1.17 [14], [24].

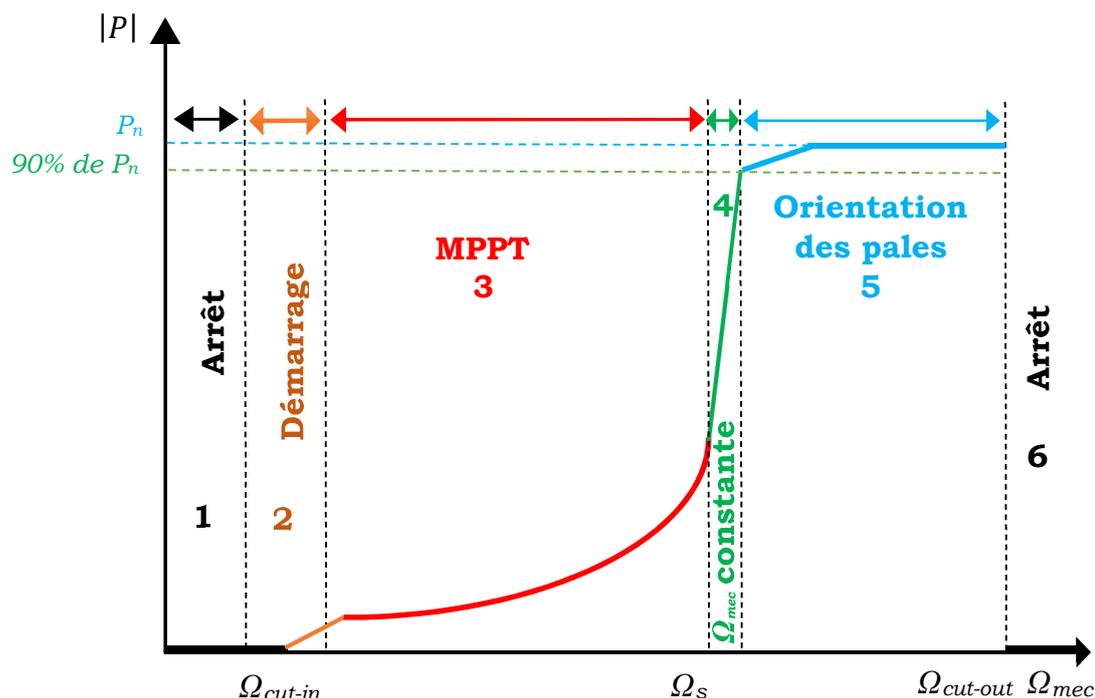


Figure 1.17. Zones de fonctionnement de l'aérogénérateur

Zone 1 : Au début, la vitesse du vent est insuffisante pour permettre de démarrer l'aérogénérateur, puisque la vitesse mécanique est inférieure à une certaine vitesse Ω_{cut-in} , dénommée la vitesse de démarrage.

Zone 2 : C'est la zone de démarrage de l'aérogénérateur, dans laquelle la vitesse mécanique est supérieure à la vitesse de démarrage Ω_{cut-in} .

Zone 3 : Lorsque la vitesse de l'aérogénérateur atteint un certain seuil, une stratégie de commande, permettant l'extraction de la puissance maximale du vent **MPPT**, est appliquée dans l'objectif d'optimiser le rendement énergétique quelle que soit la vitesse du vent. Dans cette zone, la vitesse de rotation est commandée par le couple électromagnétique de la génératrice, tandis que l'angle de calage des pales est maintenu constant à sa valeur minimale.

Zone 4 : Lorsque la puissance de l'aérogénérateur atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la puissance nominale P_n , celui-ci fonctionne alors à une vitesse relativement constante.

- **Zone 5 :** C'est la zone d'orientation des pales (Pitch Angle Control), dans laquelle la puissance de l'aérogénérateur arrive à sa valeur nominale P_n , où une limitation de la puissance produite est effectuée à l'aide d'un système d'orientation des pales afin d'assurer la sécurité de l'aérogénérateur contre les vents forts.
- **Zone 6 :** Lorsque la vitesse de la turbine atteint sa vitesse maximale $\Omega_{cut-out}$, l'aérogénérateur s'arrête de manière à éviter les endommagements.

1.11.2 Commande de la génératrice

Contrairement à la commande scalaire qui garantit la performance seulement pendant le fonctionnement en régime permanent, la commande vectorielle garantit la performance pendant le fonctionnement en régime permanent et transitoire grâce à la possibilité d'ajuster la position instantanée, l'amplitude et la fréquence des vecteurs de tension, du courant et du flux de la génératrice.

Dans la littérature, les schémas d'application de la commande vectorielle sont globalement classés en trois méthodes : commande par orientation de flux (FOC, Field Oriented Control), commande direct de couple (DTC, Direct Torque Control) et commande directe de puissance (DPC, Direct Power Control).

La commande vectorielle peut être appliquée en transformant le modèle dynamique triphasé de la génératrice en coordonnées tournant en synchronisme avec le vecteur de flux ou de tension du rotor ou du stator, L'objectif est de décomposer le système non linéaire à multientrés et à multisorties (MIMO, Multiple Input Multiple Output) de la génératrice en deux sous-systèmes linéaires à une seule entrée et à une seule sortie (SISO, Single Input Single Output) [25]–[27]. Dans FOC

ces deux sous-systèmes représentent les courants de rotor direct et quadrature séparément. La commande de la génératrice est obtenue en contrôlant ces deux sous-systèmes SISO avec deux contrôleurs PI. Et dans DTC la commande de la génératrice est obtenue en contrôlant le couple et le flux directement avec deux comparateurs d'hystérésis et une table de correspondance. De même pour DPC en contrôlant la puissance directement.

1.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art sur l'énergie du vent et les aérogénérateurs.

Le principe de fonctionnement des aérogénérateurs, leurs principales classifications et leurs principaux composants utilisés ont été présentés.

Les configurations des aérogénérateurs présentées dans la littérature ont été exposées et analysées afin de montrer les points forts et les points faibles de chacune d'elles.

La présence des convertisseurs électroniques de puissance est incontournable pour les aérogénérateurs à vitesse variable, afin de permettre d'appliquer toutes leurs exigences de contrôle.

La majorité des aérogénérateurs sont contrôlés en puissance et en vitesse afin de répondre aux besoins énergétiques du réseau électrique ou de la charge en qualité et en quantité.

CHAPITRE 2. MODÉLISATION D'UN AÉROGÉNÉRATEUR À BASE D'UNE GADA CONNECTÉE AU RÉSEAU ÉLECTRIQUE

2.1 Introduction

Actuellement, 50% des aérogénérateurs utilisent la génératrice asynchrone à double alimentation [28]–[30]. Cela est dû à leur configuration, dont les convertisseurs de puissance ne traitent que la puissance de glissement, c'est-à-dire, 30% de la puissance nominale.

Ce chapitre est consacré à la modélisation des différents constituants d'un aérogénérateur à vitesse variable à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation raccordé au réseau, dont le stator est directement connecté au réseau, tandis que le rotor est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur dos-à-dos avec un bus continu.

Ce chapitre est organisé comme suit. Après avoir donné une description du système étudié, la modélisation des parties mécaniques (la turbine, le multiplicateur et l'arbre) de l'aérogénérateur est faite. Cette modélisation est suivie par la modélisation des parties électriques où nous présentons la modélisation de la génératrice asynchrone à double alimentation. Pour l'intégration au réseau, nous présentons la modélisation du filtre RL et aussi celle du convertisseur électronique de puissance dos-à-dos et du bus continu. Une conclusion est donnée à la fin du chapitre.

2.2 Description de l'aérogénérateur étudié

Le système étudié est présenté à la Figure 2.1. Ce système consiste en une turbine à trois pales qui entraîne une génératrice asynchrone à double alimentation par l'intermédiaire d'un multiplicateur de vitesse, dont le stator est directement connecté au réseau, alors que le rotor est connecté au réseau à travers un convertisseur de puissance dos-à-dos et un bus continu.

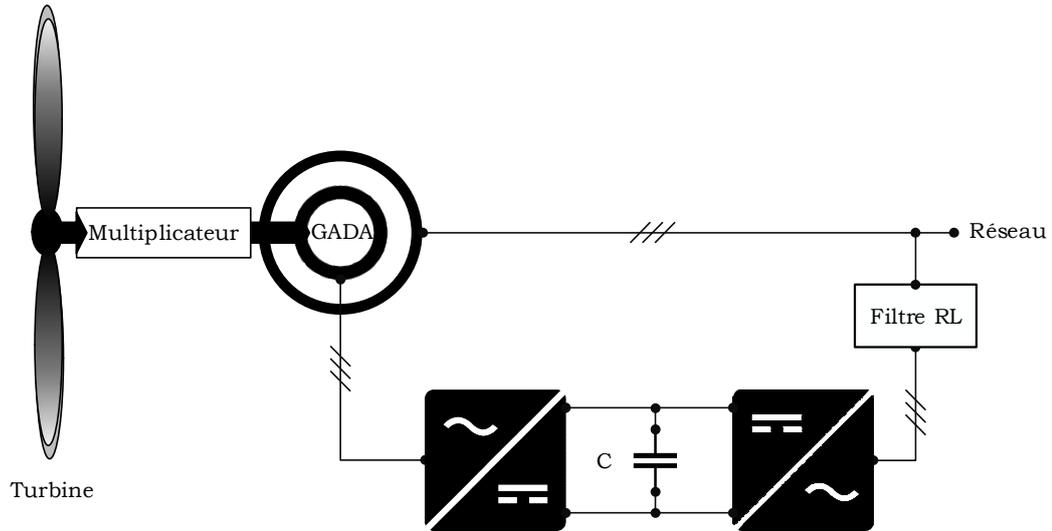


Figure 2.1. Aérogénérateur à base d'une GADA

2.3 Modélisation du vent

La vitesse du vent peut être représentée mathématiquement par une fonction évoluée dans le temps. Le modèle le plus utilisé dans la littérature des aérogénérateurs est donné par une composante continue et une somme de plusieurs harmoniques [31], [32]. Dans ce travail, le modèle utilisé est défini par l'équation suivante [10] :

$$v(t) = 8 + 0.2 \sin(0.10 t) + 2 \sin(0,35 t) + \sin(1.235 t) + 0.2 \sin(3.5 t) \quad (2.1)$$

2.4 Modélisation de la partie mécanique

2.4.1 Modélisation de la turbine

Dans la littérature, d'après le théorème de Bernoulli, on peut exprimer la puissance incidente, due au vent [33], comme suit :

$$P_{\text{incidente}} = \frac{1}{2} \rho S v^3 \quad (2.2)$$

Où :

S : la surface balayée par les pales de la turbine $S = \pi R^2$ [m²];

R : la longueur des pales ;

ρ : la masse volumique de l'air ($\rho=1.225$ kg/m à la pression atmosphérique) ;

v : la vitesse du vent [m/s].

Cependant, à cause de différentes pertes de la puissance extraite du vent, la puissance apparaissant au niveau du rotor a été déterminée par l'équation suivante [34], [35] :

$$P_{turbine} = \frac{1}{2} \rho S C_p(TSR, \beta) v^3 \quad (2.3)$$

$C_p(\lambda, \beta)$ est appelé le coefficient de puissance, qui caractérise l'aptitude de l'aérogénérateur à capter de la puissance cinétique du vent. Ce coefficient dépend des caractéristiques de la turbine, du ratio *TSR* (*Tip Speed Ratio*), qui exprime le rapport entre la vitesse à l'extrémité des pales et la vitesse du vent, et de l'angle d'orientation des pales β . l'expression du coefficient de puissance peut être écrite comme suit :

$$C_p(TSR, \beta) = c_1 \cdot \left(c_2 \cdot \frac{1}{A} - c_3 \cdot \beta - c_4 \right) \cdot e^{-c_5 \cdot \frac{1}{A}} \quad (2.4)$$

Où :

$$\frac{1}{A} = \frac{1}{TSR + 0.08} - \frac{0.035}{1 + \beta^2}, \quad TSR = \frac{\Omega_t \cdot R}{v}$$

Et c_1, c_2, c_3, c_4, c_5 et c_6 sont des constantes qui dépendent des caractéristiques de la turbine.

En 1920, Albert Betz a déterminé la valeur maximale du coefficient de puissance de l'aérogénérateur $C_{p-\max}^{Betz}$. Elle est appelée la limite de Betz [33].

$$C_{p-\max}^{Betz} = \frac{16}{27} = 0.59$$

La Figure 2.2 montre l'évolution du coefficient de puissance en fonction de *TSR* pour différentes valeurs de l'angle d'orientation des pales β . La turbine utilisée dans cette étude est de 1.5 MW avec : $c_1 = 0.5872, c_2 = 116, c_3 = 0.4, c_4 = 5, c_5 = 21$ et $c_6 = 0.008$.

On obtient un coefficient de puissance maximum de $C_{p-m} = 0.55$ pour un ratio de vitesse optimal $TSR_{optimal} = 8.12$ et un angle d'orientation des pales $\beta = 0^\circ$. En les fixant respectivement à leurs valeurs optimales, le système aérogénérateur fournira une puissance optimale.

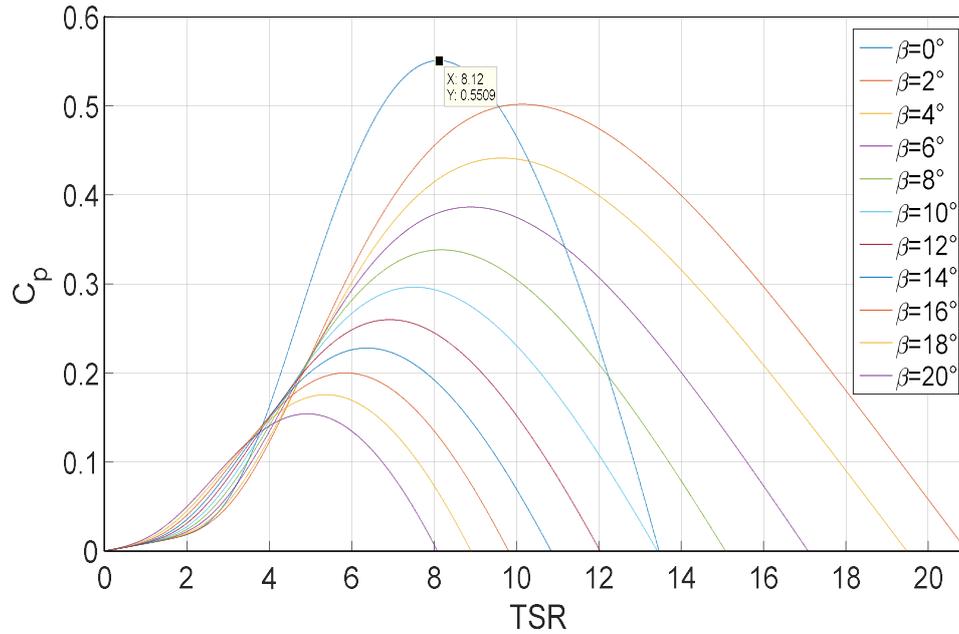


Figure 2.2. Évolution du coefficient de puissance en fonction de TSR pour différentes valeurs de l'angle d'orientation des pales β

On peut déterminer le couple aérodynamique : qui est le rapport de la puissance aérodynamique à la vitesse de rotation de la turbine Ω_t .

$$T_{aer} = \frac{1}{2 \Omega_t} \rho S C_p(TSR, \beta) v^3 \quad (2.5)$$

2.4.2 Modélisation du multiplicateur

Pour adapter la vitesse de la génératrice à sa marge de vitesse, la génératrice est couplée à l'axe de la turbine par un multiplicateur, dont le gain de vitesse G est prédéfini. En négligeant les pertes de transmission, la vitesse et le couple de la turbine sont [17]:

$$\Omega_{méc} = G \Omega_t \quad (2.6)$$

$$T_g = \frac{T_{aer}}{G} \quad (2.7)$$

Où :

T_g : le couple de multiplicateur côté génératrice ;

$\Omega_{méc}$: la vitesse de rotation de la génératrice.

2.4.3 Modélisation de l'arbre mécanique

L'arbre est composé d'une masse correspondante à l'inertie du rotor de la turbine J_t comprenant la masse des pales, la masse du moyeu, et la masse du rotor de la turbine et une petite inertie J_g représentant le rotor de la génératrice.

Dans le modèle de l'arbre mécanique utilisé, l'inertie totale J est constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice [14] :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (2.8)$$

L'évolution de la vitesse mécanique $\Omega_{méc}$ dépend du couple mécanique appliqué au rotor de la génératrice T_{mec} , qui est la résultante d'un couple électromagnétique produit par la génératrice T_{em} , d'un couple de frottements visqueux T_{f-vis} et d'un couple issu du multiplicateur T_g .

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{mec} \quad (2.9)$$

$$T_{mec} = T_g - T_{em} - T_{f-vis} \quad (2.10)$$

Le couple de frottements est donné par le produit de la vitesse mécanique et le coefficient de frottements visqueux total f .

$$T_{f-vis} = f\Omega_{méc} \quad (2.11)$$

Le coefficient de frottements visqueux total est constitué de la même formule de l'inertie totale, comme suit :

$$f = \frac{f_t}{G^2} + f_g \quad (2.12)$$

Où :

f_t : le coefficient de frottements visqueux de la turbine ;

f_g : le coefficient de frottements visqueux de la génératrice.

En remplaçant (2.9) et (2.11) dans (2.10), nous aurons l'équation fondamentale de la dynamique, cette dernière permettant de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir des couples appliqués au rotor de la génératrice.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_g - T_{em} - f\Omega_{méc} \quad (2.13)$$

Finalement on peut élaborer le schéma bloc représentant le modèle de l'ensemble de la chaîne cinématique de la turbine dans la Figure 2.3.

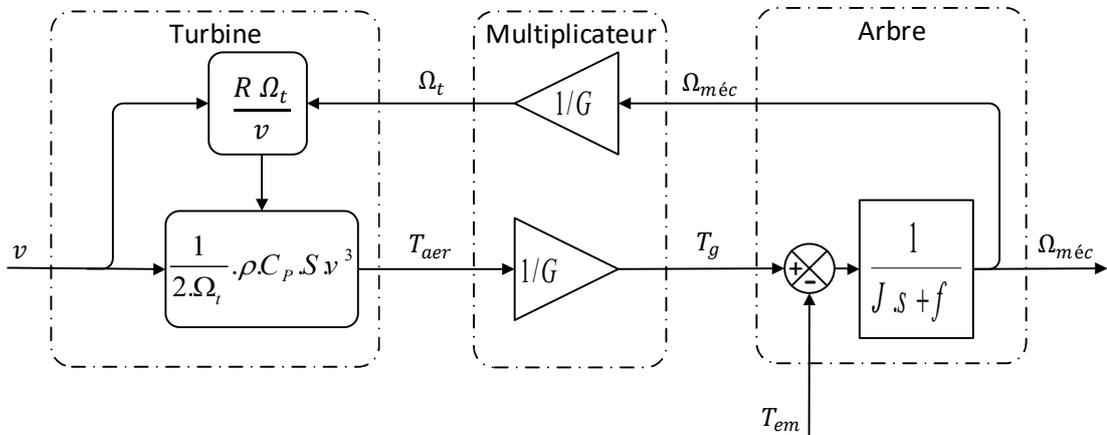


Figure 2.3. Schéma bloc de la turbine

2.5 Modélisation de la partie électrique

2.5.1 Modélisation de la GADA

La génératrice asynchrone à double alimentation est constituée de deux circuits couplés électro-magnétiquement comme la machine asynchrone. Cette dernière est représentée par un schéma équivalent vu du stator, identique à celui d'un transformateur (la Figure 2.4) [36], [37].

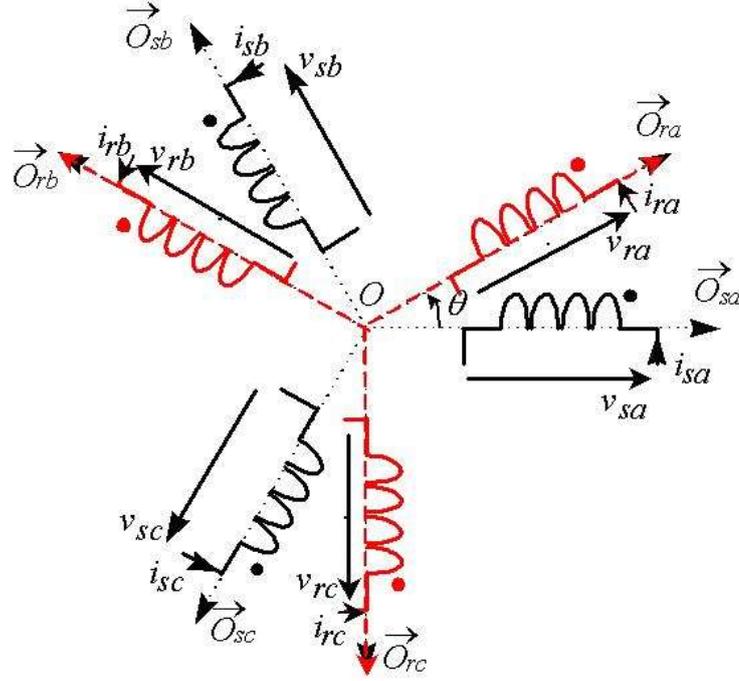


Figure 2.4. Schéma équivalent de la GADA [24]

Les équations générales de la machine asynchrone à double alimentation MADA (DFIM, Doubly Fed Inductions Machine) dans un repère triphasé s'écrivent :

Équations électriques :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \varphi_s \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$V_r = R_r I_r + \frac{d}{dt} \varphi_r \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$V_s = [V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}]^T$ et $V_r = [V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]^T$: les vecteurs des tensions aux bornes des bobinages statoriques et rotoriques respectivement;

$I_s = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$ et $I_r = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$: les vecteurs des courants traversant les bobinages statoriques et rotoriques respectivement;

$\varphi_s = [\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}]^T$ et $\varphi_r = [\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}]^T$: les vecteurs de flux traversant les bobinages statoriques et rotoriques respectivement.

R_s et R_r : les résistances d'un enroulement statorique et rotorique respectivement.

Équations magnétiques :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + A \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + A \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Avec :

$$A = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Où :

l_s et l_r : Les inductances propres des enroulements statoriques et rotoriques respectivement;

M_s et M_r : Les inductances mutuelles des enroulements statoriques et rotoriques respectivement ;

M : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle Stator-Rotor obtenue lorsque les bobinages sont en regard l'un de l'autre.

2.5.1.1 Transformation de Park

La transformation de Park est un outil qui permet la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé à un système diphasé (axe direct d et axe en quadrature q). La transformation de Park définie par la matrice $Park(\theta)$ est donnée sous la forme suivante [38]:

$$Park(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Où:

$$Park^{-1}(\theta) = Park^T(\theta) \quad (2.21)$$

La transformation inverse est définie par la matrice $Park^{-1}(\theta)$:

$$Park^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées par les formules de transformation suivantes :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = Park(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = Park^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

La composante homopolaire (o) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d,q) [39].

La Figure 2.5 montre le principe de la transformation de Park.

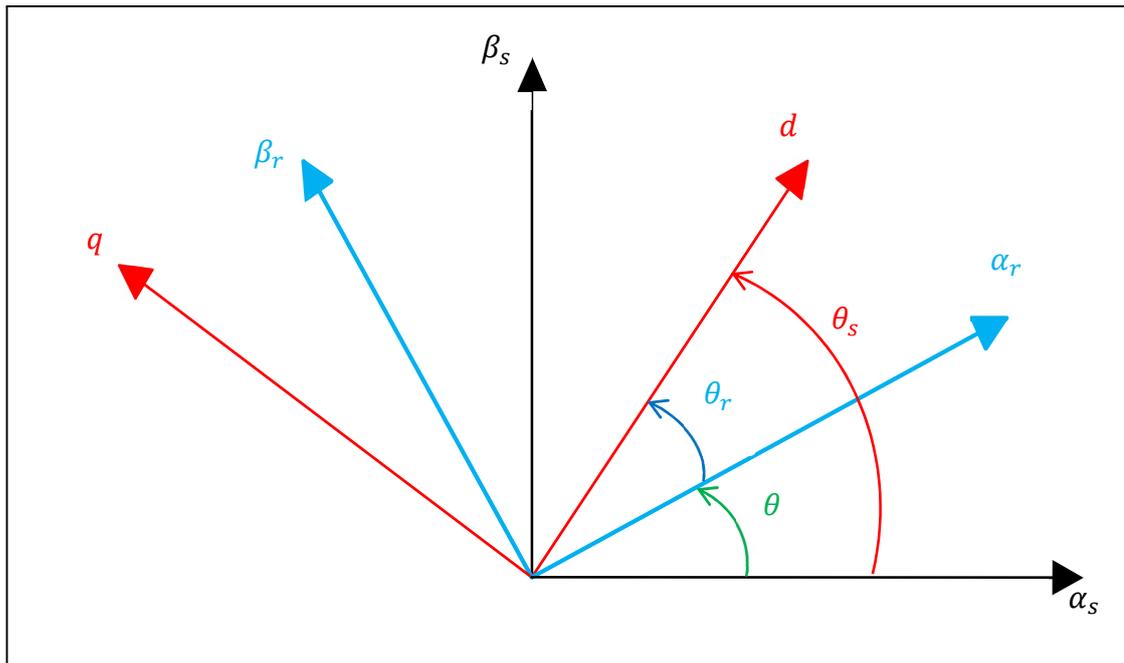


Figure 2.5. Transformation de Park

Où θ_s et θ_r sont les angles de transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

2.5.1.2 Choix du référentiel

L'étude analytique de la génératrice asynchrone à double alimentation à l'aide de la Transformation de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier les expressions analytiques. Trois types de référentiels sont intéressants. Le choix se fait en fonction du problème étudié [36], [37].

- Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation. Dans ces conditions, nous avons :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (2.25)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (2.26)$$

- Référentiel immobile par rapport au rotor

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante. Nous avons, donc :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (2.27)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (2.28)$$

- Référentiel immobile par rapport au champ tournant

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé lorsque la fréquence d'alimentation est constante ou variable avec de petites perturbations autour d'un régime donné. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad (2.29)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = Slip \cdot \omega_s \quad (2.30)$$

Slip est le glissement.

2.5.1.3 Modèle de la GADA dans le repère de Park

L'écriture du modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation dans un repère diphasé tournant est obtenue en utilisant les transformations normées de Park et Concordia permettant la conservation de la puissance [5], [10]. Nous obtenons le modèle diphasé de la génératrice :

Équations électriques :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \quad (2.31)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \quad (2.32)$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \quad (2.33)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \quad (2.34)$$

Avec :

$$\omega_r = \omega_s - P \cdot \Omega_{méc}$$

Et

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.35)$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.36)$$

$$\varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.37)$$

$$\varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.38)$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s \quad (2.39)$$

$$L_r = l_r - M_r \quad (2.40)$$

$$L_m = \frac{3}{2}M \quad (2.41)$$

Où L_s , L_r et L_m représentent respectivement les inductances cycliques statorique, rotorique et magnétisante.

Équation mécanique :

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} = T_{em} - T_r - T_{f-vis} \quad (2.42)$$

L'expression du couple électromagnétique de la GADA s'écrit comme suit :

$$T_{em} = P(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \quad (2.43)$$

On peut constater, d'après la relation du couple électromagnétique T_{em} , le fort couplage entre les flux et les courants, ce qui rend la commande de la GADA particulièrement difficile.

2.5.2 Modélisation du filtre RL

Dans l'objectif d'éliminer les fréquences d'harmoniques issues du fonctionnement en commutation du convertisseur de puissance à deux niveaux, nous utilisons un filtre RL pour la réalisation d'une connexion entre le système aérogénérateur à vitesse variable et le réseau électrique (Figure 2.6).

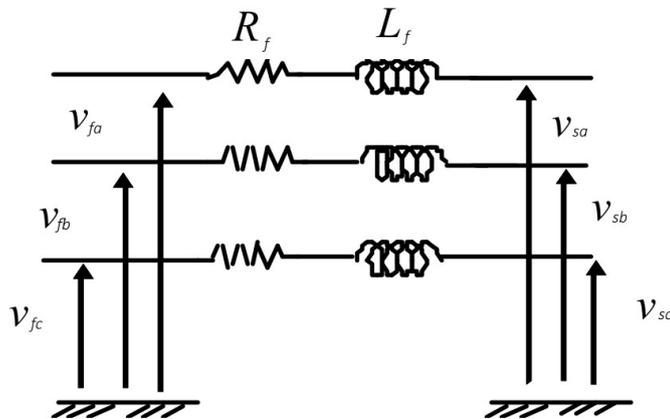


Figure 2.6. Schéma du filtre RL

Pour établir le modèle mathématique du filtre RL nous appliquons la loi de mailles. Cette dernière permet de déterminer les tensions aux bornes du filtre en fonction des courants transités entre le convertisseur et le réseau.

$$V_{fa} = -R_f i_{fa} - L_f \frac{d}{dt} i_{fa} + V_{sa} \quad (2.44)$$

$$V_{fb} = -R_f i_{fb} - L_f \frac{d}{dt} i_{fb} + V_{sb} \quad (2.45)$$

$$V_{fc} = -R_f i_{fc} - L_f \frac{d}{dt} i_{fc} + V_{sc} \quad (2.46)$$

Où :

V_{fa} , V_{fb} et V_{fc} : les tensions aux bornes du filtre ;

i_{fa} , i_{fb} et i_{fc} : les courants transités entre le convertisseur et le réseau.

Alors, le modèle du filtre RL obtenu dans la référence rotative de Park est donné par les équations suivantes :

$$V_{fd} = -R_f i_{fd} - L_f \frac{d}{dt} i_{fd} + \omega_s L_f i_{fq} + V_{sd} \quad (2.47)$$

$$V_{fq} = -R_f i_{fq} - L_f \frac{d}{dt} i_{fq} - \omega_s L_f i_{fd} + V_{sq} \quad (2.48)$$

Où :

V_{fd} et V_{fq} : les tensions aux bornes du filtre RL suivant l'axe direct et en quadrature respectivement ;

i_{fd} et i_{fq} : les courants transités entre le convertisseur et le réseau suivant l'axe direct et en quadrature respectivement.

2.5.3 Modélisation du convertisseur de puissance dos-à-dos

Dans la chaîne de conversion démontrée dans la Figure 2.1, on a un convertisseur de puissance triphasé dos-à-dos. Ce dernier est constitué de deux convertisseurs statiques à deux niveaux (2L-VSC,

Two Levels Volt Source Converter) couplés dos à dos par un bus continu commun, comme illustré dans la Figure 2.7.

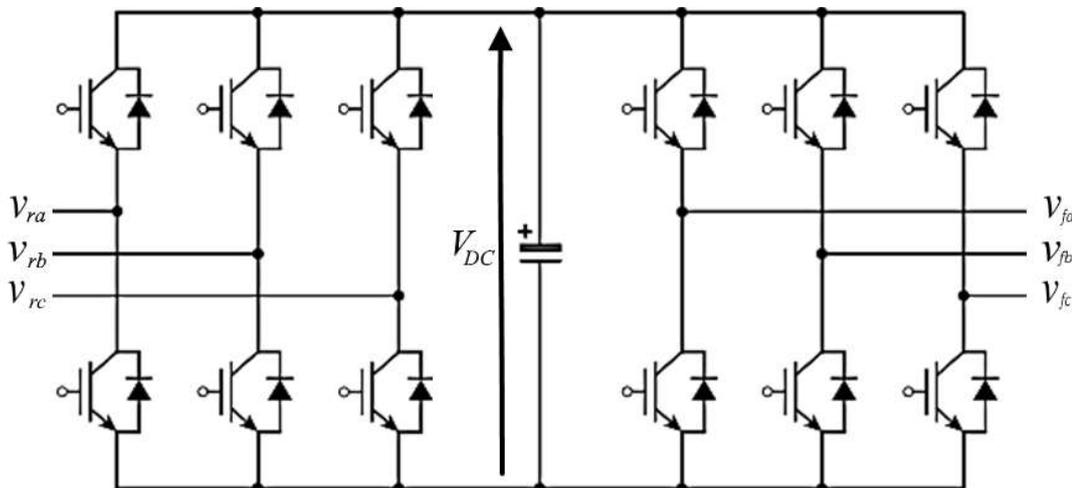


Figure 2.7. Convertisseur dos-à-dos avec bus continu

2.5.3.1 Modélisation du convertisseur statique à deux niveaux

Dans cette section, nous nous sommes intéressés à la modélisation d'un convertisseur triphasé à deux niveaux.

Le convertisseur étudié est constitué de trois bras identiques dont chacun contient deux interrupteurs. Pour éviter les courts-circuits de la tension V_{DC} , les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires : si l'un est fermé, l'autre est ouvert et vice versa. La Figure 2.8 montre le circuit équivalent du convertisseur.

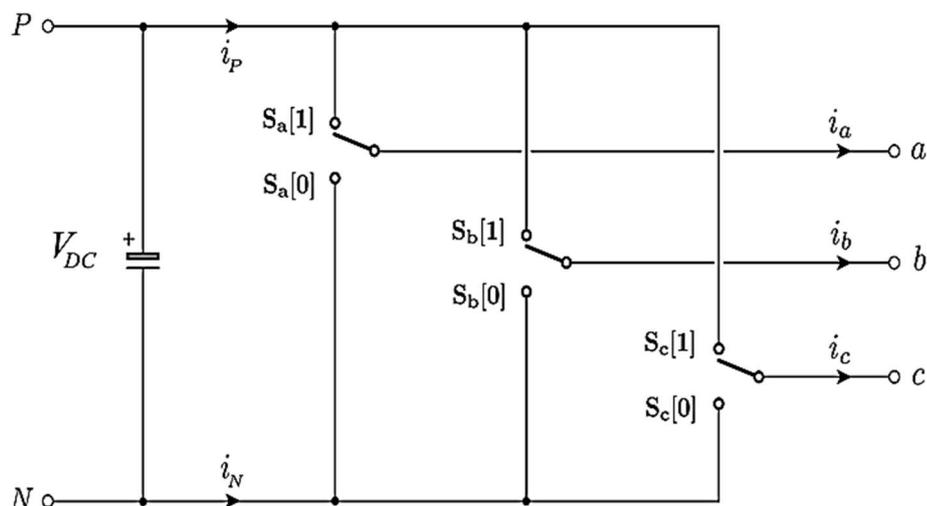


Figure 2.8. Circuit équivalent du convertisseur à deux niveaux

Le convertisseur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i avec K_i et K'_i sont les interrupteurs, on a :

Si $S_i = 1$, alors K_i est fermé et K'_i est ouvert,

Si $S_i = 0$, alors K_i est ouvert et K'_i est fermé.

Où : $i = \{a, b, c\}$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

2.5.3.2 Modélisation du bus continu

Le bus continu d'un convertisseur dos-à-dos à deux niveaux est constitué d'une seule capacité (Figure 2.7). Alors l'évolution de la tension du bus continu est donnée par la formule suivante :

$$V_{DC} = \frac{1}{\Delta T} \int_{t_0}^{t_0 + \Delta T} \frac{1}{C} i_{DC}(t) dt + V_{DC}(t_0) \quad (2.50)$$

C : la capacité du bus continu.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation d'un aérogénérateur à vitesse variable à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation connectée au réseau, dont le stator a été directement connecté au réseau et le rotor a été connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur dos-à-dos avec un bus continu.

Nous allons maintenant étudier les stratégies de commande de l'aérogénérateur.

**CHAPITRE 3. COMMANDE D'UN
AÉROGÉNÉRATEUR À BASE D'UNE GADA
PILOTÉE PAR UN CONVERTISSEUR DE
PUISSANCE DOS-À-DOS**

3.1 Introduction

La commande est devenue une discipline importante pour les aérogénérateurs modernes. Les commandes appliquées sur les systèmes aérogénérateurs ont pour objectif de : assurer le fonctionnement souhaité, augmenter l'efficacité de la conversion de l'énergie, réduire le coût énergétique, augmenter la durée de vie des composants de l'aérogénérateur, réduire les temps d'arrêt de la turbine et fournir une performance supérieure en régime permanent et transitoire.

Dans ce chapitre, la commande des unités de conversion de puissance mécanique et électrique est présentée en détail, la commande sera présentée en deux niveaux. Dans le premier niveau, on a appliqué la commande vectorielle par orientation du flux qui montre une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour la GADA et le filtre RL. Tandis qu'au deuxième niveau, une stratégie de commande, permettant l'extraction de la puissance maximale du vent MPPT, est appliquée sur l'aérogénérateur.

3.2 Description de la commande de l'aérogénérateur

La Figure 3.1 représente le système de commande de l'aérogénérateur en deux niveaux. Dans le premier niveau, la commande côté rotor est destinée à contrôler le transfert des puissances active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation avec le réseau électrique. La commande côté réseau est destinée à contrôler les puissances active et réactive échangées entre le rotor et le réseau. Tandis qu'au deuxième niveau, on a assuré la commande de la vitesse mécanique (Ω_{mec}) de la génératrice asynchrone à double alimentation en extrayant la puissance maximale du vent, et aussi on a assuré la commande de la tension du bus continu pour être constante.

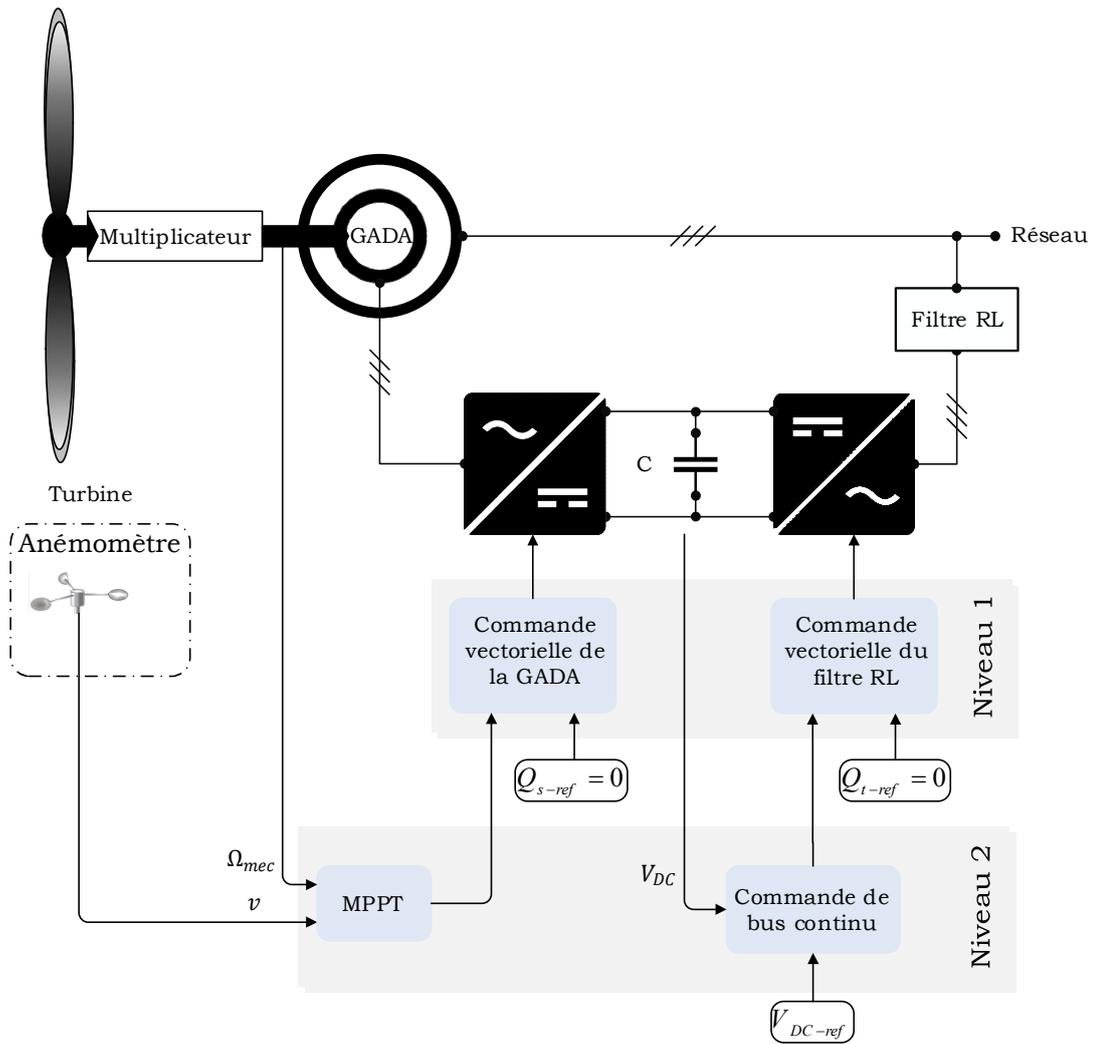


Figure 3.1. Système de commande de l'aérogénérateur

3.3 L'écoulement de la puissance de l'aérogénérateur

La puissance du rotor P_r dépend du mode de fonctionnement de la génératrice. Pendant une opération hyposynchrone, la puissance du rotor P_r passe du réseau au rotor de la GADA. Le sens d'écoulement de P_r va du rotor de la GADA au réseau pendant un fonctionnement hypersynchrone. En mode hypersynchrone, la puissance mécanique $P_{turbine}$ est scindée en P_s et P_r et est transmise au réseau par les enroulements du stator et du rotor. En mode hyposynchrone, $P_{turbine}$ et P_r sont toutes les deux livrées au réseau par l'enroulement du stator. Les enroulements du stator ne sont pas surchargés, car $P_{turbine}$ devient très petite pendant le fonctionnement en mode hyposynchrone. Le mode de fonctionnement de la GADA peut être résumé comme suit :

$$|P_s| = \begin{cases} |P_{\text{turbine}}| + |P_r|, & \text{Slip} < 0, & (\text{Mode hyposynchrone}) \\ |P_{\text{turbine}}| - |P_r|, & \text{Slip} > 0, & (\text{Mode hypersynchrone}) \end{cases}$$

La Figure 3.2 représente l'écoulement de la puissance dans un aérogénérateur utilisant une GADA.

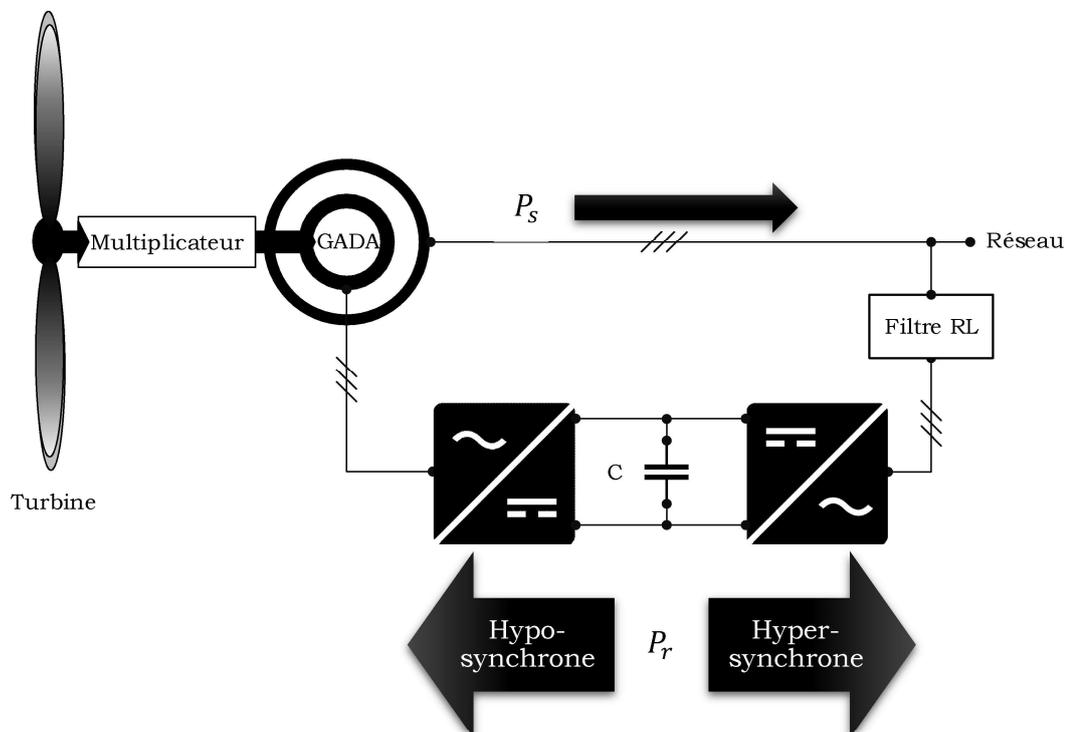


Figure 3.2. Écoulement de la puissance dans l'aérogénérateur

3.4 Commande du convertisseur côté rotor

La commande du convertisseur côté rotor (RSC, Rotor Side Converter) a l'objectif d'optimiser le rendement de l'aérogénérateur et d'améliorer la qualité de la puissance fournie au réseau par le contrôle de la puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Pour optimiser la puissance active de l'aérogénérateur, on doit contrôler l'aéroturbine afin de maximiser la puissance captée du vent. Le diagramme de la commande du convertisseur côté rotor (Figure 3.3) est composé de deux étages :

- Un étage pour la commande de la turbine ;
- Un étage pour la commande de la génératrice.

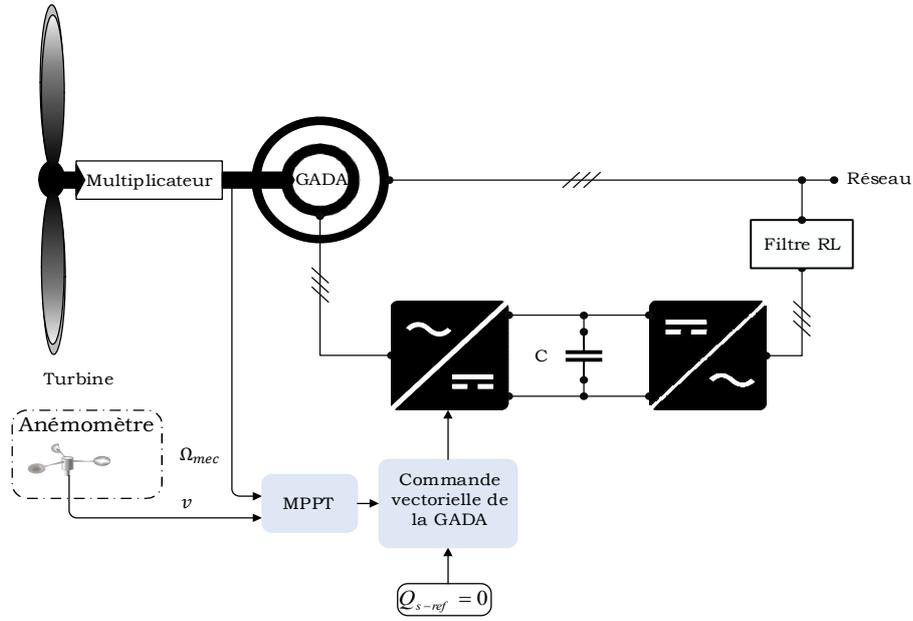


Figure 3.3. Commande du convertisseur côté rotor

3.4.1 Commande de la turbine

Pour extraire la puissance maximale du vent, nous appliquons la stratégie de commande MPPT basée sur le contrôle de la vitesse du rotor où le rapport de vitesse TSR est réglé à sa valeur optimale $TSR_{optimal}$ pour les différentes vitesses du vent v . Ceci est réalisé par l'adaptation de la vitesse du rotor Ω à sa référence Ω_{ref} [10], [40]. Le schéma bloc de la stratégie MPPT est présenté dans la Figure 3.4.

$$\Omega_{ref} = \frac{G v TSR_{optimal}}{R} \quad (3.1)$$

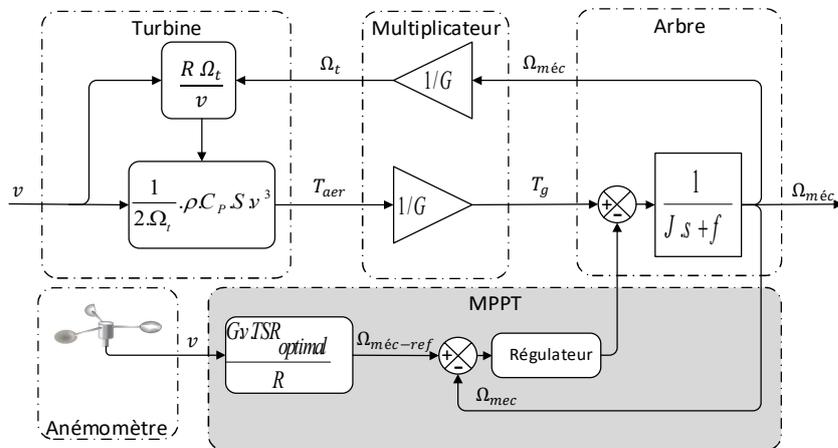


Figure 3.4. Commande de la turbine [10]

3.4.2 Commande de la GADA

Nous appliquons la commande vectorielle sur la GADA, qui décompose le modèle de la GADA en deux sous-systèmes indépendants de flux et de couple, afin d'obtenir des performances similaires à celles du contrôle de la vitesse du moteur à courant continu [10], [41], [42]. Ainsi, le flux statorique est choisi pour être orienté par rapport à l'axe direct dans le repère de Park.

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \quad (3.2)$$

$$\varphi_{sq} = 0 \quad (3.3)$$

En conséquence, le couple électromagnétique T_{em} devient :

$$T_{em} = -P \varphi_s \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \quad (3.4)$$

En négligeant la résistance statorique ($R_s \cong 0$), ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les génératrices de moyenne et forte puissance utilisées dans les systèmes aérogénérateurs, les tensions du stator V_{sd} et V_{sq} deviennent :

$$V_{sd} = 0 \quad (3.5)$$

$$V_{sq} = V_s = \omega_s \varphi_s \quad (3.6)$$

Nous pouvons donc écrire les relations entre les puissances active et réactive du stator (P_s, Q_s) et les courants d'axe d et q du rotor :

$$P_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \quad (3.7)$$

$$Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \quad (3.8)$$

En outre, les relations entre les tensions et les courants du rotor peuvent être exprimées comme suit :

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{di_{rd}}{dt} - slip \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq} \quad (3.9)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{di_{rq}}{dt} + slip \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} + slip \frac{L_m V_s}{L_s} \quad (3.10)$$

Le modèle simplifié de la génératrice asynchrone à double alimentation obtenu à l'aide de la commande vectorielle peut être représenté dans la Figure 3.5 :

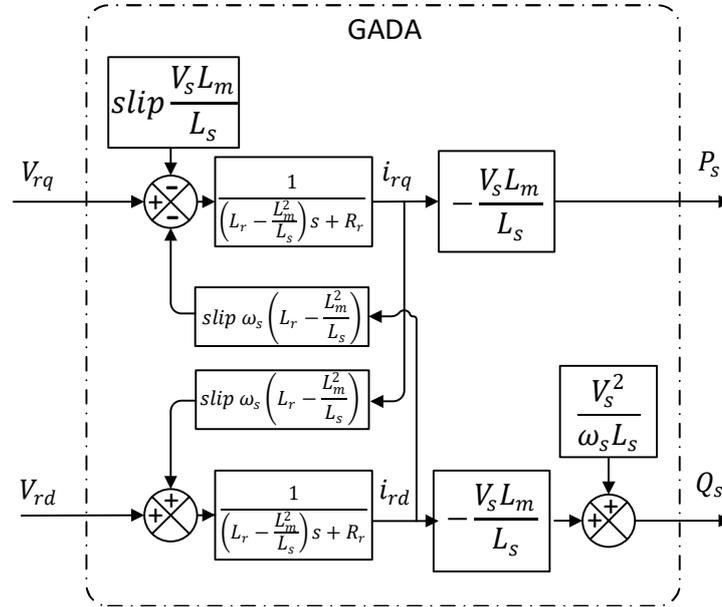


Figure 3.5. Modèle simplifié de la GADA [10]

Dans l'objectif de simplifier et de linéariser le modèle multivariables de la génératrice tel qu'il est représenté dans la Figure 3.5, nous allons faire deux actions spécifiques.

La première action consiste à introduire dans les grandeurs de contrôle (V_{rd} et V_{rq}) deux nouvelles perturbations (D_d et D_q) qui représentent les résidus de découplage. Donc les deux axes de contrôle sont considérés comme découplés.

$$D_d = -slip \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq} \quad (3.11)$$

$$D_q = \text{slip} \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} + \text{slip} \frac{L_m V_s}{L_s} \quad (3.12)$$

La deuxième action consiste à introduire dans la grandeur de contrôle V_{rq} une nouvelle perturbation C_q qui compense la perturbation de la force électromotrice $-\text{slip} \frac{L_m V_s}{L_s}$. Alors l'expression de la perturbation C_q est donnée par :

$$C_q = \text{slip} \frac{L_m V_s}{L_s} \quad (3.13)$$

Par conséquent, ces actions spécifiques nous permettent de passer d'un système multivariables de la génératrice en deux sous-systèmes linéaires monovariables, alors la commande de la GAGA devient comme le montre la Figure 3.6.

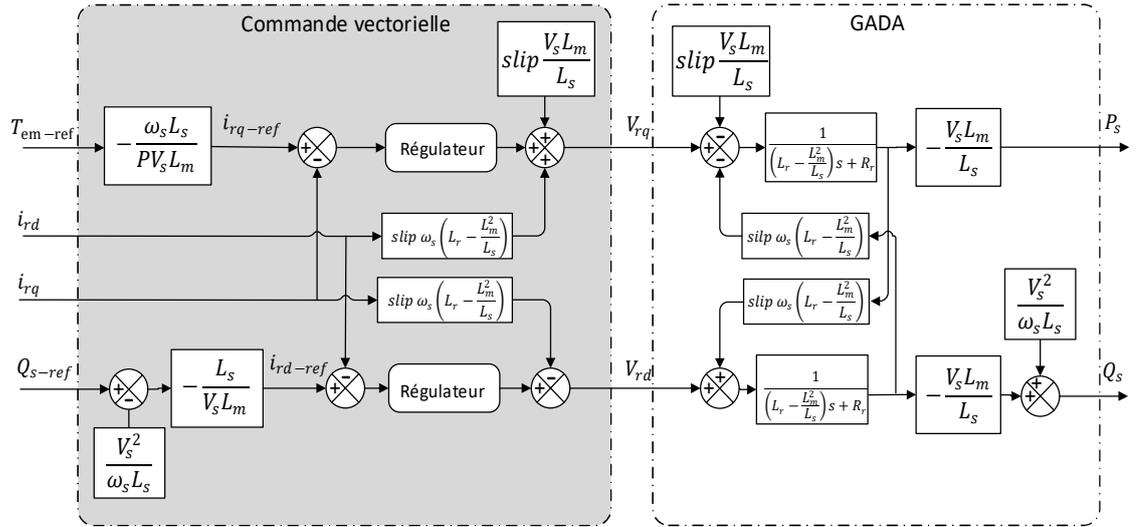


Figure 3.6. Commande de la GADA [10]

Dans la littérature, d'autres techniques ont été testées en simulation, mais les performances obtenues ne sont pas meilleures par rapport au modèle simplifié, comme la commande sans réduction de l'ordre du système ou la commande avec linéarisation autour d'un point de fonctionnement [5], [43].

3.4.3 Résultats de simulation

Pour vérifier et étudier l'efficacité de la commande du convertisseur côté rotor, une simulation d'une génératrice asynchrone à double alimentation installée dans un aérogénérateur à vitesse variable a été effectuée. Les résultats suivants de la simulation ont été obtenus pour une référence de puissance réactive du stator $Q_{s-ref} = 0$ (afin d'assurer un facteur de puissance unitaire côté stator) et pour un profil de vitesse du vent modélisé par une composante continue et une somme d'harmoniques (Equation 2.1).

Les paramètres du système aérogénérateur utilisés pendant la simulation sont présentés dans les Tableaux 3.1 et 3.2.

Tableau 3.1. Paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation

Paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation	
Puissance nominale, P_n	1.5 MW
Tension nominale du stator, V_s	398/690 V
Fréquence nominale, f_s	50 Hz
Inductance du stator, L_s	0.0137 H
Inductance du rotor, L_r	0.0136 H
Inductance mutuelle, L_m	0.0135 H
Résistance du stator, R_s	0.012 Ω
Résistance du rotor, R_r	0.021 Ω
Nombre de paires de pôles, P	2

Tableau 3.2. Paramètres de la turbine

Paramètres de la turbine	
Rayon de l'hélice, R	41 m
Nombre de pales	3
Rapport du multiplicateur, G	80
Coefficient de puissance maximal, C_{p-max}	0.55 ($TSR_{optimal} = 8.12$ et $\beta = 0^\circ$)

Les Figures 3.7, 3.8, 3.9, 3.10, 3.11 et 3.12 présentent le profil de la vitesse du vent, le coefficient de puissance, la puissance de turbine, le couple électromagnétique, la vitesse mécanique et le glissement de la GADA, respectivement. Comme montré dans la Figure 3.7, le coefficient de puissance C_p a atteint sa valeur maximale de 0.55 rapidement et reste constant avec l'évolution de la vitesse du vent. Cependant, la puissance de la turbine, le couple électromagnétique, la vitesse mécanique et le glissement se changent selon le profil de la vitesse du vent.

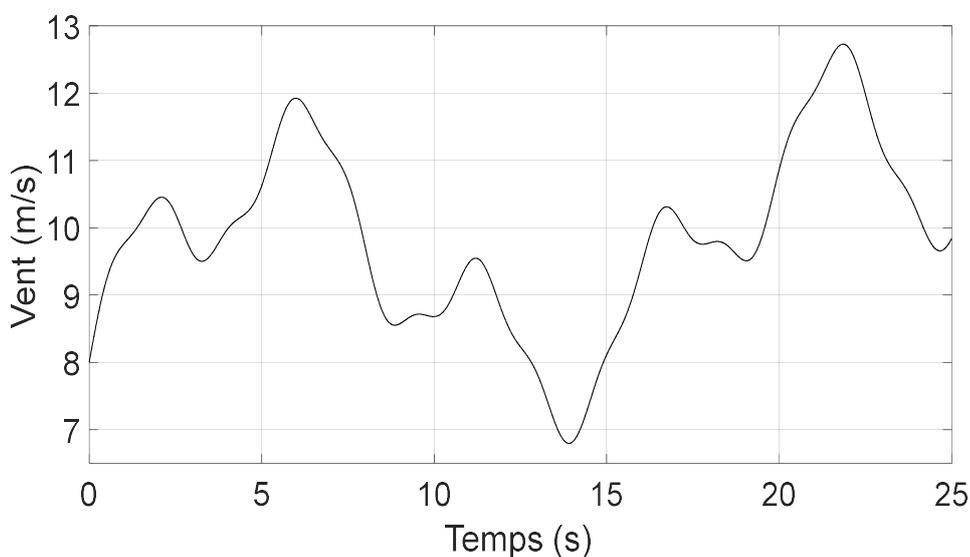


Figure 3.7. Profil de la vitesse du vent

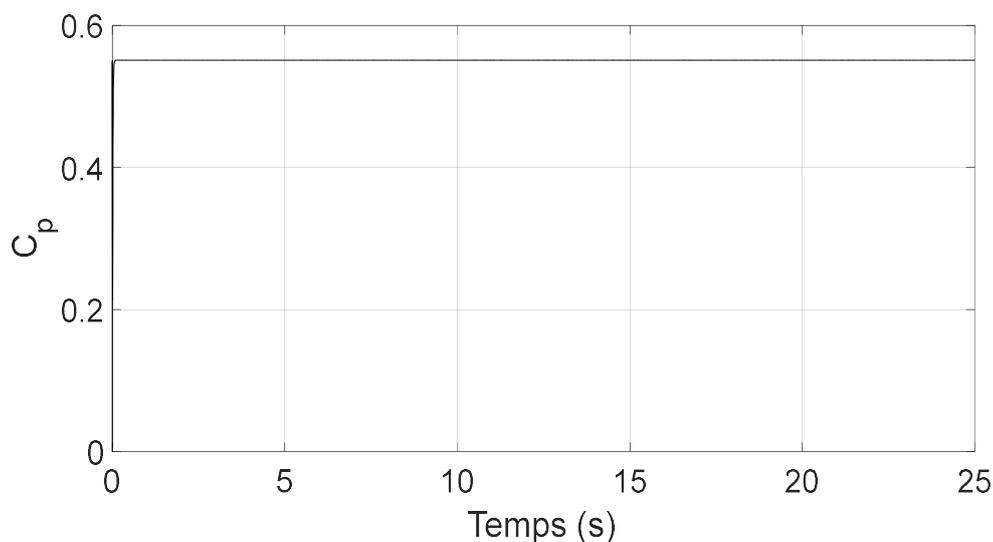


Figure 3.8. Coefficient de puissance

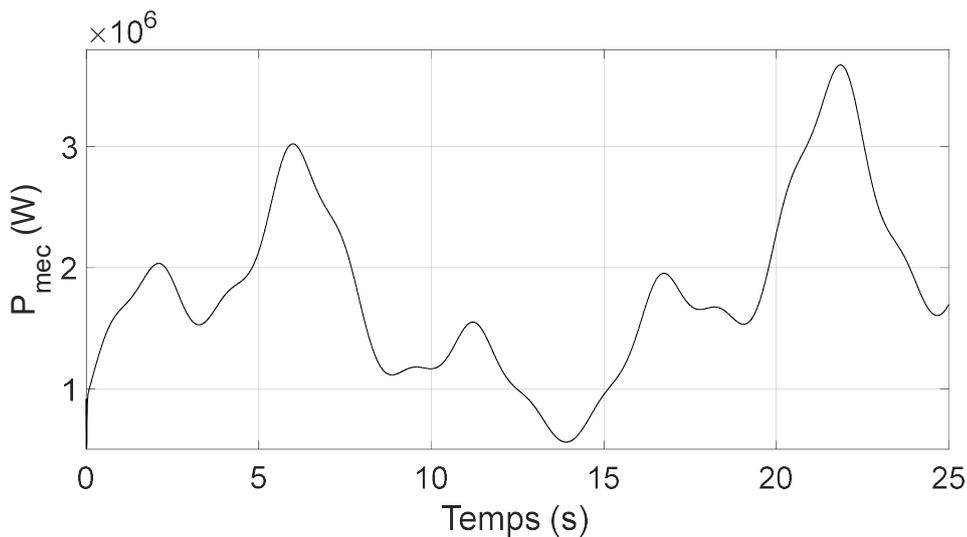


Figure 3.9. Puissance mécanique de turbine.

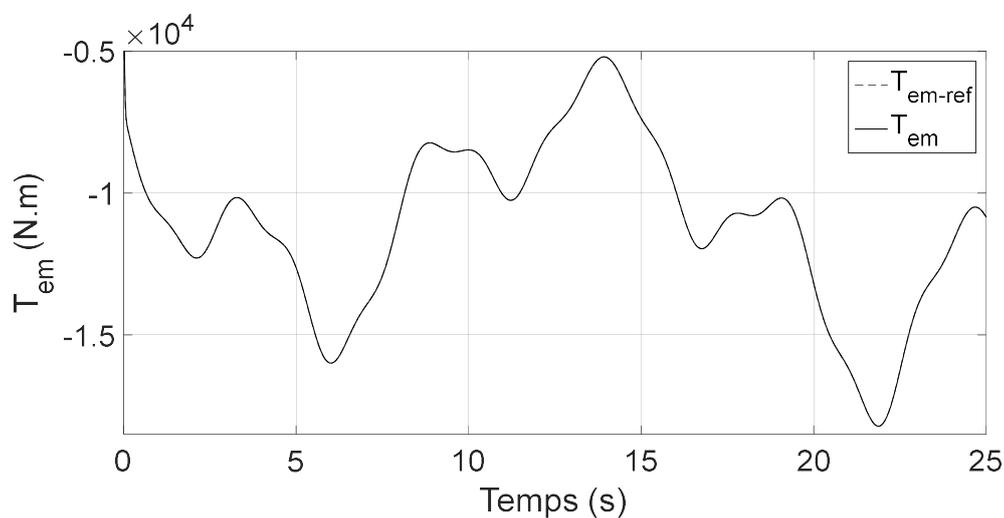


Figure 3.10. Couple électromagnétique

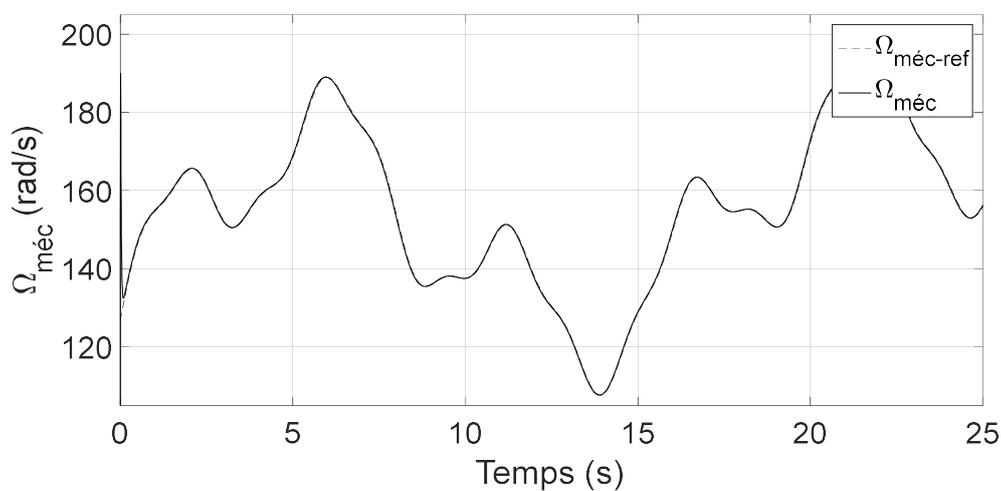


Figure 3.11. Vitesse mécanique

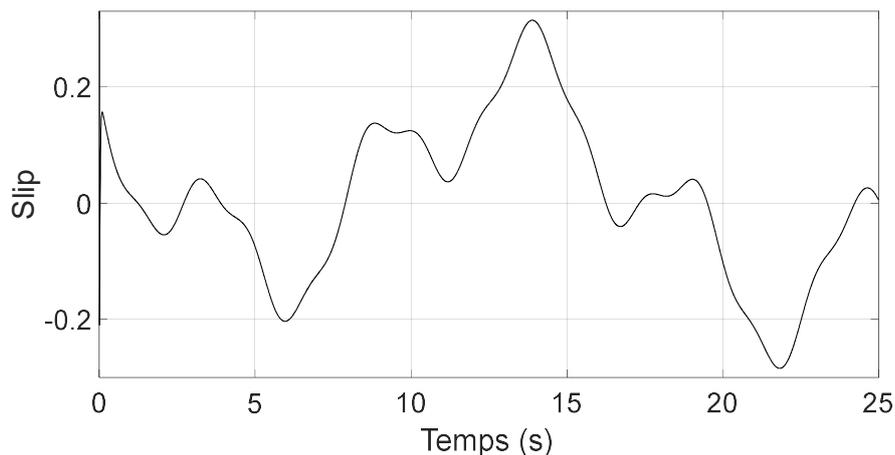


Figure 3.12. Glissement de la GADA

Les courants direct et en quadrature du rotor, les puissances active et réactive du stator et les courants d'une phase statorique et rotorique sont montrés respectivement dans les Figures 3.13, 3.14, 3.15, 3.16, 3.17 et 3.18. Il est clair que les stratégies de contrôle appliquées sur l'aérogénérateur assurent les points suivants :

- La puissance active du stator et le courant du rotor en quadrature se changent aussi selon le profil de la vitesse du vent ;
- Un facteur de puissance unitaire côté stator ($Q_s = 0$) ;
- Un découplage entre le courant direct et en quadrature du rotor, par conséquent un découplage entre la puissance active et réactive du stator.

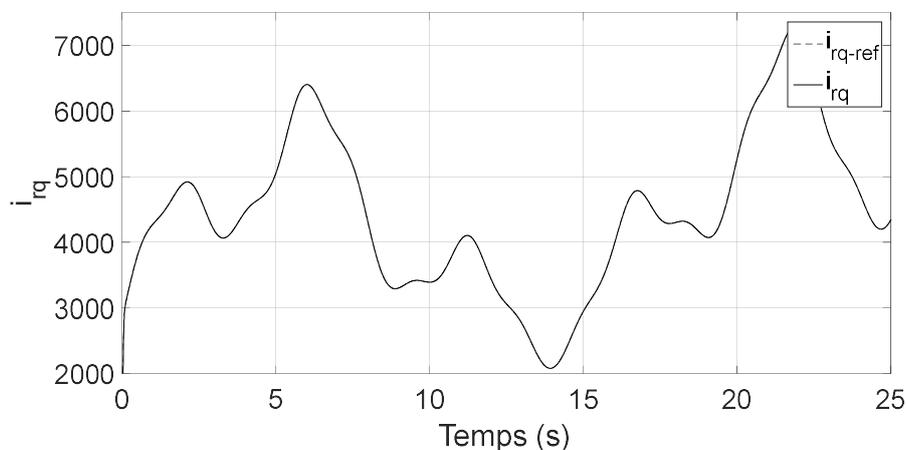


Figure 3.13. Courant direct du rotor

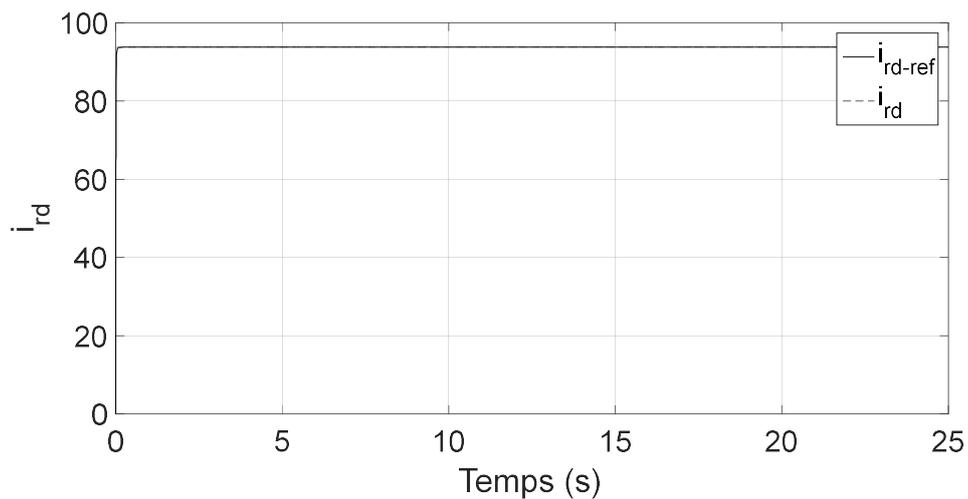


Figure 3.14. Courant quadrature du rotor

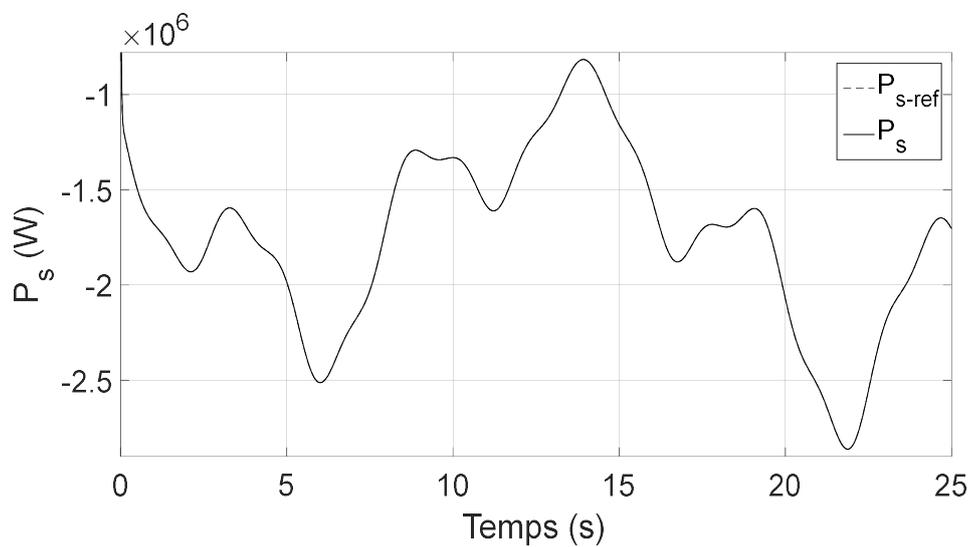


Figure 3.15. Puissance active statorique

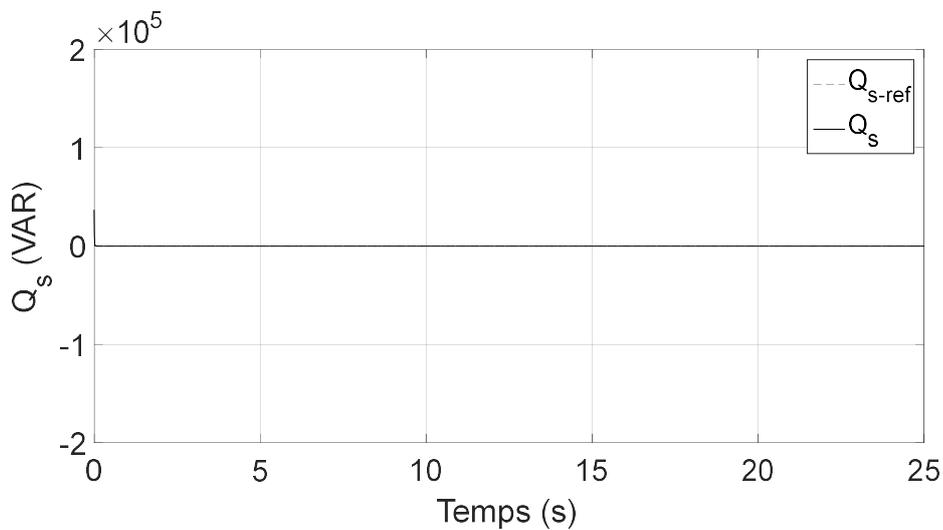


Figure 3.16. Puissance réactive statorique

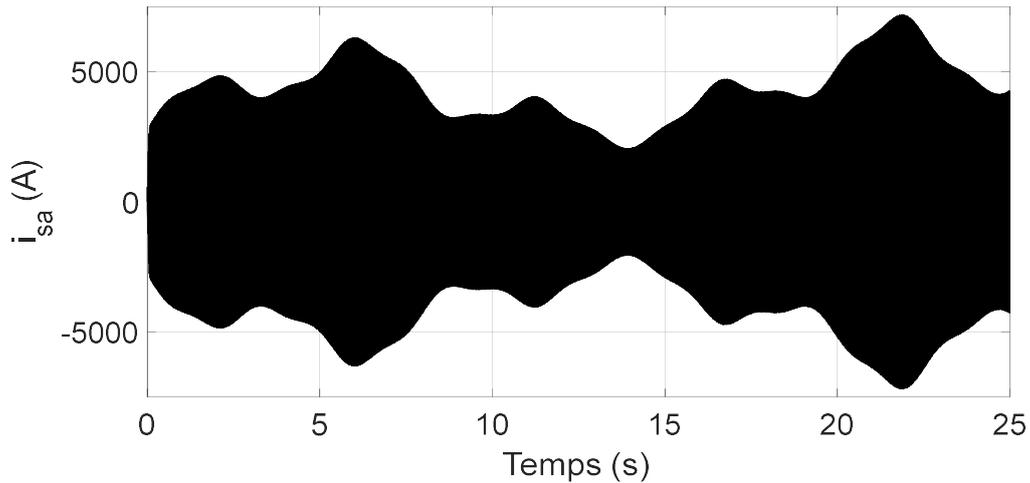


Figure 3.17. Courant statorique de la GADA

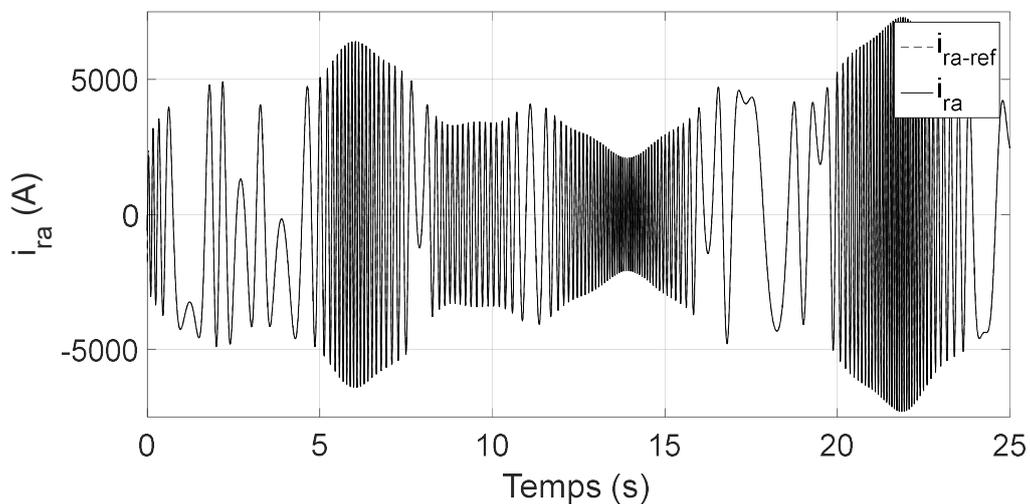


Figure 3.18. Courant rotorique de la GADA

3.5 Commande du convertisseur côté réseau

L'objectif de la commande du convertisseur côté réseau (GSC, Grid Side Converter) est d'assurer la tension du bus continu constante et le facteur de puissance unitaire, quelle que soit le régime de fonctionnement de la génératrice (hyposynchrone et hypersynchrone).

Le diagramme de la commande du convertisseur côté réseau (Figure 3.19) est composé de deux étages :

- Un étage pour la commande du bus continu ;
- Un étage pour la commande du filtre.

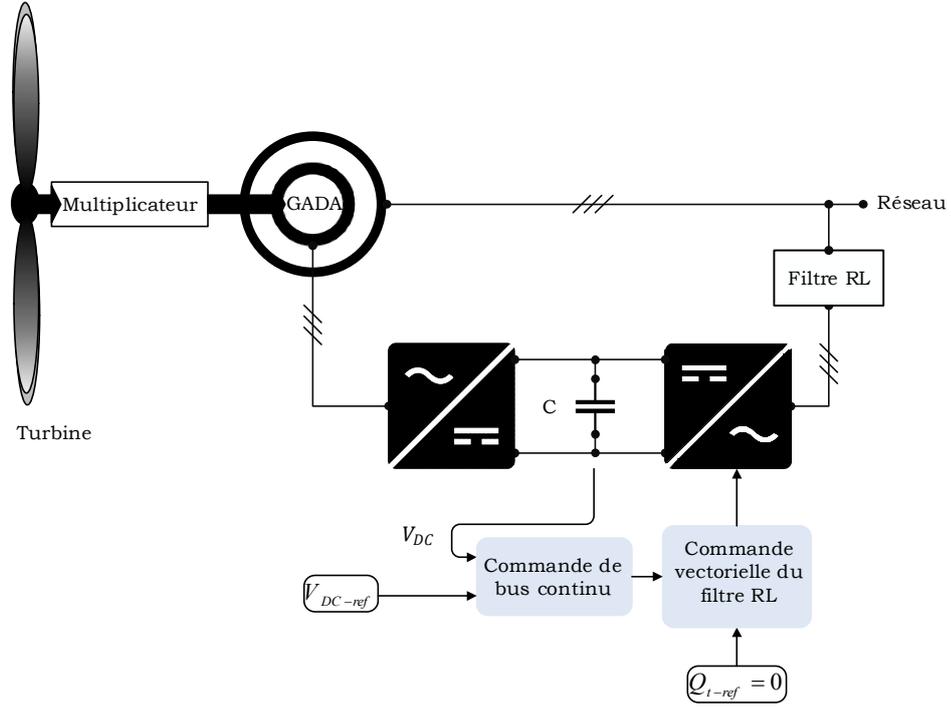


Figure 3.19. Commande du convertisseur côté réseau

3.5.1 Commande du bus continu

La commande du bus continu a pour objectif d'assurer une tension constante aux bornes du condensateur pour les deux convertisseurs de puissance côté rotor et côté réseau [17], [24].

La puissance du bus continu P_{DC-Li} est donnée par la formule suivante :

$$P_{DC-link} = C \frac{dV_{DC}}{dt} V_{DC} \quad (3.14)$$

Aussi, la puissance du bus continu peut être exprimée en fonction des puissances du filtre RL P_t et du rotor P_r :

$$P_{DC-link} = P_r - P_t \quad (3.15)$$

Nous pouvons écrire la relation entre la tension du bus continu et les puissances du filtre RL et du rotor P_r :

$$P_r - P_t = C \frac{dV_{DC}}{dt} V_{DC} \quad (3.16)$$

Pour une tension du bus continu constante, les puissances des deux onduleurs du convertisseur dos-à-dos sont égales.

$$P_t = P_r \quad (3.17)$$

Nous utilisons un contrôleur pour générer la référence du courant i_{DC-re} à injecter dans le condensateur afin de maintenir une tension du bus continu constante. La puissance du bus continu peut être exprimée en fonction du courant i_{DC-re} :

$$P_{DC-link} = V_{DC} i_{DC-ref} \quad (3.18)$$

Le schéma bloc de la commande du bus continu est montré dans la Figure 3.20.

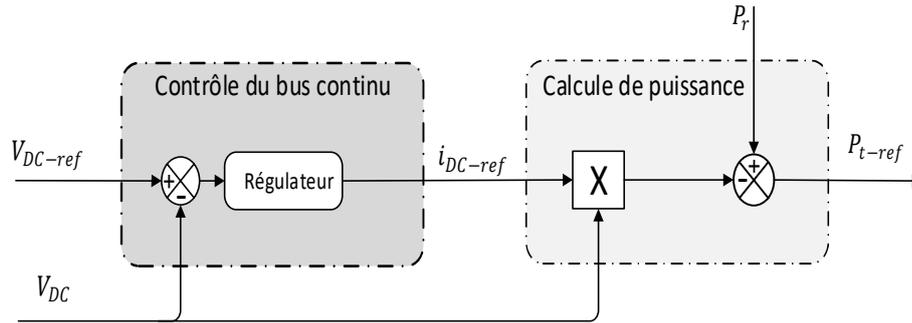


Figure 3.20. Commande du bus continu

3.5.2 Commande du filtre RL

La commande vectorielle du filtre RL, permet la commande indépendante des puissances active et réactive échangées entre le convertisseur côté réseau et le réseau [14], [17], [44], [45].

Nous rappelons d'abord le système d'équations du filtre RL :

$$V_{fd} = -R_f i_{fd} - L_f \frac{d}{dt} i_{fd} + \omega_s L_f i_{fq} + V_{sd} \quad (3.19)$$

$$V_{fq} = -R_f i_{fq} - L_f \frac{d}{dt} i_{fq} - \omega_s L_f i_{fd} + V_{sq} \quad (3.20)$$

Nous pouvons schématiser le modèle du filtre RL par la Figure 3.21.

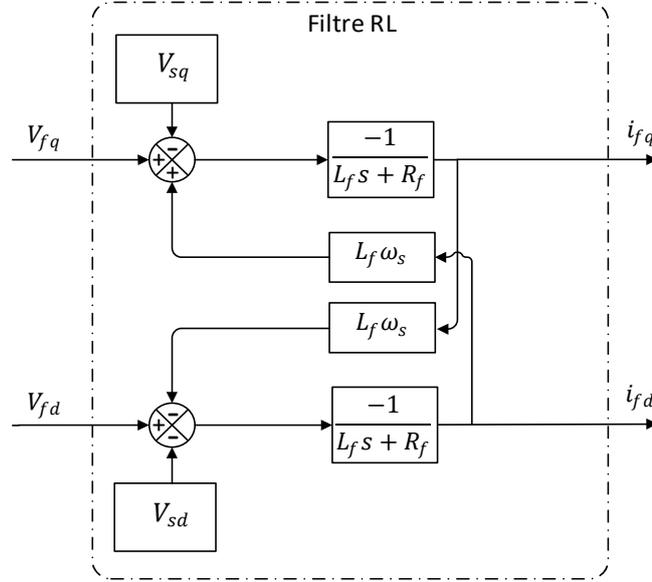


Figure 3.21. Schéma du filtre RL

Les puissances active et réactive du convertisseur côté réseau (P_t , Q_t) peuvent être définies en fonction des tensions et des courants du filtre comme suit:

$$P_t = V_{fd} i_{fd} + V_{fq} i_{fq} \quad (3.21)$$

$$Q_t = V_{fd} i_{fq} - V_{fq} i_{fd} \quad (3.22)$$

La commande vectorielle du filtre par l'orientation de la tension selon l'axe (q) est utilisée, alors nous pouvons écrire :

$$V_{sd} = 0 \quad (3.23)$$

$$V_{sq} = V_s \quad (3.24)$$

Pour simplifier et linéariser le modèle multivariables du filtre RL tel qu'il est représenté dans la Figure 3.21, nous allons faire deux actions spécifiques.

La première action consiste à introduire dans les grandeurs de contrôle (V_{fd} et V_{fq}) deux nouvelles perturbations (D_{fd} et D_{fq}) qui représentent les résidus de découplage, donc les deux axes de contrôle sont considérés comme découplés.

$$D_{fd} = \omega_s L_f i_{rq} \quad (3.25)$$

$$D_{fq} = -\omega_s L_f i_{rd} \quad (3.26)$$

La deuxième action consiste à introduire dans la grandeur de contrôle V_{fq} une nouvelle perturbation C_{fq} qui compense la perturbation V_s . Alors l'expression de la perturbation C_q est donnée par :

$$C_{fq} = V_s \quad (3.27)$$

Par conséquent, ces actions spécifiques nous permettent de passer d'un système multivariables du filtre RL en deux sous-systèmes linéaires monovariabiles comme montré dans la Figure 3.22.

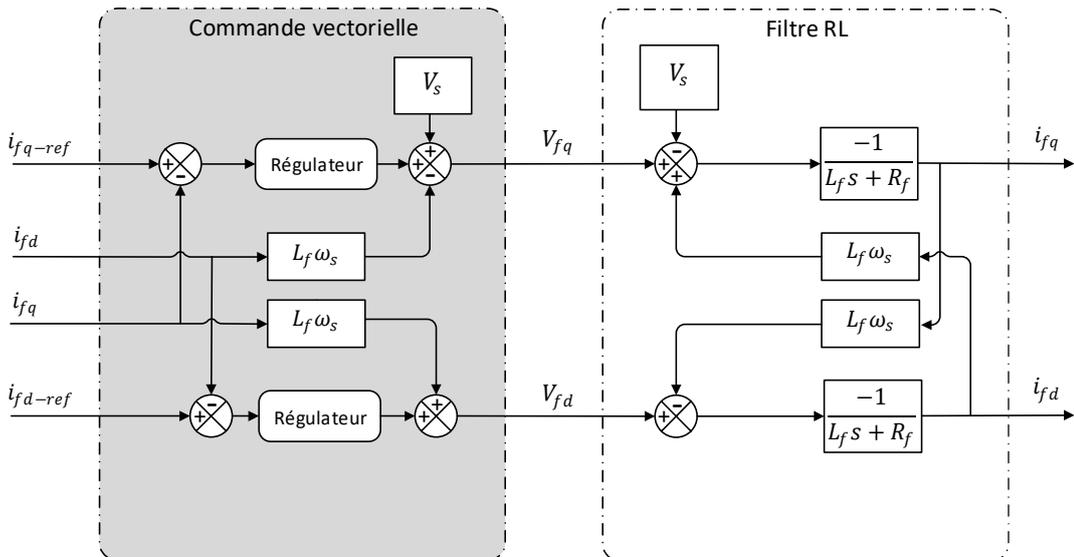


Figure 3.22. Commande du filtre

Les puissances active et réactive du réseau (P_{Grid} , Q_{Grid}) sont données par les expressions suivantes :

$$P_{grid} = P_s + P_t \quad (3.28)$$

$$Q_{grid} = Q_s + Q_t \quad (3.29)$$

3.5.3 Résultats de simulation

Pour vérifier et étudier l'efficacité et la dynamique de la commande du convertisseur côté réseau, une simulation d'un filtre RL et d'un bus continu a été effectuée. Les résultats suivants de la simulation ont été obtenus pour une référence de puissance réactive de convertisseur côté réseau $Q_{t-ref} = 0$ (afin d'assurer un facteur de puissance unitaire pour le réseau) et pour une puissance P_r de 0.45 MW qui se change soudainement à -0.45 MW à l'instant $t = 5s$ (Figure 3.23). Les paramètres du filtre RL et du bus continu utilisés pendant la simulation sont présentés dans le Tableau 3.3.

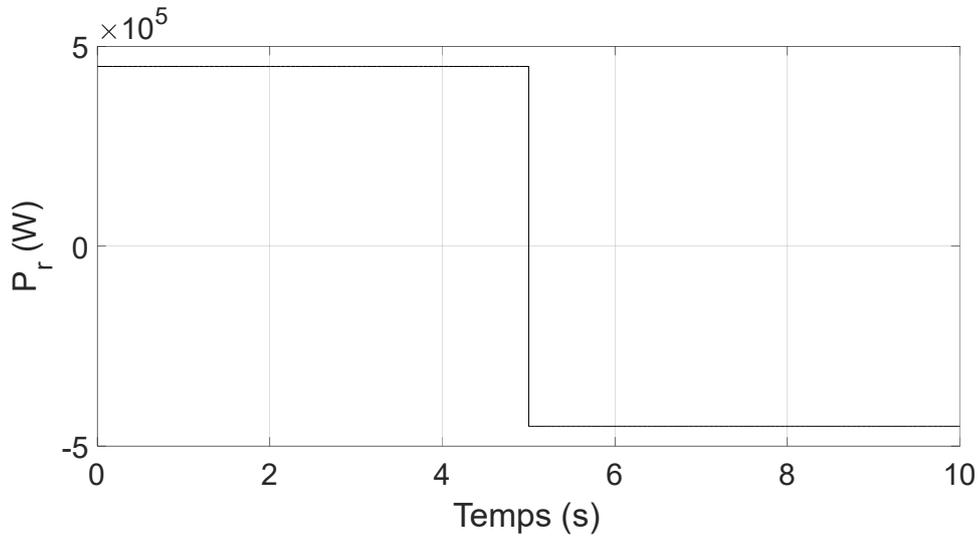


Figure 3.23. Puissance active rotorique

Tableau 3.3. Paramètres du filtre RL et du bus continu

Paramètres du filtre RL et du bus continu	
Tension du bus continu, V_{DC}	2000 V
Capacité du bus continu, C	30 μF

Inductance du filtre, L_f 0.002 H

Résistance du filtre, R_f 0.0015 Ω

Les puissances active et réactive du convertisseur côté réseau, la tension du bus continu, les courants direct et en quadrature du filtre RL, la puissance du bus continu et le courant du bus continu sont démontrés respectivement dans les Figures 3.24, 3.25, 3.26, 3.27, 3.28, 3.29 et 3.30. Il est clair que les stratégies de commande appliquées sur le filtre RL et le bus continu assurent les points suivants :

- Une tension du bus continu constante à 2000V pour les différentes valeurs de la puissance active du rotor (en régime hypersynchrone ou hyposynchrone) ;
- Un facteur de puissance unitaire côté réseau ($Q_t = 0$) ;
- Une puissance du bus continu nulle.

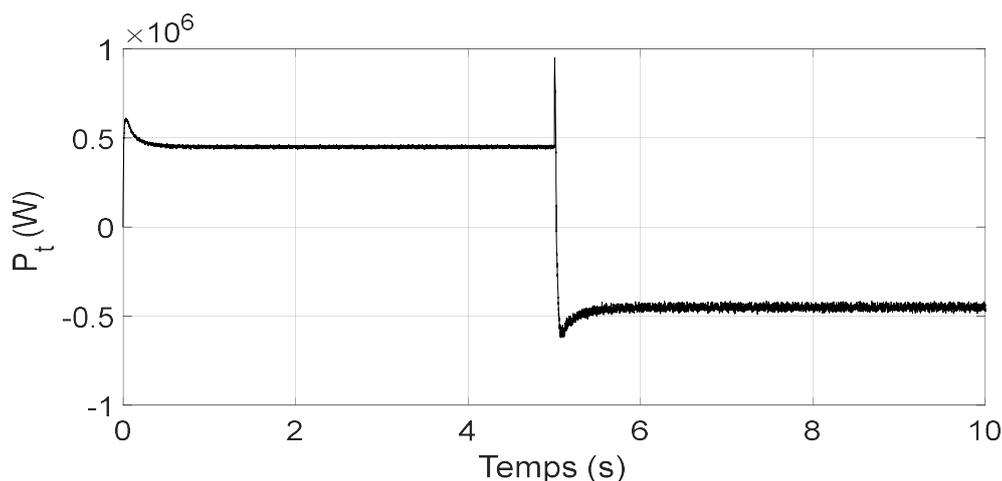


Figure 3.24. Puissance active du convertisseur côté réseau

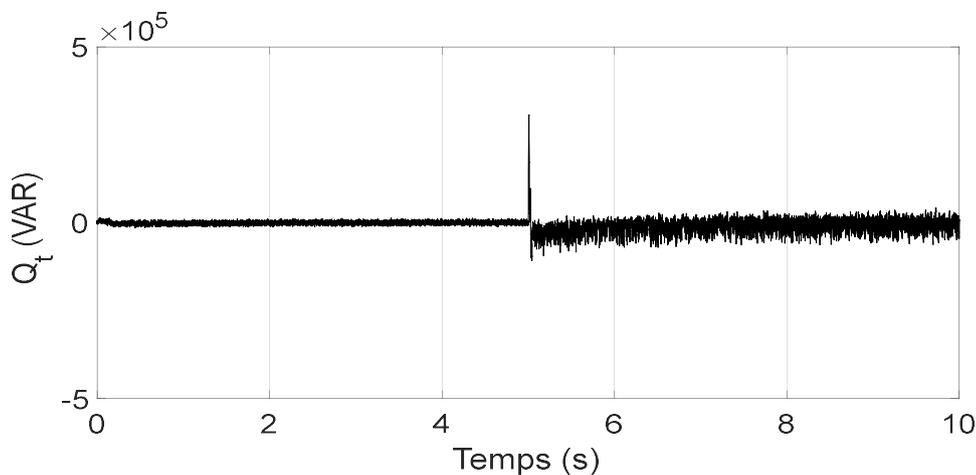


Figure 3.25. Puissance réactive du convertisseur côté réseau

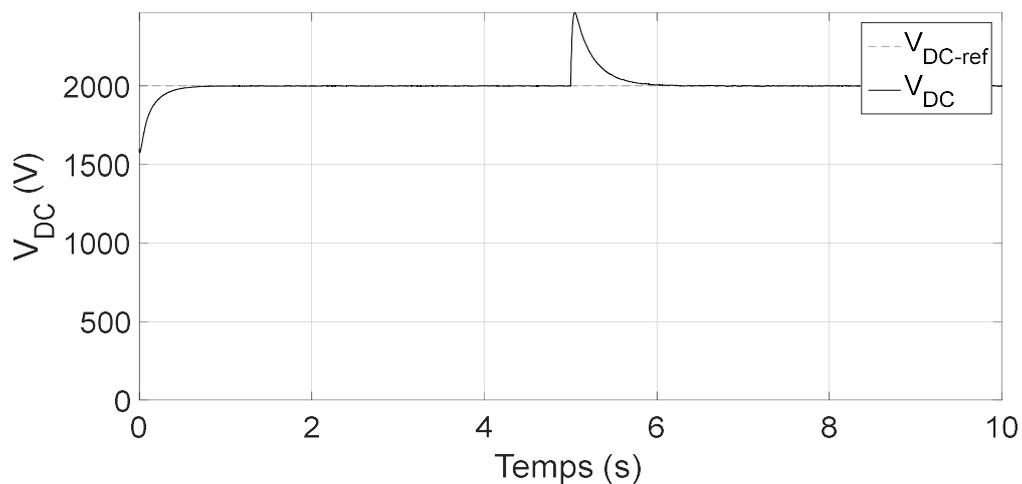


Figure 3.26. Tension du bus continu

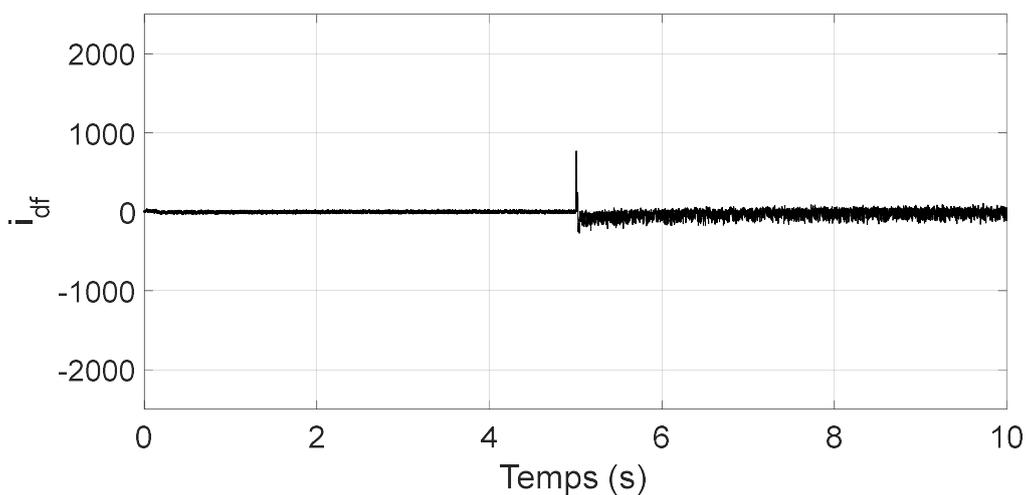


Figure 3.27. Courant direct du filtre RL

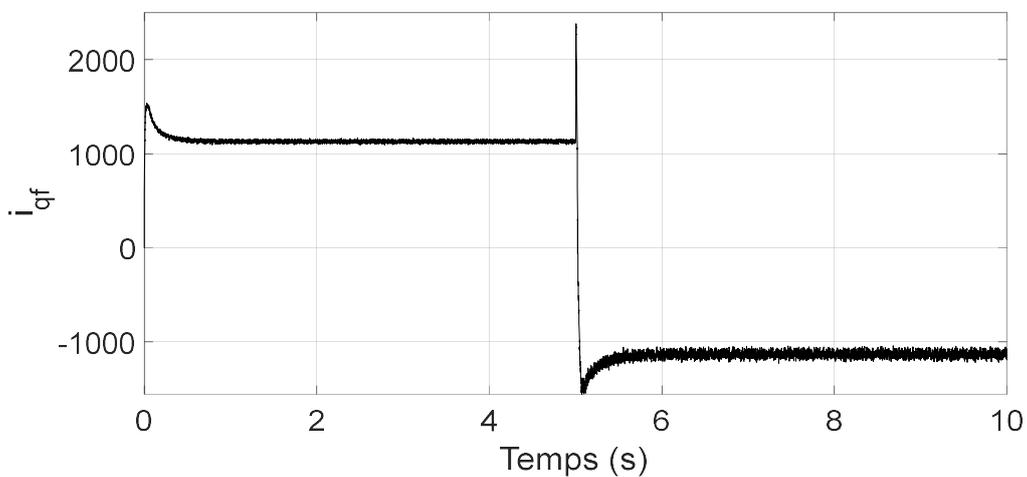


Figure 3.28. Courant quadrature du filtre RL

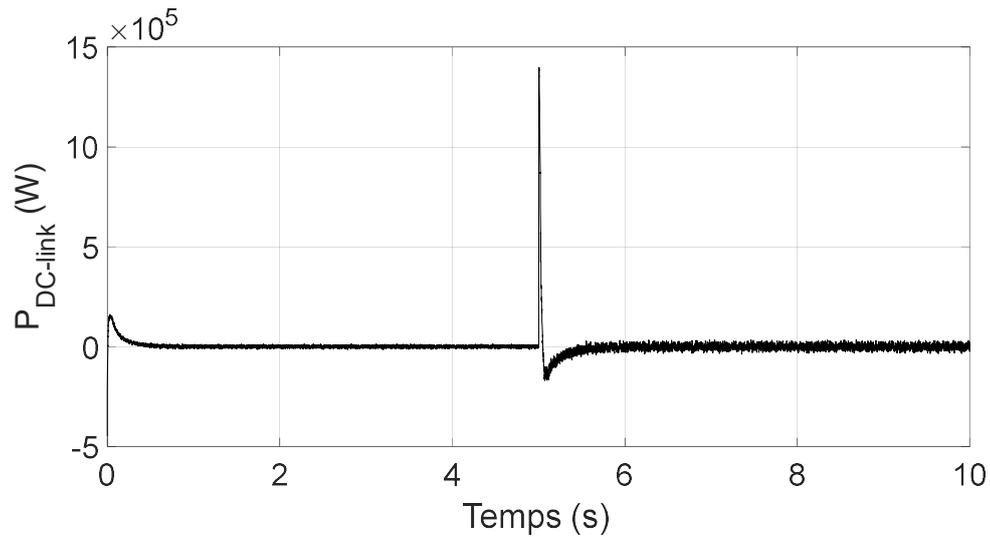


Figure 3.29. Puissance du bus continu

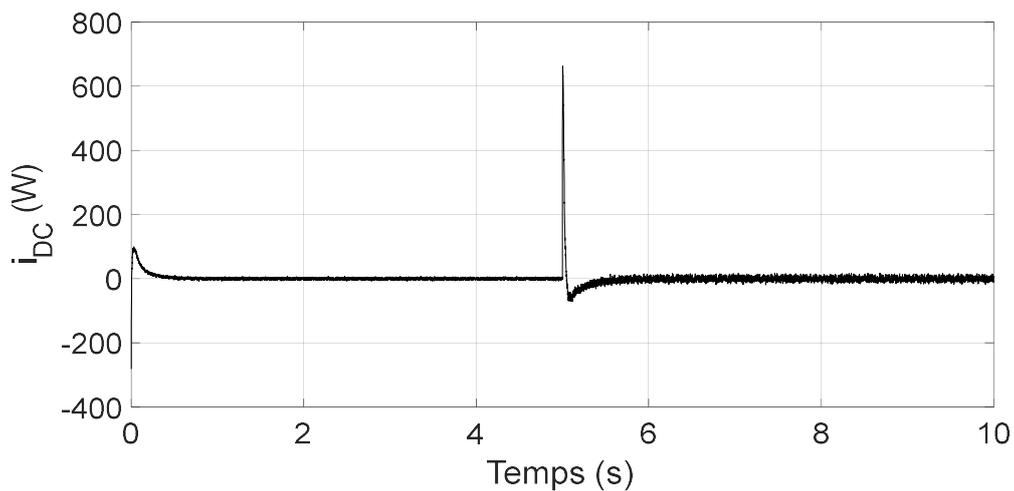


Figure 3.30. Courant du bus continu

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité les stratégies de commande de l'aérogénérateur à vitesse variable, notamment l'algorithme MPPT pour maximiser le rendement de l'aérogénérateur par le contrôle de la vitesse de la génératrice asynchrone à double alimentation, le contrôle de la puissance active et réactive statorique à l'aide de la commande vectorielle, le contrôle de la tension du bus continu et le contrôle de la puissance réactive échangée entre le convertisseur côté réseau et le réseau.

CHAPITRE 4. COMMANDE ROBUSTE DE L'AÉROGÉNÉRATEUR PAR LA COMMANDE D'ORDRE FRACTIONNAIRE

4.1 Introduction

Ce chapitre se décompose en deux parties : la première partie fait état d'un rappel sur les notions du calcul fractionnaire, la technique de la commande fractionnaire et les méthodes de conception du contrôleur PI d'ordre fractionnaire. Tandis que dans la seconde partie, la stratégie de commande avec des contrôleurs PI d'ordre fractionnaire est appliquée sur la chaîne de conversion d'énergie, et comparée avec la commande classique utilisant des contrôleurs PI d'ordre entier. Enfin, les résultats de simulation sont présentés en validant ses performances.

4.2 La commande d'ordre fractionnaire

4.2.1 Opérateur d'ordre fractionnaire

L'opérateur de la dérivée d'ordre fractionnaire est défini comme suit [46], [47]:

$${}_{t_0}D_t^\lambda = \begin{cases} \frac{d^\lambda}{dt^\lambda}, & R(\lambda) > 0 \\ 1, & R(\lambda) = 0 \\ \int_{t_0}^t (d\tau)^{-\lambda}, & R(\lambda) < 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

Où :

λ est l'ordre de l'opération, $\lambda \in \mathbb{C}$;

$R(\lambda)$ est la partie réelle de λ ;

t_0 et t sont les limites de l'opérateur.

Dans la littérature, plusieurs définitions de l'opérateur fractionnaire ont été proposées, telles que les définitions de Riemann-Liouville, de Grünwald – Letnikov et de Caputo [48], [49].

4.2.2 Définition de Riemann-Liouville

La dérivée d'ordre fractionnaire λ d'une fonction $f(t)$ localement dérivable définie sur $[t_0, +\infty[$ est donnée comme suit [50]:

$${}_{t_0}D_t^\lambda f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\lambda)} \frac{d^n}{dt^n} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{n-\lambda-1} f(\tau) d\tau \quad (4.2)$$

Où :

n est entier tel que $(n-1) < \lambda < n$;

$\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma d'Euler.

L'intégrale d'ordre fractionnaire λ d'une fonction $f(t)$ localement intégrable définie sur $[t_0, +\infty[$ est donnée comme suit [50]:

$${}_{t_0}I_t^\lambda f(t) = \frac{1}{\Gamma(\lambda)} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{\lambda-1} f(\tau) d\tau \quad (4.3)$$

4.2.3 La fonction Gamma :

La fonction gamma d'Euler est une extension de la fonction factorielle aux nombres non entiers, elle est définie par l'intégrale suivante [51]:

$$\Gamma(\lambda) = \int_0^\infty t^{\lambda-1} e^{-t} dt \quad (4.4)$$

Où :

Pour λ complexe, la fonction gamma converge si la partie réelle de λ est positive ;

Pour λ entier positif, la fonction gamma donne le même résultat que la fonction factorielle ;

Et on a :

$$\Gamma(\lambda + 1) = \lambda \Gamma(\lambda) \quad (4.5)$$

La fonction gamma $\Gamma(\lambda)$ pour λ réel tel que $-4 < \lambda < 4$ est tracée sur la Figure 4.1.

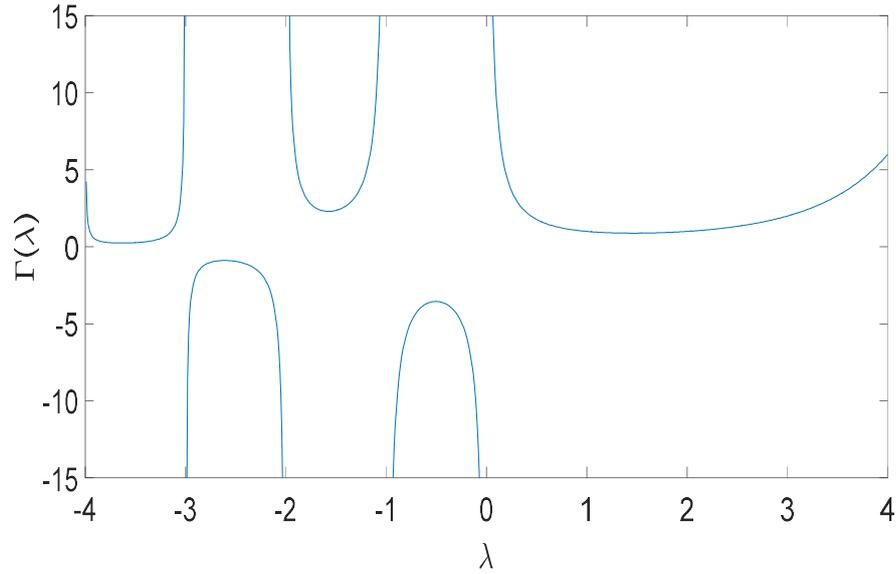


Figure 4.1. Fonction gamma $\Gamma(\lambda)$

4.2.4 Propriétés de la dérivation non entière

Les principales propriétés de la dérivée d'ordre fractionnaire sont les suivantes [50], [52], [53]:

- Si $f(t)$ est une fonction analytique en t , alors sa dérivée d'ordre fractionnaire $D^\lambda f(t)$ est une fonction analytique en t et λ .
- Si λ est un entier, l'opération $D^\lambda f(t)$ donne le même résultat que la dérivée classique d'ordre entier $n = \lambda$.
- Si $\lambda = 0$ l'opération $D^\lambda f(t)$ est l'opérateur identité :

$$D^\lambda f(t) = f(t) \quad (4.6)$$

- La dérivation et l'intégration d'ordre fractionnaire sont des opérations linéaires :

$$D^\lambda [af_1(t) + bf_2(t)] = a D^\lambda f_1(t) + b D^\lambda f_2(t) \quad (4.7)$$

- La loi additive (propriété du semi-groupe) est valable sous certaines contraintes sur la fonction $f(t)$.

$$D^{\lambda_1 + \lambda_2} f(t) = D^{(\lambda_1)} D^{(\lambda_2)} f(t) \quad (4.8)$$

4.2.5 Transformée de Laplace de l'opérateur d'ordre fractionnaire

La transformée de Laplace d'une fonction $f(t)$ est donnée par l'expression suivante :

$$F(s) = L[f(t)] = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (4.9)$$

La transformée de Laplace inverse d'une fonction $F(s)$ est donnée par :

$$f(t) = L^{-1}[F(s)] = \frac{1}{j2\pi} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(s)e^{st} ds \quad (4.10)$$

Où σ est supérieure à la partie réelle de tous les pôles de $F(s)$.

4.2.5.1 Transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire

La transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire λ est donnée comme suit [46], [54]:

$$L[I^\lambda f(t)] = s^{-\lambda} F(s) \quad (4.11)$$

4.2.5.2 Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire

Selon la définition de Riemann-Liouville, la transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire λ est donnée par [46], [54]:

$$L[D^\lambda f(t)] = s^\lambda F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k [D^{\lambda-k-1} f(t)]_{t=0} \quad (4.12)$$

Avec $(n - 1) < \lambda < n$

4.2.6 Méthode d'approximation de Charef

La simulation et l'identification d'un système d'ordre fractionnaire sont très compliquées. Pour résoudre ce problème, les fonctions de transfert d'ordre fractionnaire doivent être remplacées par des fonctions de transfert d'ordre entier. Plusieurs méthodes d'approximation par une fonction rationnelle ont été développées dans

ce contexte durant les dernières décennies. Un résumé de ces méthodes est présenté dans les références [55] et [56]. Parmi les méthodes les plus utilisées dans la littérature, il y a la méthode de Charef. Cette méthode consiste à approximer la ligne de pente fractionnaire $- \lambda 20 \text{ dB/dec}$ par un nombre de lignes droites en zig-zag, produite par une alternance de pente -20 dB/dec et 0 dB/dec correspondant à une alternance de pôles et de zéros [57], [58].

Si $H(s)$ est une fonction de transfert avec la forme suivante:

$$H(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p_T}\right)^\lambda} \quad (4.13)$$

Où $0 < \lambda < 1$

En utilisant la méthode d'approximation de Charef, on peut réécrire la fonction $H(s)$ comme suit:

$$H(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p_T}\right)^\lambda} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_i}\right)} \quad (4.14)$$

Où $N + 1$ est le nombre total des singularités qui peut être déterminé par la bande fréquentielle d'approximation.

Pour une bande de fréquence finie, on a N finie, donc l'approximation devient :

$$H(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p_T}\right)^\lambda} \approx \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_i}\right)} \quad (4.15)$$

Les pôles et les zéros de la fonction de singularités peuvent être obtenus comme suit :

$$p_0 = p_T \sqrt{b} \quad (4.16)$$

$$p_i = p_0 (ab)^i \quad (4.17)$$

$$z_i = ap_0(ab)^i \quad (4.18)$$

Les paramètres a et b sont donnés par :

$$a = 10^{\frac{\varepsilon}{10(1-\lambda)}} \quad (4.19)$$

$$b = 10^{\frac{\varepsilon}{10\lambda}} \quad (4.20)$$

$$ab = 10^{\frac{\varepsilon}{10\lambda(1-\lambda)}} \quad (4.21)$$

Avec :

$$\lambda = \frac{\log(a)}{\log(ab)} \quad (4.22)$$

Où ε est l'erreur d'approximation en dB .

La Figure 4.2 montre le diagramme de Bode de la fonction $H(s)$ avec une pente de $-\lambda 20 dB/dec$ et son approximation sous forme de lignes droites en zig-zag avec des pentes individuelles de $-20 dB/dec$ et $0 dB/dec$.

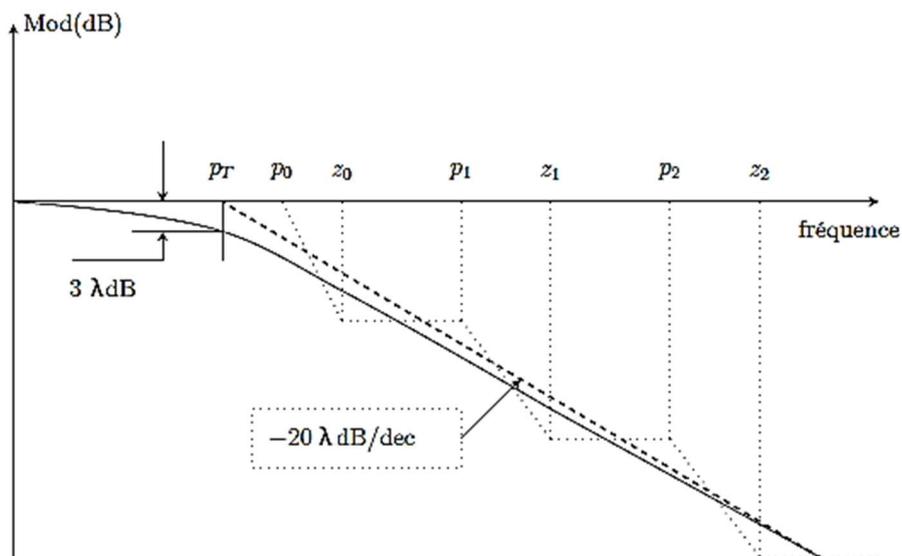


Figure 4.2. Diagramme de Bode de la fonction $H(s)$ et son approximation [59]

4.2.7 Correcteur PID d'ordre fractionnaire

Le contrôleur PID d'ordre fractionnaire est une généralisation du contrôleur PID classique. Ce type de contrôleur a été proposé pour la première fois par Podlubny [7], [60], [61]. La fonction de transfert de ce contrôleur est donnée dans le domaine fréquentiel par la fonction irrationnelle suivante :

$$C_{FOPI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (4.23)$$

Où K_p est le gain de la partie proportionnelle, K_i est le gain de la partie intégrale, K_d est le gain de la partie dérivée, λ est l'ordre fractionnaire de l'action intégrale et μ est l'ordre fractionnaire de l'action dérivée, avec λ et μ sont des nombres réels positifs.

L'équation du contrôleur PID d'ordre fractionnaire est donnée dans le domaine temporel par :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i I^\lambda e(t) + K_d D^\mu e(t) \quad (4.24)$$

Tous les contrôleurs PID classiques sont des cas particuliers du contrôleur PID d'ordre fractionnaire ($PI^\lambda D^\mu$). Ce dernier donnera : pour $\lambda = 1$ et $\mu = 1$, un contrôleur PID classique ; pour $\lambda = 1$ et $\mu = 0$, un contrôleur PI classique ; pour $\lambda = 0$ et $\mu = 1$, un contrôleur PD classique et pour $\lambda = 0$ et $\mu = 0$, un gain proportionnel (Figure 4.3).

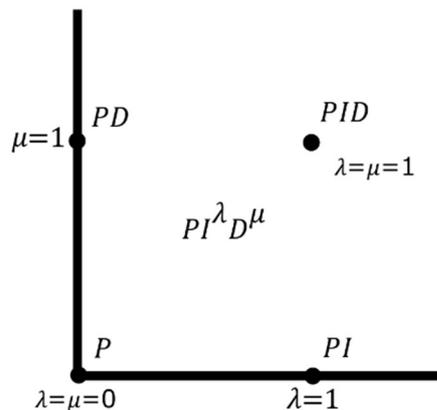


Figure 4.3. Contrôleur PID d'ordre fractionnaire et ses cas particuliers

Le contrôleur PID d'ordre fractionnaire est plus flexible et offre la possibilité de mieux ajuster les propriétés dynamiques.

4.3 Méthode analytique de synthèse du contrôleur PI d'ordre fractionnaire

Dans la littérature, plusieurs méthodes de synthèses du contrôleur PID d'ordre fractionnaire ont été proposées. Ces méthodes peuvent être divisées en trois types : méthodes numériques [46], [62]–[67], méthodes à base de règles [68]–[70] et méthodes analytiques [71]–[75]. Un résumé de ces méthodes est présenté dans la référence [50]. Parmi les méthodes les plus simples, celle présentée dans la référence [73], qui est une méthode analytique, a des résultats expérimentaux validant ses avantages. Dans cette section, on va la présenter.

Dans le chapitre précédent, la forme générale de la fonction de transfert des sous-systèmes obtenus était :

$$P(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (4.25)$$

Où T et K sont des constantes.

Dans cette section, dans le but de contrôler ce processus $P(s)$, deux contrôleurs différents ont été proposés : PI d'ordre entier et PI d'ordre fractionnaire. Les fonctions de transfert de ces deux contrôleurs peuvent être décrites comme suit :

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.26)$$

$$C_{FOPI}(s) = K_p \left(1 + \frac{K_i}{s^\lambda} \right) \quad (4.27)$$

Où K_p , K_i et λ sont des nombres réels, $\lambda \in [0,2]$

4.3.1 Spécifications de conception

Dans [73], [74], une méthode de réglage pour le contrôleur PI classique et le contrôleur PI d'ordre fractionnaire a été proposée. Nous

choisissons la fréquence transitionnelle du gain ω_c , et la marge de phase φ_m , qui sont les mêmes pour les deux types de contrôleurs. Pour assurer la stabilité et la robustesse du système vis-à-vis de la variation du gain, les contraintes suivantes sont considérées :

a) Marge de phase:

$$\begin{aligned} \text{Arg}[G(j\omega_c)] &= \text{Arg}[C(j\omega_c)P(j\omega_c)] = \angle C(j\omega_c) + \angle P(j\omega_c) \\ &= -\pi + \varphi_m \end{aligned} \quad (4.28)$$

Où $G(j\omega)$ est la fonction de transfert du système en boucle ouverte, $C(j\omega)$ est la fonction de transfert du contrôleur et $P(j\omega)$ est la fonction de transfert du processus.

b) Fréquence transitionnelle du gain :

$$|G(j\omega_c)|_{dB} = |C(j\omega_c)P(j\omega_c)|_{dB} = 0 \quad (4.29)$$

c) Robustesse vis-à-vis de la variation du gain, qui exige que la phase de Bode doit être plate à la fréquence de croisement du gain ω_c , c'est-à-dire, la dérivée de la phase de la boucle ouverte à la fréquence transitionnelle, doit être égale à zéro :

$$\left. \frac{d(\text{Arg}[G(j\omega_c)])}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} = 0 \quad (4.30)$$

4.3.2 Synthèse du contrôleur PI d'ordre fractionnaire

Basé sur les spécifications de conception présentées dans la section précédente, nous présentons le procédé de conception du contrôleur PI d'ordre fractionnaire, pour un système de premier ordre.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système de premier ordre en utilisant un contrôleur PI d'ordre fractionnaire est :

$$G(s) = C_{FOPI}(s)P(s) = K_p \left(1 + \frac{K_i}{s^\lambda} \right) \left(\frac{K}{Ts + 1} \right) \quad (4.31)$$

Où K et T sont deux paramètres connus du système à contrôler. K_p , K_i et λ devraient être déterminés dans le processus de conception du contrôleur.

Le contrôleur PI d'ordre fractionnaire peut être exprimé comme suit :

$$C_{FOPI}(s) = K_p \left(1 + \frac{K_i}{s^\lambda} \right) = K_p \left(1 + \frac{K_i}{(j\omega)^\lambda} \right) \quad (4.32)$$

Quand $j = e^{j\pi/2}$, alors $j^\lambda = e^{j\lambda\pi/2} = \cos(\lambda\pi/2) + j \sin(\lambda\pi/2)$, ce qui donne :

$$C_{FOPI}(s) = K_p \left(1 + \frac{K_i \omega^{-\lambda}}{\cos(\lambda\pi/2) + j \sin(\lambda\pi/2)} \right) \quad (4.33)$$

La phase de boucle ouverte à la fréquence transitionnelle du gain est :

$$\begin{aligned} \text{Arg}|G(j\omega_c)| &= -\arctan \frac{K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)}{1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)} \\ &\quad - \arctan(\omega_c T) \end{aligned} \quad (4.34)$$

Selon la première contrainte de conception (a) :

$$\begin{aligned} \text{Arg}|G(j\omega_c)| &= -\arctan \frac{K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)}{1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)} \\ &\quad - \arctan(\omega_c T) = -\pi + \varphi_m \end{aligned} \quad (4.35)$$

Par conséquent, le rapport entre K_i et λ peut être établi comme suit :

$$\begin{aligned} &K_i \\ &= \frac{-\tan[\arctan(\omega_c T) + \varphi_m]}{\omega_c^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) \tan[\arctan(\omega_c T) + \varphi_m]} \end{aligned} \quad (4.36)$$

Et le gain de la boucle ouverte à la fréquence transitionnelle est :

$$|G(j\omega_c)| = \frac{KK_p \sqrt{\left[K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)\right]^2 + \left[1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)\right]^2}}{\sqrt{(T\omega_c)^2 + 1}} \quad (4.37)$$

En plus, selon la deuxième contrainte (b) :

$$\frac{KK_p \sqrt{\left[K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)\right]^2 + \left[1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)\right]^2}}{\sqrt{(T\omega_c)^2 + 1}} = 1 \quad (4.38)$$

Ainsi que, selon la troisième contrainte (c) :

$$\begin{aligned} \left. \frac{d(\text{Arg}[G(j\omega_c)])}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} &= \frac{K_i \lambda \omega_c^{\lambda-1} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)}{\omega_c^{2\lambda} + 2K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + K_i^2} - \frac{T}{(T\omega_c)^2 + 1} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.39)$$

D'ailleurs, une autre équation de K_i peut être établie comme suit:

$$C\omega_c^{-2\lambda}K_i^2 + BK_i + C = 0 \quad (4.40)$$

Où :

$$B = 2C\omega_c^{-\lambda} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) - \lambda\omega_c^{-\lambda-1} \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) \quad (4.41)$$

Et :

$$C = \frac{T}{(T\omega_c)^2 + 1} \quad (4.42)$$

Donc :

$$K_i = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4C^2\omega_c^{-2\lambda}}}{2C\omega_c^{-2\lambda}} \quad (4.43)$$

Les équations (4.36), (4.38) et (4.43) de trois variables λ , K_i et K_p peuvent être résolues facilement par différentes approches.

Pour régler le contrôleur PI d'ordre fractionnaire et le contrôleur PI classique de la boucle de contrôle du courant rotorique de la GADA, la même fréquence transitionnelle ω_c est présumée de 500 rad/s . En outre, la marge de phase devrait être la même pour les deux contrôleurs : $\varphi_m = 64^\circ$. Par conséquent, les contrôleurs du courant sont :

$$C_{FOPI}(s) = 0.0716 \left(1 + \frac{55.1606}{s^{0.5441}} \right) \quad (4.44)$$

$$C_{PI}(s) = 0.1598 + \frac{50.64}{s} \quad (4.45)$$

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte du réglage du courant rotorique de la GADA avec les deux contrôleurs PI d'ordre fractionnaire et PI classique et de la fonction de transfert de la boucle idéale de Bode est présenté dans la Figure. 4.4.

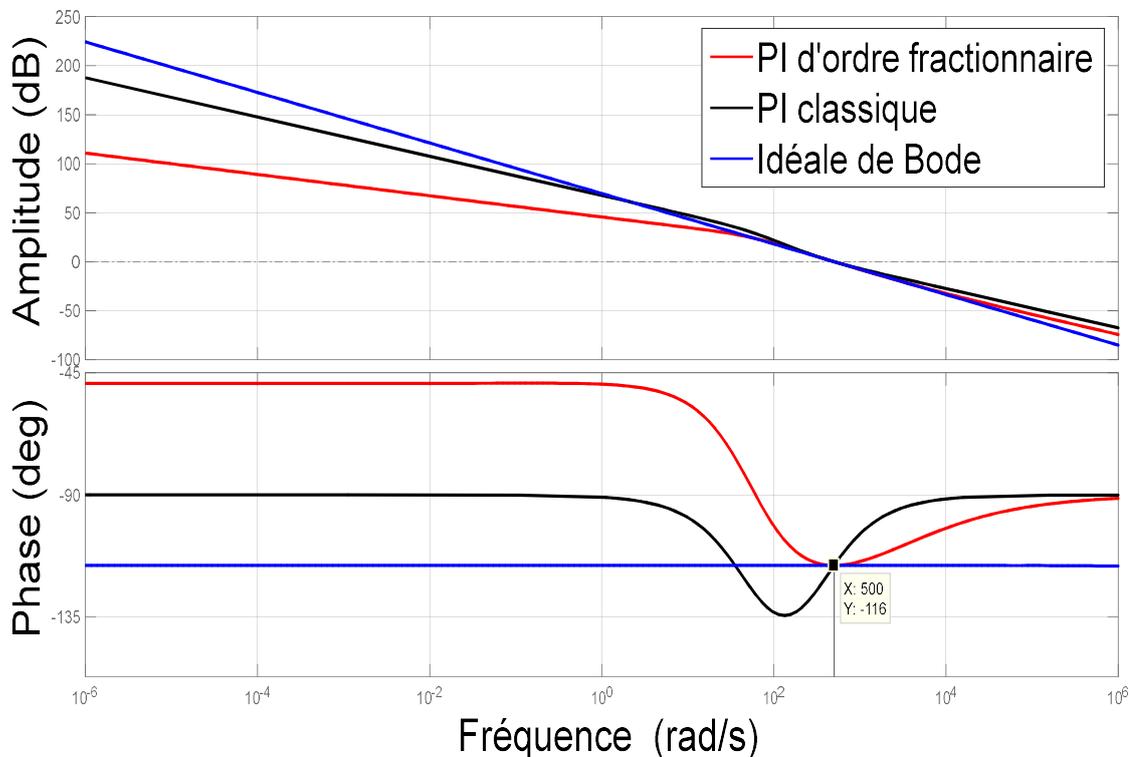


Figure 4.4. Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte du système avec le contrôleur PI d'ordre fractionnaire et le contrôleur PI classique et de la boucle idéale de Bode

Il est clair que les trois spécifications de conception du contrôleur PI d'ordre fractionnaire sont satisfaites. Tandis que pour le contrôleur PI classique, la spécification (c) n'est pas satisfaite. On voit cela par le fait que la phase avec le contrôleur PI d'ordre fractionnaire est toujours supérieure à la phase de la fréquence transitionnelle de -116° contrairement qu'avec le contrôleur PI classique.

Indiquant que le contrôleur PI d'ordre fractionnaire réalise une meilleure robustesse vis-à-vis du changement de gain du système comparativement au contrôleur PI classique.

4.4 Résultats et interprétations

Pour vérifier et étudier l'efficacité de la stratégie de commande proposée, trois ensembles de simulations ont été effectués. Le premier ensemble est effectué sur une boucle de contrôle du courant rotorique de la GADA isolée pour vérifier l'efficacité de la conception proposée du contrôleur. Le second ensemble est effectué sur un aérogénérateur à vitesse variable connecté au réseau pour confirmer la dynamique du système complet.

Ensemble 1 : Afin de tester la robustesse de la commande proposée sur la boucle de commande du courant rotorique de la GADA vis-à-vis du changement de gain du système et en termes de suivi de consigne, nous avons comparé les performances du contrôleur PI d'ordre fractionnaire avec le contrôleur PI classique.

La Figure 4.5 montre les réponses indicielles de la boucle de contrôle du courant de la GADA avec le contrôleur PI d'ordre fractionnaire (Figure 4.5 (a)), et le contrôleur PI classique (Figure 4.5 (b)). Les réponses indicielles sont conçues avec trois gains différents ($K = \frac{1}{R_r}$) : $\frac{K}{2}$, K et $15K$.

Il est clair que le contrôleur PI d'ordre fractionnaire montre un bon suivi de consigne, au contraire du contrôleur PI classique, ses dépassements n'ont presque pas été affectés par la variation du gain et restant inférieure au dépassement de système sain de 1.11. Par conséquent, le système commandé par le contrôleur d'ordre

fractionnaire reste robuste vis-à-vis des variations de gain en assurant un suivi parfait de consigne.

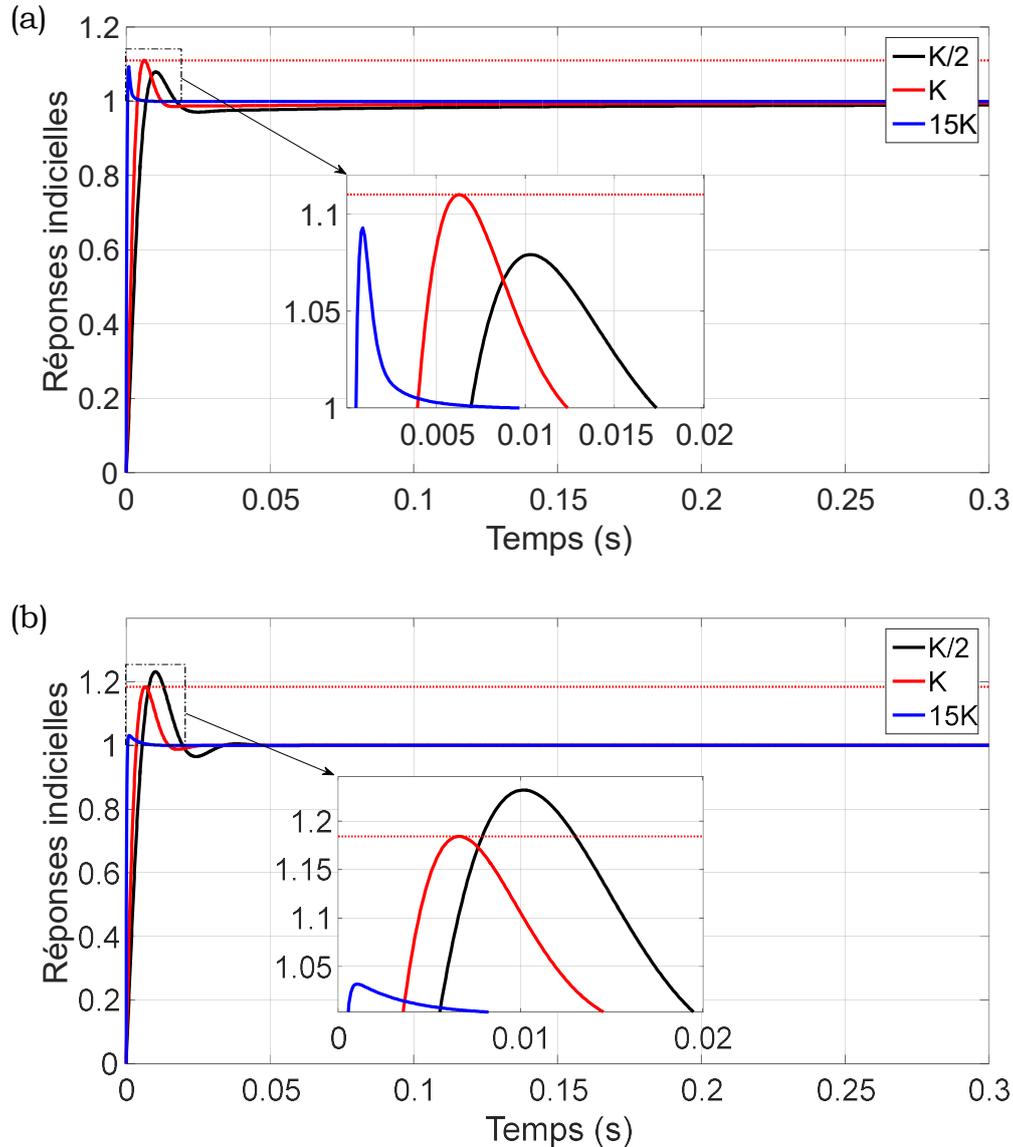


Figure 4.5. Réponses indicielles du système : (a) avec le contrôleur PI d'ordre fractionnaire, (b) avec le contrôleur PI classique

Ensemble 2 : Dans cette partie, nous avons simulé la chaîne de conversion complète (la turbine, la GADA, le filtre RL, le convertisseur dos-à-dos et le bus continu) commandée par des contrôleurs PI d'ordre fractionnaire.

Les résultats de la simulation ont été obtenus pour des références de puissance réactive nulles pour le stator et aussi pour le convertisseur côté réseau ($Q_{s-ref} = 0$ et $Q_{t-ref} = 0$) afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire ($Q_{grid} = 0$).

Le profil de la vitesse du vent est modélisé par une composante continue et une somme d'harmoniques, comme suit :

$$v(t) = 8 + 0.16 \sin(0.10 t) + 1.6 \sin(0,35 t) + 0.8 \sin(1.235 t) + 0.16 \sin(3.5 t) \quad (4.46)$$

En outre, des perturbations de 500 A sont appliquées aux sorties des boucles de réglage des courants rotoriques (i_{rd}, i_{rq}) à partir de $t = 10$ s ainsi que des bruits de mesure aléatoires de distribution Gaussienne (de moyenne égale à zéro et une variance de 30) sont ajoutés comme des perturbations aux sorties des boucles de réglage des courants rotoriques (i_{rd}, i_{rq}) à partir de $t = 20$ s.

Les Figures 4.6, 4.7, 4.8 et 4.9 présentent le profil de la vitesse du vent, le coefficient de puissance, la vitesse mécanique et le glissement de la GADA, respectivement. Comme le montre la Figure 4.12, le coefficient de puissance C_p a atteint sa valeur maximale de 0.55 rapidement et reste constant avec l'évolution de la vitesse du vent. Cependant, la vitesse mécanique et le glissement se changent selon le profil de la vitesse du vent.

Le couple électromagnétique, la tension du bus continu, les puissances active et réactive fournies au réseau et la puissance du bus continu sont démontrés respectivement dans les Figures 4.10, 4.11, 4.12, 4.13 et 4.14. Les régulateurs PI d'ordre fractionnaire utilisés pour la commande de l'aérogénérateur présentent une bonne exécution dynamique en termes de : suivi de référence, rejet de perturbation et minimisation du bruit.

Les stratégies de commande proposées assurent les points suivants :

- La puissance active fournie au réseau et le couple électromagnétique se changent correctement selon le profil de la vitesse du vent ;
- Un facteur de puissance unitaire au réseau ($Q_{grid} = 0$) ;

- Une tension du bus continu constante à 2000V pour une vitesse du vent variable (en régime hypersynchrone ou hyposynchrone) ;
- La puissance du bus continu est nulle.

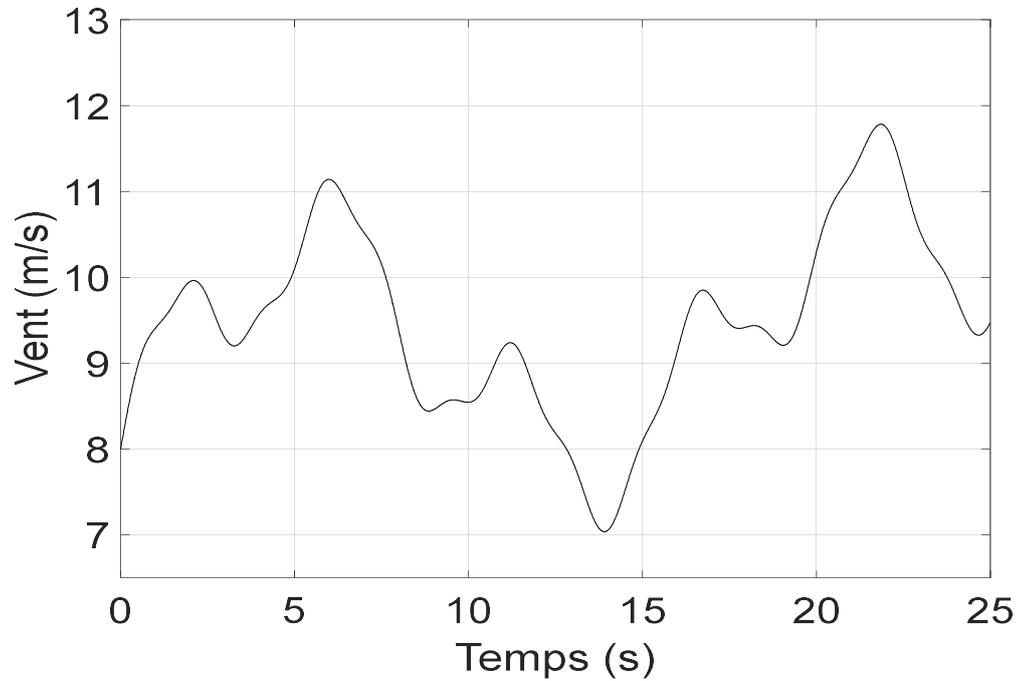


Figure 4.6. Profil de la vitesse du vent

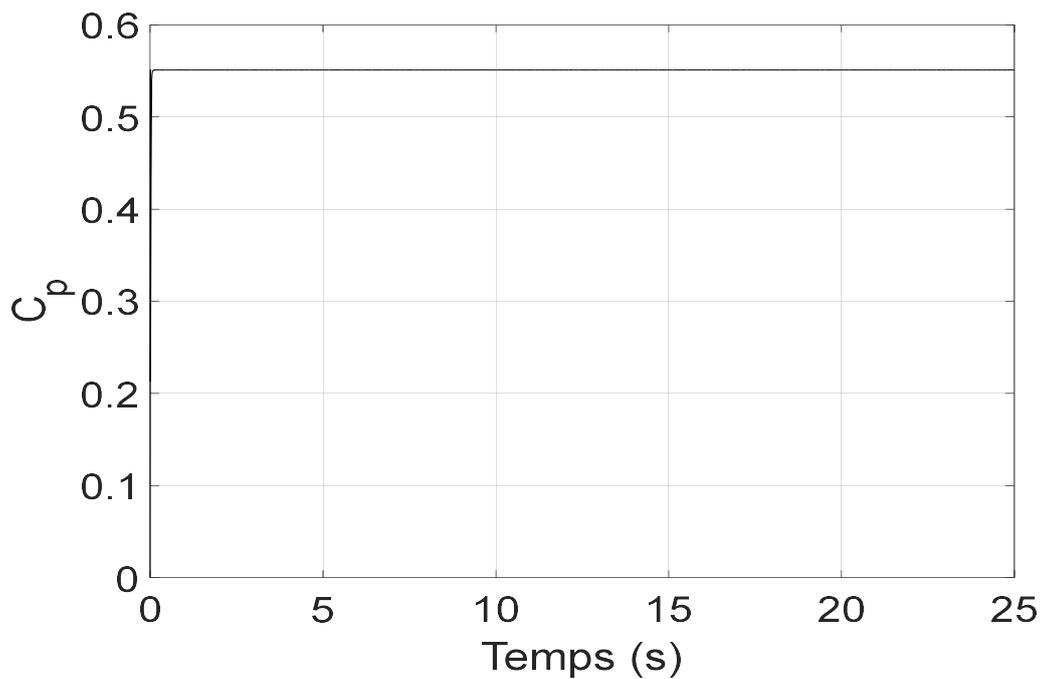


Figure 4.7. Coefficient de puissance

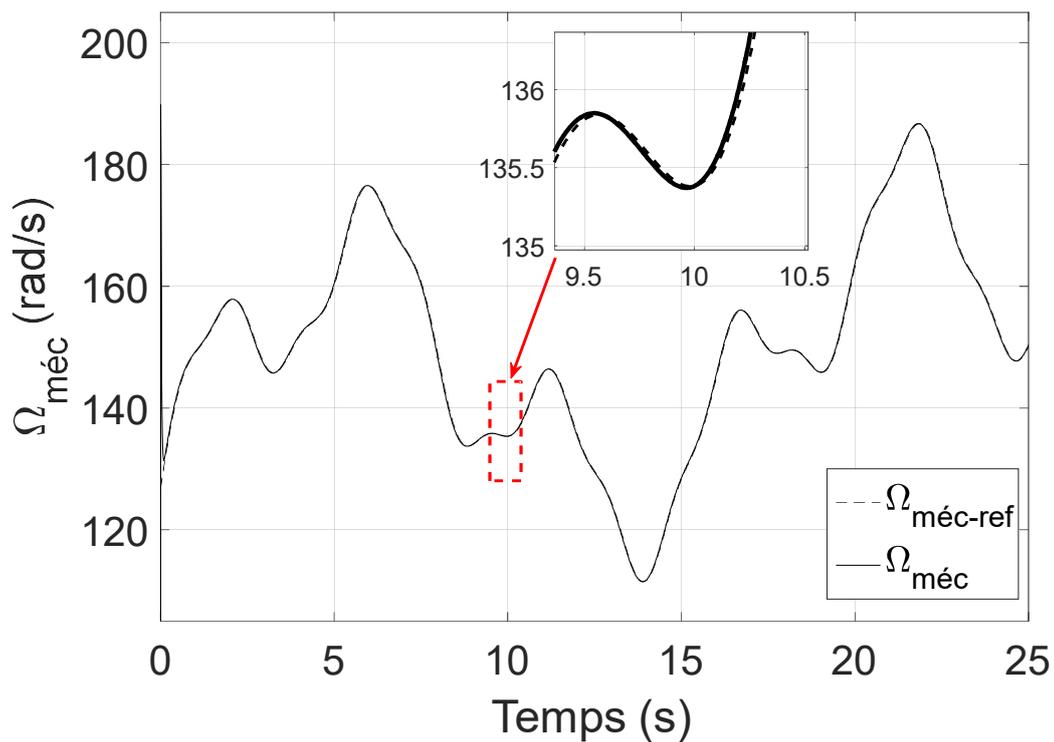


Figure 4.8. Vitesse mécanique

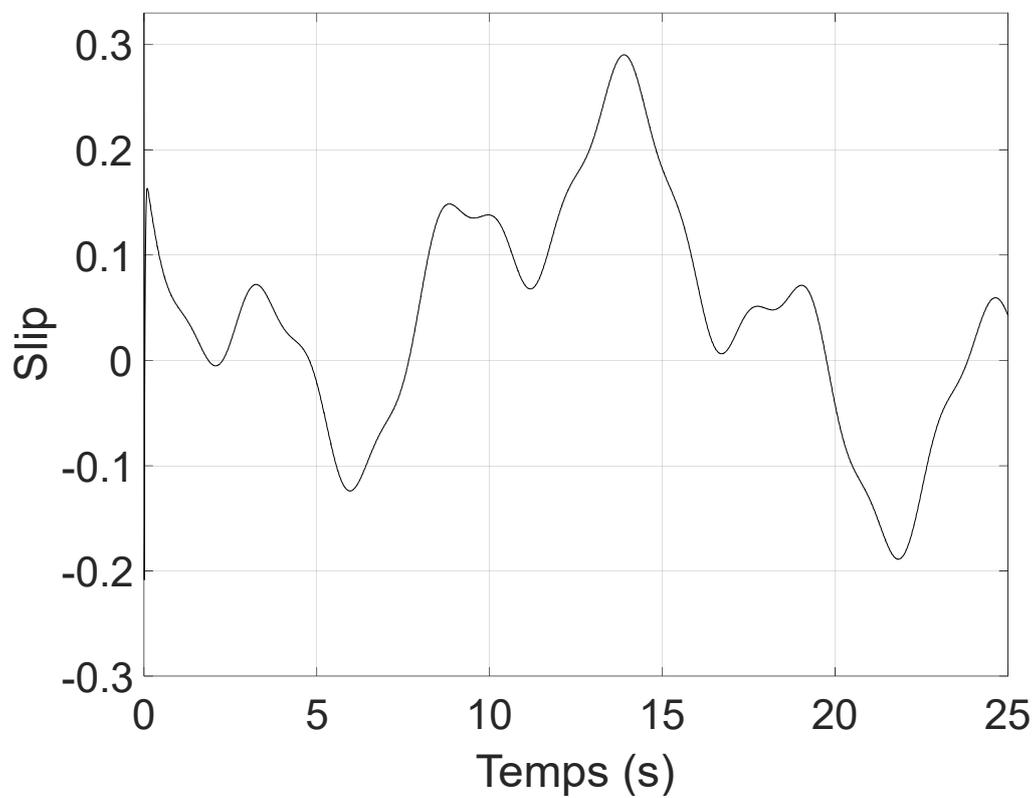


Figure 4.9. Glissement de la GADA

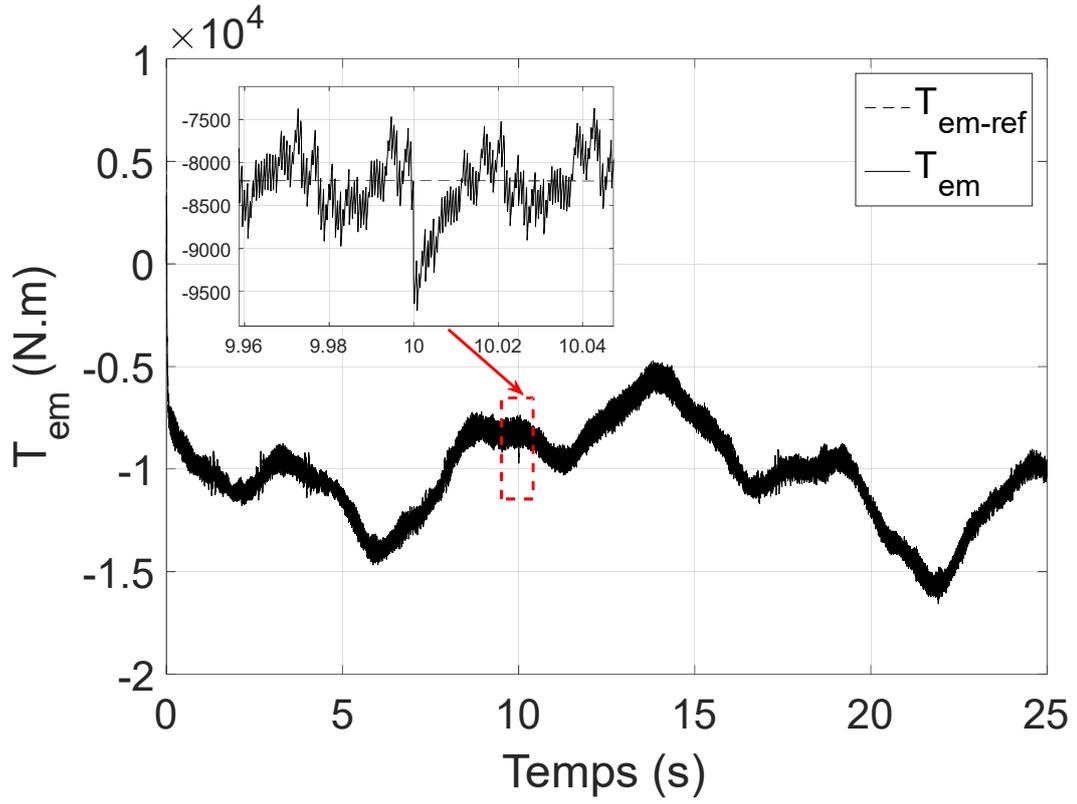


Figure 4.10. Couple électromagnétique

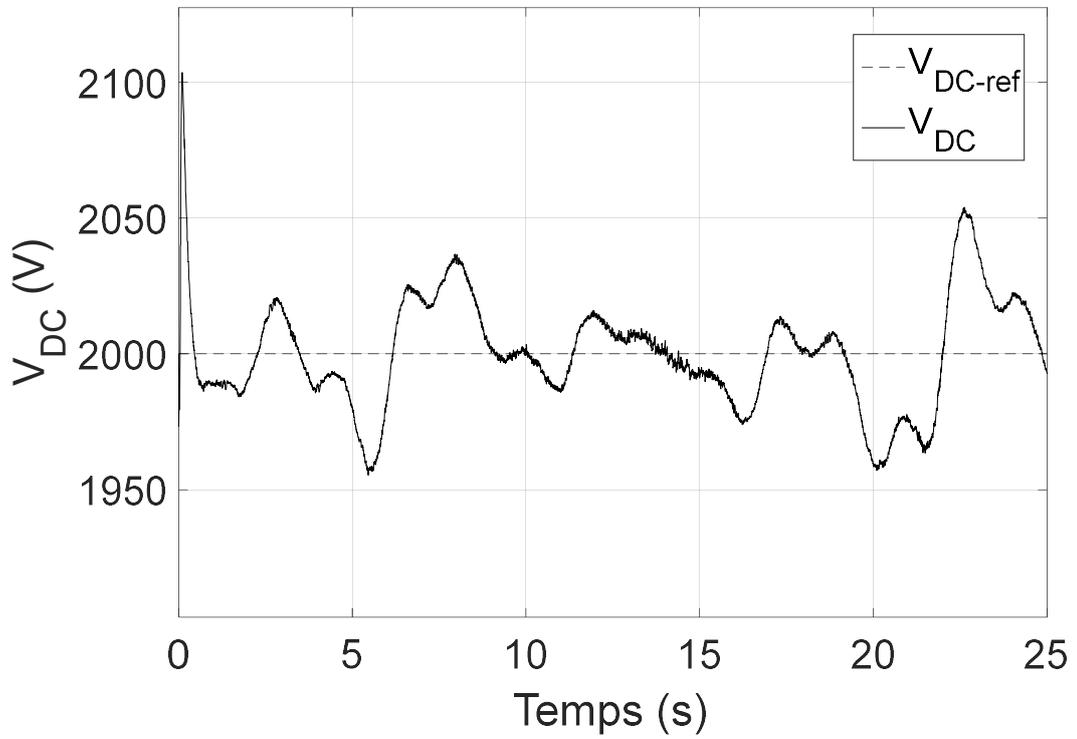


Figure 4.11. Tension du bus continu

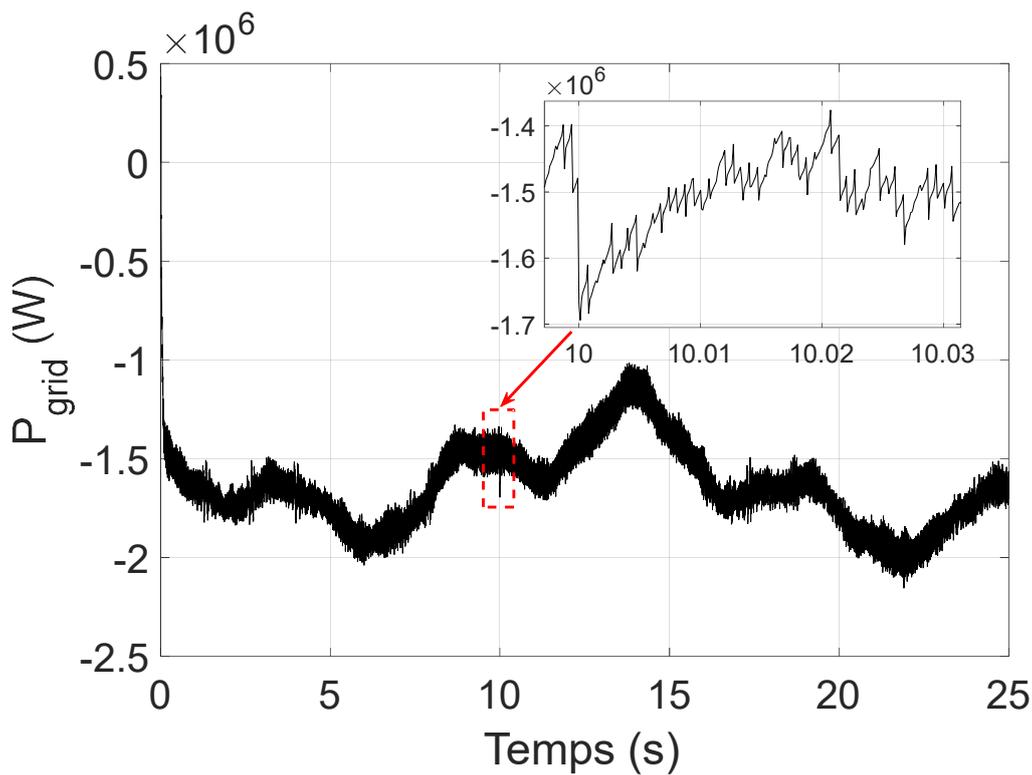


Figure 4.12. Puissance active fournie au réseau

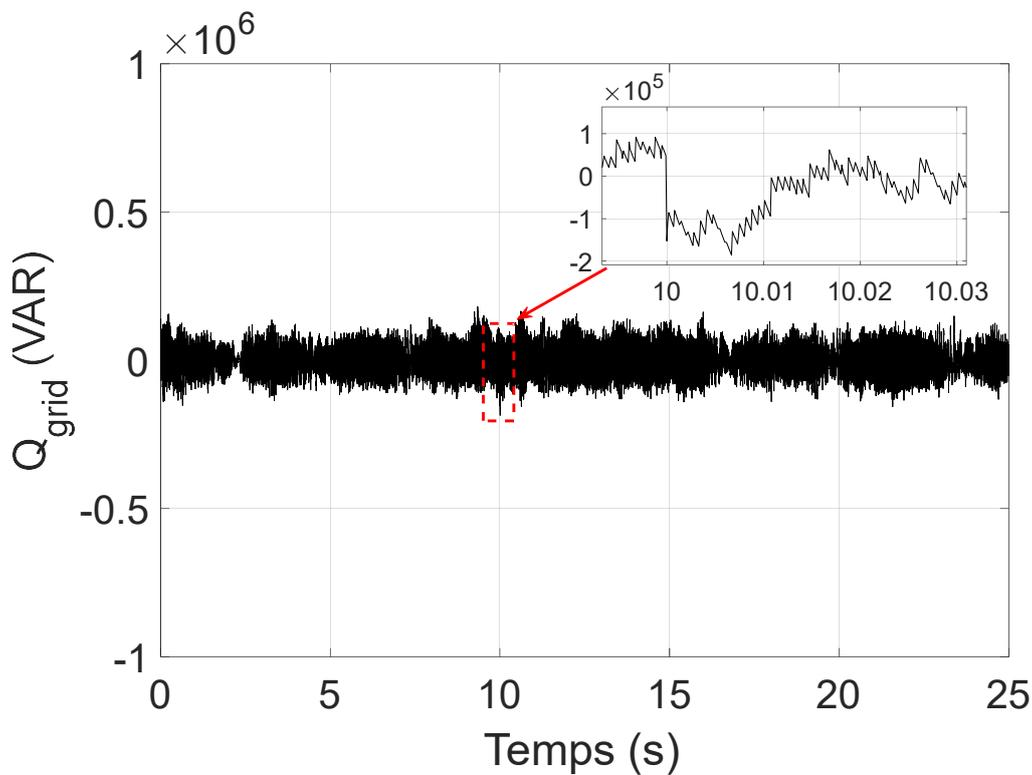


Figure 4.13. Puissance réactive fournie au réseau

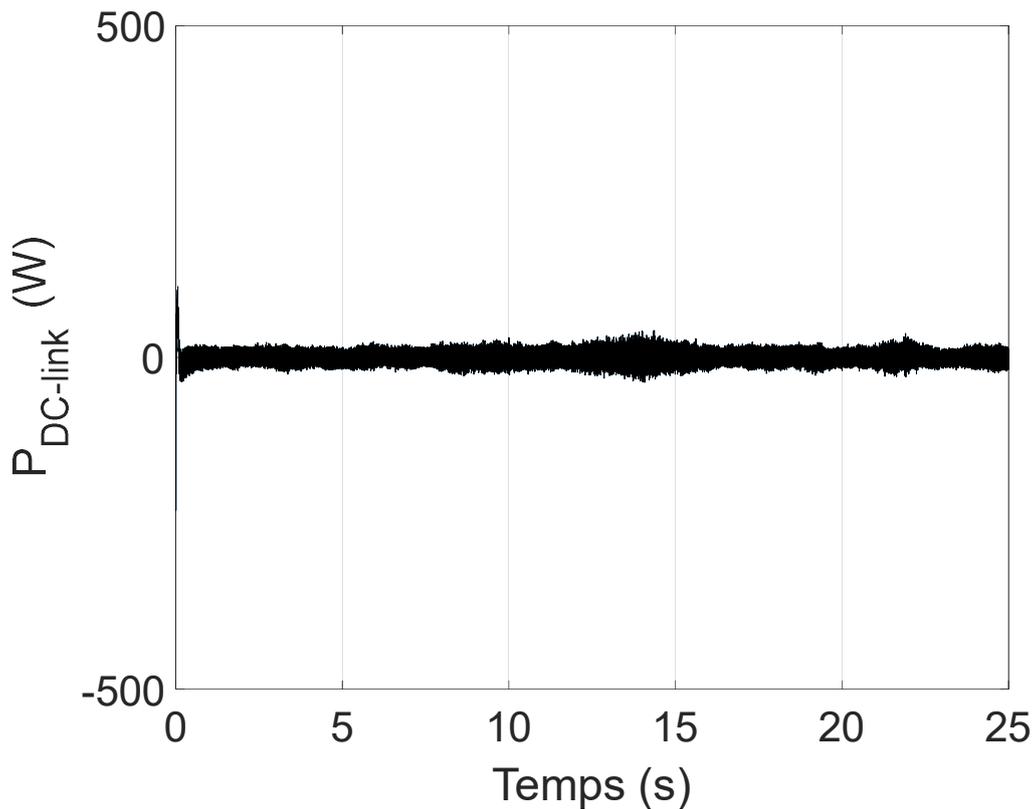


Figure 4.14. Puissance du bus continu

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une commande robuste d'un aérogénérateur à vitesse variable basé sur la GADA en utilisant la commande d'ordre fractionnaire pour assurer un bon fonctionnement du système dans des conditions critiques, à savoir : variation des paramètres, présence des perturbations et des bruits de mesure. La conception des contrôleurs PI d'ordre fractionnaire a été réalisée avec une méthode analytique simple. Les résultats de simulation confirment que la commande de la chaîne de conversion avec les contrôleurs PI d'ordre fractionnaire montre de meilleures performances dynamiques même en conditions critiques.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générale

L'objectif de cette thèse était la mise en œuvre de la modélisation et de la commande d'une génératrice asynchrone à double alimentation installée dans un aérogénérateur connecté au réseau en utilisant la commande d'ordre fractionnaire. Cette commande a amélioré la qualité de l'énergie produite par rapport à la commande classique.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'état de l'art sur l'aérogénérateur et l'énergie du vent où nous avons cité le principe de fonctionnement de l'aérogénérateur, ainsi que ses principaux composants, ses classifications, ses configurations et ses stratégies de commande les plus utilisés qui sont rapportés dans la littérature.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation des différentes parties de l'aérogénérateur (la turbine, la génératrice asynchrone à double alimentation, le filtre RL, le convertisseur dos-à-dos et le bus continu).

Dans le troisième chapitre, nous avons mis en œuvre la stratégie de commande de l'aérogénérateur qui a été présentée en deux niveaux. Dans le premier niveau, on a présenté la commande vectorielle de la GADA et du filtre RL. Cependant dans le deuxième niveau, on a présenté la stratégie de la commande MPPT de l'aérogénérateur ainsi que la stratégie de commande du bus continu.

Dans le dernier chapitre, dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à la présentation de la commande fractionnaire et de la méthode de synthèse analytique du correcteur PI d'ordre fractionnaire. Les paramètres du correcteur PI d'ordre fractionnaire sont calculés pour que le système en boucle fermée soit équivalent à la boucle idéale de Bode, en respectant trois contraintes de réglage garantissant la performance de la commande. Dans la dernière partie

de ce chapitre, on a achevé le travail de cette thèse par l'application de la commande d'ordre fractionnaire sur l'aérogénérateur à vitesse variable à base d'une GADA. Les paramètres du correcteur PI d'ordre fractionnaire ont été calculés par une méthode de synthèse analytique simple. Les résultats de simulation du fonctionnement du système ont été validés en Matlab/Simulink. Ces résultats montrent que la commande fractionnaire de l'aérogénérateur, en utilisant des contrôleurs PI d'ordre fractionnaire, garde une bonne performance dynamique, même dans des conditions critiques.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Références Bibliographiques

- [1] « BP statistical review of world energy », 67, 2018.
- [2] « WIND IN NUMBERS | GWEC ». [En ligne]. Disponible sur: <http://gwec.net/global-figures/wind-in-numbers/>. [Consulté le: 18-mai-2018].
- [3] « Wind Power Capacity reaches 539 GW, 52,6 GW added in 2017 ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.wwindea.org/2017-statistics/>. [Consulté le: 23-mai-2018].
- [4] N. R. Babu et P. Arulmozhiarman, « Wind energy conversion systems-a technical review », *J. Eng. Sci. Technol*, vol. 8, p. 493–507, 2013.
- [5] F. Poitiers, « ETUDE ET COMMANDE DE GENERATRICES ASYNCHRONES POUR L'UTILISATION DE L'ENERGIE EOLIENNE - Machine asynchrone à cage autonome - Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », 2003.
- [6] B. Boudjehem et D. Boudjehem, « Parameter Tuning of a Fractional-Order PI Controller Using the ITAE Criteria », in *Fractional Dynamics and Control*, D. Baleanu, J. A. T. Machado, et A. C. J. Luo, Éd. New York, NY: Springer New York, 2012, p. 49-57.
- [7] I. Podlubny, « Fractional-order systems and PI/sup/spl lambda//D/sup/spl mu//-controllers », *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 44, n° 1, p. 208–214, 1999.
- [8] H. Jiakai, L. Hongsheng, T. Fulin, et L. Di, « Fractional order sliding mode controller for the speed control of a permanent magnet synchronous motor », in *Control and Decision Conference (CCDC), 2012 24th Chinese*, 2012, p. 1203–1208.
- [9] A. Oustaloup, J. Sabatier, et P. Lanusse, « From fractal robustness to the CRONE control », *FCAA*, vol. 2, n° 1, p. 1–30, 1999.
- [10] A. Azza et H. Kherfane, « Robust Control of Doubly Fed Induction Generator Using Fractional Order Control », *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, vol. 9, n° 3, 2018.

- [11] S. M. Boudia, A. Benmansour, et M. A. Tabet Hellal, « Wind resource assessment in Algeria », *Sustainable Cities and Society*, vol. 22, p. 171-183, avr. 2016.
- [12] S. Ghoudelbourk, « Etude et modélisation des convertisseurs statiques dans une chaîne éolienne à base de la GADA », PhD Thesis, Université de Annaba, 2016.
- [13] Z. Chabani, « La part des énergies renouvelables dans le bilan énergétique national à l'horizon 2030 », Mémoire de Magister, Université de Boumerdes, 2014.
- [14] I. Attoui, « CONTRIBUTION AU DIAGNOSTIC DE DEFAUTS D'UNE GENERATRICE ASYNCHRONE DANS UNE CHAÎNE DE CONVERSION D'ÉNERGIE ÉOLIENNE », PhD Thesis, Université Badji Mokhtar de Annaba, 2015.
- [15] M. M. A. Bhutta, N. Hayat, A. U. Farooq, Z. Ali, S. R. Jamil, et Z. Hussain, « Vertical axis wind turbine—A review of various configurations and design techniques », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, n° 4, p. 1926–1939, 2012.
- [16] Y. Bekakra, « Contribution à l'Étude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation », PhD Thesis, Université de Biskra.
- [17] 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 », PhD Thesis, Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, 2011.
- [18] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, et M. Narimani, « High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies », *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, n° 5, p. 740–788, 2015.
- [19] V. Yaramasu et B. Wu, *Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2017.

- [20] H. Li et Z. Chen, « Overview of different wind generator systems and their comparisons », *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, n° 2, p. 123–138, 2008.
- [21] K. Han et G. Chen, « A novel control strategy of wind turbine MPPT implementation for direct-drive PMSG wind generation imitation platform », in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International*, 2009, p. 2255–2259.
- [22] V. Yaramasu et B. Wu, « Predictive control of a three-level boost converter and an NPC inverter for high-power PMSG-based medium voltage wind energy conversion systems », *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 29, n° 10, p. 5308–5322, 2014.
- [23] H. Abu-Rub, M. Malinowski, et K. Al-Haddad, *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. John Wiley & Sons, 2014.
- [24] S. El Aimani, « Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », PhD Thesis, Ecole Centrale de Lille, 2004.
- [25] F. E. V. Taveiros, L. S. Barros, et F. B. Costa, « Back-to-back converter state-feedback control of DFIG (doubly-fed induction generator)-based wind turbines », *Energy*, vol. 89, p. 896-906, sept. 2015.
- [26] D. Zhi, L. Xu, et J. Morrow, « Improved Direct Power Control of Doubly-Fed Induction Generator Based Wind Energy System », in *2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference*, 2007, vol. 1, p. 436-441.
- [27] R. Pena, J. C. Clare, et G. M. Asher, « Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation », *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, n° 3, p. 231–241, 1996.
- [28] M. Liserre, R. Cardenas, 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.

- [29] R. Cardenas, R. Peña, S. Alepuz, et G. Asher, « Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n° 7, p. 2776–2798, 2013.
- [30] R. Pena, R. Cardenas, et G. Asher, « Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications », in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria, 2013, p. 88-95.
- [31] I. Attoui et A. Omeiri, « Modeling, control and fault diagnosis of an isolated wind energy conversion system with a self-excited induction generator subject to electrical faults », *Energy Conversion and Management*, vol. 82, p. 11-26, juin 2014.
- [32] A. Mirecki, X. Roboam, et F. Richardeau, « Architecture Complexity and Energy Efficiency of Small Wind Turbines », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n° 1, p. 660-670, févr. 2007.
- [33] K. Belmokhtar et M. L. Doumbia, « Modélisation et commande d'un système éolien à base de machine asynchrone à double alimentation pour la fourniture de puissances au réseau électrique », présenté à Quatrième Conférence Internationale sur le Génie Electrique CIGE'10, 03-04 Novembre 2010, Université de Bechar, Algérie, 2010, p. 9.
- [34] S. Heier, *Grid integration of wind energy: onshore and offshore conversion systems*, Third editon. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2014.
- [35] J. Zaragoza, J. Pou, A. Arias, C. Spiteri, E. Robles, et S. Ceballos, « Study and experimental verification of control tuning strategies in a variable speed wind energy conversion system », *Renewable Energy*, vol. 36, n° 5, p. 1421–1430, 2011.
- [36] M. Bouharkat, « étude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone a cage en régime dynamique », PhD Thesis, Université de Batna, 2006.

- [37] P. C. Krause et C. H. Thomas, « Simulation of Symmetrical Induction Machinery », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 84, n° 11, p. 1038-1053, nov. 1965.
- [38] K. Loukal, « Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux », Thesis, Université de M'sila, 2017.
- [39] M. Hechelef, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle », PhD Thesis, Université Djillali Liabés, 2017.
- [40] B. Boukhezzar et H. Siguerdidjane, « Nonlinear control with wind estimation of a DFIG variable speed wind turbine for power capture optimization », *Energy Conversion and Management*, vol. 50, n° 4, p. 885-892, avr. 2009.
- [41] L. Fan et Z. Miao, *Modeling and analysis of doubly fed induction generator wind energy systems*. New York: Academic Press, 2015.
- [42] A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, et M. Machmoum, « Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation », *Renewable Energy*, vol. 34, n° 6, p. 1545-1553, juin 2009.
- [43] M. Machmoum, F. Poitiers, C. Darengosse, et A. Queric, « Dynamic performances of a doubly-fed induction machine for a variable-speed wind energy generation », 2002, vol. 4, p. 2431-2436.
- [44] A. BOYETTE, « controle-commande d'un generateur asynchrone a double alimentation avec systeme de stockage pour la production eolienne », PhD Thesis, Université Henri Poincaré - Nancy I, 2006.
- [45] A. Gaillard, « Système éolien basé sur une MADA: contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service », PhD Thesis, Nancy 1, 2010.
- [46] B. Saidi, M. Amairi, S. Najar, et M. Aoun, « Bode shaping-based design methods of a fractional order PID controller for uncertain systems », *Nonlinear Dynamics*, vol. 80, n° 4, p. 1817-1838, juin 2015.

- [47] I. Podlubny, *Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications*, vol. 198. Elsevier, 1998.
- [48] A. A. Kesarkar et N. Selvaganesan, « Novel tuning expressions for fractional order ($[pd]^{\beta}$ and $[pi]^{\alpha}$) controllers using a generalized plant structure », *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, vol. 17, n° 1, p. 70–80, 2015.
- [49] R. Caponetto, Éd., *Fractional order systems: modeling and control applications*. Singapore ; Hackensack, NJ: World Scientific, 2010.
- [50] N. Fergani, « Contribution au Réglage de Correcteurs PI α D β d'Ordre Fractionnaire », PhD Thesis, Université de Constantine 1, 2016.
- [51] K. B. Oldham et J. Spanier, *The Fractional Calculus, vol. 111 of Mathematics in science and engineering*. Academic Press, New York, London, 1974.
- [52] J. Sabatier, P. Lanusse, P. Melchior, et A. Oustaloup, *Fractional Order Differentiation and Robust Control Design: CRONE, H-infinity and Motion Control*. Springer Netherlands, 2015.
- [53] Y. Li, Y. Chen, et I. Podlubny, « Mittag-Leffler stability of fractional order nonlinear dynamic systems », *Automatica*, vol. 45, n° 8, p. 1965–1969, 2009.
- [54] D. Idiou, « Modélisation et identification des systèmes d'ordre fractionnaire », PhD Thesis, Université de Constantine 1, 2016.
- [55] I. Podlubny, I. Petráš, B. M. Vinagre, P. O'leary, et L. Dorčák, « Analogue realizations of fractional-order controllers », *Nonlinear dynamics*, vol. 29, n° 1-4, p. 281–296, 2002.
- [56] B. M. Vinagre, I. Podlubny, A. Hernandez, et V. Feliu, « Some approximations of fractional order operators used in control theory and applications », *Fractional calculus and applied analysis*, vol. 3, n° 3, p. 231–248, 2000.

- [57] A. Charef, H. H. Sun, Y. Y. Tsao, et B. Onaral, « Fractal system as represented by singularity function », *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, n° 9, p. 1465-1470, sept. 1992.
- [58] A. Charef, « Analogue realisation of fractional-order integrator, differentiator and fractional $PI\lambda D\mu$ controller », *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, vol. 153, n° 6, p. 714-720, nov. 2006.
- [59] T. Bensouici, « Implementation numérique du retard d'ordre fractionnaire », PhD Thesis, 2012.
- [60] I. Podlubny, « Fractional-order systems and fractional-order controllers », *Institute of Experimental Physics, Slovak Academy of Sciences, Kosice*, vol. 12, n° 3, p. 1–18, 1994.
- [61] I. Podlubny, L. Dorcak, et I. Kostial, « On fractional derivatives, fractional-order dynamic systems and $PI/\sup/spl \lambda//D/\sup/spl \mu//$ -controllers », in *Decision and Control, 1997., Proceedings of the 36th IEEE Conference on*, 1997, vol. 5, p. 4985–4990.
- [62] C. A. Monje, A. J. Calderon, B. M. Vinagre, Y. Chen, et V. Feliu, « On fractional $PI \lambda$ controllers: some tuning rules for robustness to plant uncertainties », *Nonlinear Dynamics*, vol. 38, n° 1-4, p. 369–381, 2004.
- [63] C. A. Monje, B. M. Vinagre, V. Feliu, et Y. Chen, « Tuning and auto-tuning of fractional order controllers for industry applications », *Control engineering practice*, vol. 16, n° 7, p. 798–812, 2008.
- [64] J. Cao et B. Cao, « Design of fractional order controller based on particle swarm optimization », *International Journal of Control Automation and Systems*, vol. 4, p. 775-781, déc. 2006.
- [65] R. S. Barbosa, M. F. Silva, et J. A. T. Machado, « Tuning and Application of Integer and Fractional Order PID Controllers », in *Intelligent Engineering Systems and Computational Cybernetics*, J. A. T. Machado, B. Pátkai, et I. J. Rudas, Éd. Dordrecht: Springer Netherlands, 2009, p. 245-255.

- [66] K. Bettou et A. Charef, « Control quality enhancement using fractional $PI\lambda D\mu$ controller », *International Journal of Systems Science*, vol. 40, n° 8, p. 875–888, 2009.
- [67] A. Biswas, S. Das, A. Abraham, et S. Dasgupta, « Design of fractional-order $PI\lambda D\mu$ controllers with an improved differential evolution », *Engineering applications of artificial intelligence*, vol. 22, n° 2, p. 343–350, 2009.
- [68] D. Valério et J. S. da Costa, « Tuning of fractional PID controllers with Ziegler–Nichols-type rules », *Signal processing*, vol. 86, n° 10, p. 2771–2784, 2006.
- [69] F. Padula et A. Visioli, « Tuning rules for optimal PID and fractional-order PID controllers », *Journal of Process Control*, vol. 21, n° 1, p. 69-81, janv. 2011.
- [70] Y. Chen, T. Bhaskaran, et D. Xue, « Practical tuning rule development for fractional order proportional and integral controllers », *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, vol. 3, n° 2, p. 021403, 2008.
- [71] Y. Luo et Y. Chen, « Fractional order [proportional derivative] controller for a class of fractional order systems », *Automatica*, vol. 45, n° 10, p. 2446–2450, 2009.
- [72] T. N. L. Vu et M. Lee, « Analytical design of fractional-order proportional-integral controllers for time-delay processes », *ISA transactions*, vol. 52, n° 5, p. 583–591, 2013.
- [73] Y. Luo, Y. Q. Chen, C. Y. Wang, et Y. G. Pi, « Tuning fractional order proportional integral controllers for fractional order systems », *Journal of Process Control*, vol. 20, n° 7, p. 823–831, 2010.
- [74] H. Li, Y. Luo, et Y. Chen, « A fractional order proportional and derivative (FOPD) motion controller: tuning rule and experiments », *IEEE Transactions on control systems technology*, vol. 18, n° 2, p. 516–520, 2010.
- [75] A. Djouambi, A. Charef, et T. Bouktir, « Fractional order robust control and $PI\lambda D\mu$ controllers », *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, vol. 4, p. 850-857, août 2005.