

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



École Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique

Thèse de doctorat en
Electrotechnique

CONTRIBUTION A LA COMMANDE DE PUISSANCE D'UNE EOLIENNE A VITESSE VARIABLE

Présentée par : Samir METATLA

Sous la direction de M. Ali NESBA Professeur

Soutenue publiquement le 08 /05/2023 devant le jury :

Composition du jury :

Président	Redouane TAHMI	Professeur	ENP d'Alger
Directeur de thèse	Ali NESBA	Professeur	ENS Kouba
Co-directeur de thèse	Said MEKHTOUB	Professeur	ENP d'Alger
Examineurs	Lazhari NEZLI	Professeur	ENP d'Alger
	Mourad HASNI	Professeur	USTHB
	Abdelhamid KAABECHE	Professeur	CDER
Invité	Rachid IBTIOUEN	Professeur	ENP d'Alger

ENP 2023

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



École Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique

Thèse de doctorat en
Electrotechnique

CONTRIBUTION A LA COMMANDE DE PUISSANCE D'UNE EOLIENNE A VITESSE VARIABLE

Présentée par : Samir METATLA

Sous la direction de M. Ali NESBA Professeur

Soutenue publiquement le 08 /05/2023 devant le jury :

Composition du jury :

Président	Redouane TAHMI	Professeur	ENP d'Alger
Directeur de thèse	Ali NESBA	Professeur	ENS Kouba
Co-directeur de thèse	Said MEKHTOUB	Professeur	ENP d'Alger
Examineurs	Lazhari NEZLI	Professeur	ENP d'Alger
	Mourad HASNI	Professeur	USTHB
	Abdelhamid KAABECHE	Professeur	CDER
Invité	Rachid IBTIOUEN	Professeur	ENP d'Alger

ملخص:

يتضمن العمل المقدم في هذه الأطروحة تصميم وتطوير لخوارزمية قوية وفعالة للتحكم في الطاقة النشطة والتفاعلية لمولد حثي مزدوج التغذية باستخدام متحكمات تناسبية وتكاملية الغير صحيحة من الشكلين $(PI)^\alpha$ و PI^α . حيث يتم تصميم وحدة التحكم الأولى من الشكل $(PI)^\alpha$ باستخدام طريقة التصميم التحليلي المقترحة والتي تعتمد على معايير الأداء والمتانة في مجال التردد وهي على التوالي هامش الطور، المتانة ضد التغير معامل التضخيم والتسقيف لمعامل التضخيم عند التجاوب. ومن أجل تحسين الأداء الديناميكي للمتحكم، يتم تنقيح قيم معاملات المتحكمات باستخدام مواصفات الحساسية والحساسية التكميلية. بينما يتم ضبط المتحكمات من الشكل PI^α باستخدام خوارزمية التحسين الأمثل لسرب الجسيمات المعروفة. ومن أجل تقييم أداء المتحكمات التناسبية والتكاملية الغير صحيحة، يتم عرض نتائج المحاكاة ومقارنتها مع تلك التي تم الحصول عليها باستخدام المتحكمات التناسبية والتكاملية الصحيحة. وقد تم تقييم فعالية التحكم الغير صحيح المقترح بتطبيقه على توربينة الرياح متغيرة السرعة متغيرة زاوية الجناح ثم يتم عرض نتائج المحاكاة وتحليلها ومن ثم يتم تقديم خلاصة عامة حول التحكم الغير صحيح المقترح على ضوء النتائج المحصل عليها.

الكلمات المفتاحية: التحكم الغير صحيح – $(PI)^\alpha$ – مولد غير متزامن مزدوج التغذية – توربينة رياح متغيرة السرعة.

Abstract:

The present work consists in the design and development of a robust and efficient control of the active and reactive powers of double-fed induction generator (DFIG) by the use of fractional order proportional and integral controllers such as: $(PI)^\alpha$ (FO[PI]) and PI^α (FOPI). The design of the first controller $(PI)^\alpha$ is achieved using the proposed analytical design method based on frequency domain specifications, namely phase margin, robustness to gain variations and gain limitation at the crossover frequency. To improve dynamic performances, controllers' parameters are refined using sensitivity and complimentary sensitivity specifications. However, the PI^α controller tuning is realized using the well-known particle swarm optimization algorithm (PSO). To evaluate the fractional order controllers' performances, simulation results are presented and compared to those obtained using integer order proportional and integral controller (IOPI). In order to evaluate the effectiveness of the proposed fractional order control, a variable speed variable pitch wind turbine will be the subject of our application. Simulation results will be presented and interpreted and finally a conclusion will be given in the light of the obtained results.

Key words: Fractional order control– $(PI)^\alpha$ – DFIG – variable speed wind turbine.

Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse consiste à la conception et le développement d'une commande des puissances de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) robuste et performante par l'introduction des régulateurs d'ordre fractionnaires respectivement de la forme $(PI)^\alpha$ et PI^α . Pour le dimensionnement du premier régulateur $(PI)^\alpha$, une méthode analytique est proposée. Elle est basée sur les critères de performance et de robustesse dans le domaine fréquentiel à savoir ; la marge de phase, la robustesse aux variations du gain et la limitation du gain à la fréquence de coupure. Ensuite, Les paramètres des régulateurs sont optimisés suivant les critères de sensibilité et de sensibilité complémentaire pour renforcer les performances de la commande. Le dimensionnement du deuxième régulateur PI^α est assuré par la technique d'optimisation PSO (Particle Swarm Optimization). Les performances obtenues en utilisant ces deux derniers régulateurs sont ensuite comparées à celles du régulateur proportionnel intégral d'ordre entier. La commande d'ordre fractionnaire développée a été appliquée pour l'asservissement d'une éolienne à vitesse variable à base d'une MADA associée à une turbine à calage variable des pales. Les résultats de simulation obtenus sont présentés et interprétés. Ces résultats ont permis d'évaluer les performances de la commande d'ordre fractionnaire proposée pour le contrôle d'un système industriel complexe tel qu'une éolienne à vitesse variable.

Mots clé : Commande fractionnaire – $(PI)^\alpha$ – MADA – éolienne à vitesse variable.

A mes chers parents, A ma femme et mes enfants,

A toute ma famille, A tous mes amis ...

A la mémoire du Pr. MEKHTOUB Saïd

Allah yarakmou

Remerciements

En tout premier lieu, je remercie mon DIEU « **ALLAH, le tout puissant** » de m'avoir accordé santé, courage, patience et tout ce qui m'a été nécessaire et utile pour achever ce travail.

Ce modeste travail est dédié à l'âme de mon co-directeur de thèse, le regretté **Said MEKHTOUB**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. Il était mon deuxième père, toujours présent pour me guider, me soutenir, me supporter et m'encourager. Allah yarahmou.

Je tiens à remercier en premier lieu mon directeur de thèse, **Ali NESBA**, Professeur à Ecole Normale Supérieure de Kouba, d'avoir accepté de diriger cette thèse. Je lui suis également reconnaissant pour le temps conséquent qu'il m'a accordé, ses qualités scientifiques, sa franchise et sa sympathie. J'ai beaucoup appris à ses côtés et je lui adresse ma gratitude pour tout cela.

J'adresse mes remerciements les plus sincères et les plus chaleureux à l'ensemble des membres du Jury :

Professeur **Redouane TAHMI** de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, d'avoir accepté de présider ce Jury.

Professeur **Lazhari NEZLI** de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, d'avoir accepté d'examiner ce travail,

Professeur **Mourad HASNI** de Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB), d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Professeur **Abdelhamid KAABECHE** du Centre de Développement des Energies Renouvelables (CDER), d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Professeur **Rachid IBTIOUEN** d'avoir accepté l'invitation à faire partie des membres du jury d'évaluation de cette thèse.

Je remercie chaleureusement le Professeur **Djalel DIB**, le Professeur **Youcef SOUFI** et le Docteur **Ahemd ZEGGARI** de l'Université Larbi Tebessi – Tebessa pour leurs aides et leurs soutiens qui m'ont été très utiles pour mener à bien ce travail. Je tiens à remercier aussi le Docteur **Mhamed OUADAH** de l'Ecole Supérieure des Sciences Appliquées d'Alger pour son soutien et son encouragement le long des années de préparation de cette thèse.

Afin de n'oublier personne, mes vifs remerciements s'adressent à tous ceux qui m'ont aidée à la réalisation de ce modeste travail, et tous ceux qui nous ont prodigué leurs conseils et leurs encouragements.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES SYMBOLES

LISTE DES ABREVIATIONS

INTRODUCTION GENERALE18

CHAPITRE I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION 22

I.1. INTRODUCTION.....23

I.2. DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION23

I.3. MODELISATION DE LA MADA DANS LE REPERE TRIPHASE24

 I.3.1. Hypothèses simplificatrices.....24

 I.3.2. Équations des tensions25

 I.3.3. Equations des flux25

I.4. MODELISATION DE LA MADA DANS LE REPERE DE PARK26

 I.4.1. La transformation de Park26

 I.4.2. Transformation des variables du modèle de la MADA27

 I.4.3. Modèle de la MADA dans le repère orthonormé de Park27

 I.4.4. Choix du référentiel de Park.....29

 I.4.5. Equation du couple électromagnétique30

I.5. VALIDATION DU MODELE DE LA MADA31

I.6. CONCLUSION33

CHAPITRE II CONTRÔLE DES PUISSANCES ACTIVE ET RÉACTIVE DE LA MADA..... 34

II.1. INTRODUCTION35

II.2. PRINCIPE DU CONTRÔLE DES PUISSANCES ACTIVE ET RÉACTIVE DE LA MADA.....35

II.3. MODÈLE DE LA MADA POUR LE CONTRÔLE DES PUISSANCES35

 II.3.1. Expressions des puissances active et réactive statoriques36

 II.3.2. Expressions des tensions rotoriques37

II.4. CONTRÔLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE DE LA MADA.....38

 II.4.1. Contrôle des puissances avec régulation des courants rotoriques39

 II.4.2. Contrôle des puissances sans régulation des courants rotoriques40

II.5. MODELE DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX42

II.6. CONCLUSION.....44

CHAPITRE III INTRODUCTION A LA COMMANDE D'ORDRE FRACTIONNAIRE	46
.....	
III.1. INTRODUCTION	47
III.2. OPERATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE	47
III.3. DEFINITIONS DES OPERATIONS D'ORDRE FRACTIONNAIRE	48
III.3.1. Définition de Grunwald-Letnikov	48
III.3.2. Définition de Riemann-Liouville.....	48
III.3.3. Définition de Caputo	49
III.4. PROPRIÉTÉS DES OPÉRATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE	49
III.5. TRANSFORMÉE DE LAPLACE DES OPERATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE	49
III.5.1. Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire.....	50
III.5.2. Transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire	50
III.6. APPROXIMATION DE L'INTEGRATEUR D'ORDRE FRACTIONNAIRE	51
III.6.1. Méthode de Carlson.....	51
III.6.2. Méthode de Matsuda	51
III.6.3. Méthode de Oustaloup.....	51
III.6.4. Méthode de Charef	52
III.7. COMMANDE D'ORDRE FRACTIONNAIRE	53
III.7.1. La fonction idéale de Bode	53
III.7.2. La commande CRONE	54
III.7.3. Le correcteur d'ordre fractionnaire $PI\lambda D\mu$	56
III.7.4. Le correcteur d'ordre fractionnaire $PID\alpha$	58
III.7.5. Le correcteur d'ordre fractionnaire TID	59
III.8. CONCLUSION	59
CHAPITRE IV CONCEPTION DES RÉGULATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE	60
.....	
IV.1. INTRODUCTION.....	61
IV.2. METHODOLOGIE DE LA CONCEPTION DS REGULATEURS.....	61
IV.2.1. La méthode analytique	61
IV.2.2. La méthode d'optimisation.....	66
IV.3. RESULTATS DE SIMULATIONS	68
IV.3.1. Performance du régulateur $PI\alpha$	68
IV.3.2. Performance du régulateur $PI\alpha$	72
IV.4. CONCLUSION	75
CHAPITRE V APPLICATION A LA COMMANDE FRACTIONNAIRE D'UNE ÉOLIENNE	76
.....	
V.1. INTRODUCTION	77

Sommaire

V.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE EOLIENNE	77
V.2.1. Constitution d'une éolienne	77
V.2.2. Principe de la conversion de l'énergie éolienne.....	78
V.3. MODELISATION DE LA TURBINE EOLIENNE	79
V.3.1. Modélisation du vent	79
V.3.2. Modélisation de la conversion aérodynamique de l'énergie.....	79
V.3.3. Equation dynamique de l'arbre de transmission	81
V.4. FONCTIONNEMENT D'UNE EOLIENNE A VITESSE VARIABLE.....	83
V.5. COMMANDE DE L'EOLIENNE A VITESSE VARIABLE	83
V.5.1. Commande de l'éolienne dans la ZONE I.....	83
V.5.2. Commande de l'éolienne dans la ZONE II.....	85
V.5.3. Commande de l'éolienne dans la ZONE III.....	86
V.6. RESULTATS DE SIMULATION	87
V.7. CONCLUSION	92
CONCLUSION GÉNÉRALE	94
BIBLIOGRAPHIE	97
ANNEXES.....	106

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 Structure d'une machine asynchrone à double alimentation.....	23
Figure I.2 Cascade d'une machine asynchrone à double alimentation.....	24
Figure I.3 Représentation schématique de la machine asynchrone.....	25
Figure I.4 Principe de la transformation de Park.....	27
Figure I.5 Tension d'alimentation statorique.....	31
Figure I.6 Les courants statoriques.....	32
Figure I.7 Les courants rotoriques.....	32
Figure I.8 La vitesse de rotation mécanique.....	32
Figure I.9 Le couple électromagnétique et sa référence.....	33
Figure II.1 Schéma bloc de la MADA en fonctionnement génératrice.....	38
Figure II.2 Contrôle des puissances avec régulation des courants rotoriques.....	39
Figure II.3 Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.....	41
Figure II.4 Schéma bloc du contrôle des puissances active et réactive proposé.....	42
Figure II.5 Onduleur de tension à deux niveaux.....	42
Figure II.6 Principe de la MLI triangulosinoïdale.....	44
Figure III.1 Tracé de Bode de la fonction de transfert $H(s)$	54
Figure III.2 Les correcteurs PID et $PI^\lambda D^\mu$ dans le plan (λ, μ)	56
Figure III.3 Structure du correcteur fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$	57
Figure IV.1 Organigramme de la méthode analytique proposée.....	66
Figure IV.2 Principe de la technique d'optimisation par essais particuliers.....	66
Figure IV.3 Organigramme du principe de la méthode d'optimisation PSO.....	68
Figure IV.4 Réponse à une variation de puissance active.....	69
Figure IV.5 Réponse à un échelon positif de puissance réactive.....	69
Figure IV.6 Puissance active avec variation de la résistance rotorique R_r	70
Figure IV.7 Puissance réactive avec variation de la résistance rotorique R_r	70
Figure IV.8 Puissance active avec variation sur les paramètres R_r et L_s	71
Figure IV.9 Puissance réactive avec variation sur les paramètres R_r et L_s	71
Figure IV.10 Réponse à un échelon négatif de puissance active.....	72
Figure IV.11 Réponse à un échelon positif de puissance réactive.....	72
Figure IV.12 Puissance active avec variation de la résistance rotorique R_r	73
Figure IV.13 Puissance réactive avec variation de la résistance rotorique R_r	73
Figure IV.14 Puissance active avec un creux de tension statorique.....	74

Liste des figures

Figure IV.15 Puissance réactive avec un creux de tension statorique.....	74
Figure V.1 Schéma synoptique du principe de fonctionnement d'une éolienne.....	77
Figure V.2 Constitution d'une éolienne.....	78
Figure V.3 Bilan des forces sur une portion d'une pale de la turbine.	79
Figure V.4 Construction de la vitesse du vent.	79
Figure V.5 Coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différents β	81
Figure V.6 Modèle simplifier de la turbine éolienne.....	82
Figure V.7 Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne.....	82
Figure V.8 Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.	83
Figure V.9 L'évolution du point de fonctionnement optimal.....	84
Figure V.10 Schéma du principe de la commande MPPT de la turbine éolienne.....	85
Figure V.11 Commande MPPT avec limitation de la vitesse de rotation.	86
Figure V.12 Commande MPPT avec limitation de la puissance et de la vitesse de rotation.	86
Figure V.13 Profil du vent.	87
Figure V.14 Variation de la vitesse de rotation	87
Figure V.15 La variation de la vitesse spécifique et du coefficient de puissance.....	88
Figure V.16 Variation de la puissance électrique et de l'angle de calage des pales.	89
Figure V.17 Les tensions d'alimentation du générateur électrique.....	89
Figure V.18 Les courants du générateur électrique.....	90
Figure V.19 Evolution des courants du générateur électrique.....	91
Figure V.20 Caractéristique de fonctionnement (P , Ω_g , β).....	91

LISTE DES TABLEAUX

Tableau V.1 Coefficients définissant l'évolution de C_p 81

Liste des symboles

LISTE DES SYMBOLES

θ : L'abscisse angulaire entre la phase statorique (A) et la phase rotorique (a).

s : L'opérateur de Laplace.

p : Le nombre de paires de pôles.

g : La vitesse de glissement.

V : La vitesse moyenne du vent.

$P(\theta)$: La matrice de la transformation de Park.

$P_{aéro}$: La puissance aérodynamique du vent.

P_T : La puissance mécanique de la turbine.

P_s : La puissance électrique statorique.

J_G : Le moment d'inertie du générateur.

J_T : Le moment d'inertie de la turbine.

J : L'inertie totale de l'éolienne.

G : Le rapport du multiplicateur de vitesse.

ρ : La densité de l'air.

λ : La vitesse spécifique de la turbine.

β : L'angle de calage des pales.

ω_s : La pulsation statorique.

ω_r : La pulsation rotorique.

ω : La pulsation mécanique.

φ_s, φ_r : Les flux statorique et rotorique respectivement.

$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$: Les flux statoriques direct et en quadrature.

$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$: Les flux rotoriques direct et en quadrature.

φ_m : Le flux magnétisant de la machine asynchrone.

λ_{opt} : La vitesse spécifique optimale de la turbine.

θ_s : L'abscisse angulaire du référentiel de Park par rapport à l'axe de la phase statorique (A).

Liste des symboles

θ_r : L'abscisse angulaire du référentiel de Park par rapport à la phase rotorique (a).

$\Omega_{T_{opt}}, \Omega_{g_{opt}}$: La vitesse optimale de la turbine et du générateur respectivement.

Ω_T, Ω_g : La vitesse de la turbine et la vitesse du générateur.

$\Omega_{max}, \Omega_{min}$: La vitesse maximale et minimale du générateur.

Γ_T, Γ_g : Le couple de la turbine éolienne et le couple du générateur électrique.

Γ_e : Le couple électromagnétique de la MADA.

f_T, f_g : Le coefficient des frottements visqueux de la turbine et celui du générateur.

f : le coefficient de frottement total.

F_T, F_r : La portance et la traînée respectivement.

V_s, V_r : La tension simple statorique et rotorique respectivement.

V_{ds}, V_{qs} : La tension statorique directe et en quadrature.

V_{dr}, V_{qr} : La tension rotorique directe et en quadrature.

V_a, V_b, V_c : La tension simple des phases a, b et c respectivement.

R_s, R_r : La résistance par phase statorique et rotorique respectivement.

R_T : Le rayon des pales de la turbine.

P_s, Q_s : Les puissances active et réactive statoriques.

M_{sr}, M_{rs} : Inductances mutuelles stator-rotor.

M_s, M_r : La mutuelle Inductance entre les enroulements statoriques, respectivement rotoriques.

L_s, L_r : L'inductance propre statorique et rotorique respectivement.

I_s, I_r : Les courants de phase statorique et rotorique.

I_{ds}, I_{qs} : Le courant statorique directe et en quadrature dans le repère de PARK.

I_{dr}, I_{qr} : Les courant rotorique directe et en quadrature dans le repère de PARK.

$C_p(\lambda, \beta), C_q(\lambda, \beta)$: Le coefficient de puissance et le coefficient du couple respectivement.

σ : le coefficient de Blondel.

$v_t(t)$: La composante représentant la turbulence du vent.

K_p : Constante proportionnelle du régulateur.

K_i : Constante intégrale du régulateur.

Liste des symboles

α : Ordre d'intégration fractionnaire.

μ : Ordre de dérivation fractionnaire.

LISTE DES ABREVIATIONS

MADA : Machine asynchrone à double alimentation.

GADA : Génératrice asynchrone à double alimentation.

PID : Régulateur Proportionnel intégral dérivé.

TID : Régulateur Tilt Intégral Dérivé.

PI : Régulateur Proportionnel intégral.

CRONE : Commande robuste d'ordre non entier.

PSO : « Particle Swarm Optimization », Optimisation par essaim particulaire.

MPPT : « Maximum Power Point Traking », Extraction du maximum de puissance

$PI^\lambda D^\mu$: Régulateur Proportionnel intégral d'ordre λ et dérivé d'ordre μ .

$(PID)^\alpha$: Régulateur Proportionnel intégral et dérivé d'ordre α .

$(TID)^\alpha$: Régulateur Tilt Intégral Dérivé d'ordre α .

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le risque d'épuisement des énergies fossiles, le réchauffement climatique ainsi que les crises géopolitiques ont impliqué la communauté scientifique et industrielle dans la recherche et le développement d'autres alternatives énergétiques propres et durables tel que l'énergie solaire, l'énergie éolienne et la bioénergie. Ainsi, depuis plusieurs années l'exploitation des sources des énergies renouvelables pour la production de l'énergie électrique est en augmentation sans cesse dans le monde entier.

En effet, la part des énergies renouvelables dans la production mondiale de l'électricité a bondi à 30 % en 2021 [1], contre 27 % en 2019 [2]. De plus, ce taux devra augmenter à environ 90% en 2050 [1]. L'énergie éolienne forme un palier important à l'amortissement de la demande de plus en plus galopante de l'énergie électrique au niveau mondiale. La multiplication des usagers des éoliennes a conduit les chercheurs à mener des investigations de façon à améliorer l'efficacité de la conversion aérodynamique, électromécanique et la qualité de l'énergie fournie par ces aérogénérateurs.

La disponibilité et le coût de production relativement faible ont fait de l'énergie éolienne l'une des sources d'énergie renouvelable les plus rentables et les plus utilisées [1,2]. En outre, l'énergie éolienne devras couvrir 24% de la demande mondiale en électricité d'ici 2030 [3].

Actuellement, la grande majorité des éoliennes de moyenne et forte puissance sont équipées de générateur asynchrone à double alimentation (GADA) [4]. Son coût relativement réduit, sa robustesse ainsi que sa flexibilité en termes de control des puissances active et réactive lui ont permis de devenir une bonne alternative pour les éoliennes à vitesse variables.

L'utilisation des systèmes de production de l'énergie éolienne nécessite un contrôle robuste, stable et performant afin d'assurer un fonctionnement qui répond aux exigences des différentes conditions de fonctionnement, tel que l'extraction du maximum de puissance et la protection du système éolien. De ce fait, l'établissement d'un contrôle robuste, précis et performant est primordiale pour faire face aux différentes contraintes et satisfaire les performances exigées dans chaque situation du fonctionnement.

La majorité des techniques de commande utilisées actuellement sont basées sur des régulateurs conventionnels de type PID dont les performances sont limitées [5]. En effet, les régulateurs conventionnels présentent le handicap d'instabilité lors du control des systèmes à retard et les systèmes incertains dont les paramètres peuvent être affectés par les conditions de fonctionnement, ce qui entraine la dégradation de leurs performances dynamiques.

Afin d'améliorer les performances des régulateurs conventionnels et les rendre plus robustes et plus flexibles, une forme généralisée de ces régulateurs conventionnels a été proposée par l'introduction de la notion de calcul fractionnaire.

Bien que l'introduction de la notion de différentiation non entière dans le calcul mathématique remonte à 300 ans [6,7], l'absence d'une explication réelle et pratique de la notion de différentiation non entière a retardé son utilisation dans le domaine de la physique jusqu'au début des années 1950 où Van Der Ziel [8] puis Davidson et Cole [9], publièrent leurs premiers travaux sur la modélisation des phénomènes physiques en faisant appel à des équations aux dérivées non entières [10,11].

Dans le domaine du contrôle des processus, la notion du contrôle fractionnaire a été apparue dans la publication des premiers travaux par S. Manabe en 1961 [12] puis M. Ichise, et al en 1971 [13]. En 1991, Alain Oustaloup proposa la commande robuste d'ordre non entier « CRONE » [14] faisant intervenir un régulateur dont la fonction de transfert est d'ordre non entier pour profiter des propriétés avantageuses des systèmes d'ordre fractionnaire, et assurer la robustesse de la commande dans une plage de fréquence donnée. Depuis cette initiative, plusieurs commandes d'ordre fractionnaire ont été établies tel que les commandes à base d'observateurs non entier [15] et la commande par régulateur PID d'ordre fractionnaire [16].

L'objectif principal à atteindre par l'utilisation des régulateurs d'ordre non entiers dans le contrôle des processus est l'introduction de degrés de liberté supplémentaires, comme l'ordre de différentiation des fonctions de transferts pour avoir plus de flexibilité de réglage. Le second objectif à atteindre est la robustesse de la commande vis-à-vis de l'incertitude des paramètres du processus à travers la constance de la phase autour de la fréquence de résonance, qu'on peut l'atteindre par un paramétrage adéquat des contrôleurs d'ordre fractionnaire [5,14,17].

Cependant, le réglage et l'implémentation des régulateurs d'ordre fractionnaire s'avèrent très compliqués et le développement mathématique mène à des équations différentielles d'ordre non entier très complexes. A cet effet et pour y remédier, plusieurs techniques d'approximation des opérateurs de différentiation d'ordre fractionnaire ont été proposées tel que la méthode de Carlson [18], la méthode de Matsuda [19], la méthode d'Oustaloup [20] et la méthode de Charef [21]. L'objectif de ces méthodes est de donner une approximation de l'opérateur de différentiation d'ordre fractionnaire par une série de fonctions rationnelles d'ordre entier.

Le travail faisant l'objet de la présente thèse porte essentiellement sur la conception et l'élaboration d'un contrôle robuste et performant de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) en faisant intervenir des régulateurs d'ordre non entier. Ces régulateurs sont dimensionnés de deux méthodes différentes, à savoir la méthode analytique basée sur le développement mathématique, et la méthode d'optimisation basée sur la technique PSO

(Particle Swarm Optimization). La commande établie est appliquée au contrôle de puissance de la GADA équipant une éolienne à vitesse variable.

La présente thèse est organisée en cinq chapitres comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation pour établir un modèle mathématique qui décrit au mieux le comportement dynamique de la MADA. En effet, le passage au repère orthogonal de Park est nécessaire pour éliminer la complexité des équations obtenues en utilisant la modélisation en grandeurs de phase, et d'établir un modèle simple et précis décrivant le comportement dynamique de la MADA. Le modèle ainsi obtenu sera ensuite validé par la simulation.

Le deuxième chapitre traite au premier lieu la technique de contrôle des puissance active et réactive de la MADA en fonctionnement génératrice en se basant sur le principe d'orientation de flux statorique, par la suite une modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux ainsi que le principe de la modulation de la largeur d'impulsion « MLI » pour la commande de l'onduleur sont présentées.

Le troisième chapitre présente des notions générales définissant le calcul fractionnaire et ses applications dans le domaine de la commande des systèmes à travers des définitions d'opérateurs d'ordre fractionnaire les plus connus, leurs principales propriétés et les différentes méthodes d'approximation de la différentiation non entière. Au terme de ce troisième chapitre, une introduction à la commande d'ordre non entier est présentée par ses contrôleurs les plus utilisés dans la littérature.

Le quatrième chapitre présente une synthèse des contrôleurs d'ordre fractionnaire de type proportionnel et intégral, de la forme PI^α et de la forme $[PI]^\alpha$ où α est l'ordre de l'opérateur fractionnaire. Deux méthodes de réglage de régulateurs sont illustrées : Une méthode analytique par développement mathématique basé sur les critères de stabilité et de robustesse dans le domaine fréquentiel et une seconde basée sur l'optimisation d'une fonction objective utilisant la technique PSO. Les résultats de simulation des deux régulateurs fractionnaires sont comparés à ceux du régulateur proportionnel et intégral PI conventionnel.

Le dernier chapitre est consacré à l'application de la commande fractionnaire proposée pour le contrôle d'une éolienne à vitesse variable équipée d'une génératrice asynchrone à double alimentation. Au début nous présentons le principe de la conversion aérodynamique selon la loi de Betz ainsi que la modélisation de la turbine éolienne. Ensuite, nous expliquons la commande de l'éolienne pour les différentes zones de fonctionnement, à savoir la zone de l'extraction du maximum de puissance « MPPT », la zone de limitation de la vitesse et la zone de limitation de la puissance extraite. Enfin, pour examiner les performances de la commande fractionnaire établie dans les chapitres III et IV, les résultats de simulations de l'association

Introduction

turbine-MADA-commande fractionnaire sont présentés et interprétés pour les trois zones de fonctionnement.

Enfin, nous concluons ce travail par une conclusion générale donnant un récap des résultats obtenus dans cette thèse ainsi qu'un aperçu sur les perspectives projetées pour les futurs travaux dans le domaine du calcul fractionnaire appliqué à la commande des systèmes d'entraînement et d'énergies renouvelables.

Contribution de cette thèse

Notre première contribution dans cette thèse se manifeste par le développement d'une méthode analytique pour le dimensionnement des régulateurs d'ordre fractionnaires de type proportionnel intégral de la forme $(PI)^\alpha$, en se basant sur trois critères de stabilité et de robustesse dans le domaine fréquentiel pour le calcul des paramètres des régulateurs. Contrairement aux autres méthodes analytiques, tel que celle proposée dans [5], [22] et [23], la méthode proposée dans cette thèse est caractérisée par la simplicité du calcul analytique et de ces équations mathématiques et par ses performances remarquables grâce aux critères utilisés pour le dimensionnement des régulateurs.

La deuxième contribution est l'introduction des fonctions de sensibilité et de sensibilité complémentaire dans le dimensionnement des régulateurs fractionnaires afin d'optimiser les performances et d'augmenter la robustesse et la stabilité du système, ainsi que la rejection des perturbations externes. Par conséquent, la méthode proposée dans cette thèse pour le dimensionnement des régulateurs d'ordre fractionnaire est une combinaison du calcul analytique d'ordre fractionnaire et d'optimisation. Dans un autre volet secondaire de contribution, la méthode proposée est basée sur cinq critères de performance à savoir la marge de phase, la robustesse aux variations du gain, la limitation du gain, la sensibilité et la sensibilité complémentaire, ce qui lui donne plus de particularité originale par rapport aux autres méthodes citées dans les références [17,22,24].

CHAPITRE I

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

I.1. INTRODUCTION

La machine asynchrone à double alimentation est une alternative très courante dans les entraînements industriels à vitesse variable. Avec la progression technologique et l'intérêt sans cesse croissant de la production des énergies renouvelables, la GADA est devenue le générateur par excellence utilisé par les turbines éoliennes à vitesse variable de moyenne et de grande puissance [3].

En effet, la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) offre de très bonnes performances sur une large plage de vitesse en utilisant un convertisseur statique à puissance réduite [3,25].

Cependant, la GADA possède une dynamique très complexe à cause des interactions stator-stator et stator-rotor, ce qui rend sa modélisation dynamique basée sur les schémas équivalents très compliquée. Pour simplifier sa modélisation, nous utilisons souvent la transformation de Park qui mène à un modèle décrit par un système d'équations différentielles linéaires avec un minimum de couplage.

Dans ce chapitre nous allons traiter la modélisation dynamique de la machine asynchrone à double alimentation en grandeurs de phases, puis nous allons appliquer la transformation de Park pour le passage au repère orthogonal (d, q) . Cette modélisation nous permettra d'établir un modèle simple qui décrit le mieux possible le comportement dynamique de la machine asynchrone à double alimentation. Une implantation du modèle dans le logiciel Matlab/Simulink nous permettra de vérifier la validité de notre modélisation.

I.2. DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est une machine électrique réversible qui fonctionne en mode moteur comme en mode générateur. Elle est constituée d'un stator équipé de trois enroulements identiques et symétriques et d'un rotor équipé lui aussi de trois enroulements identiques et symétriques reliés à un collecteur constitué de trois ou quatre bagues comme décrit par la figure I.1.

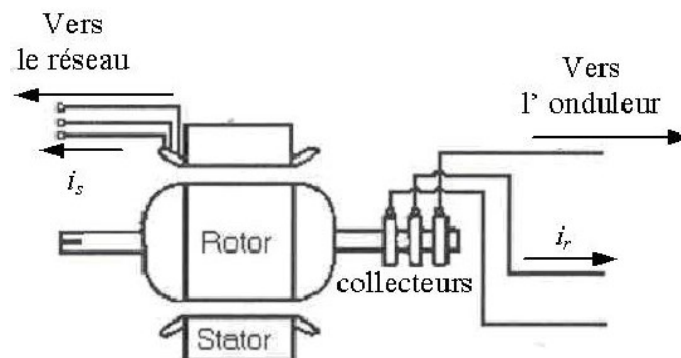


Figure I.1 Structure d'une machine asynchrone à double alimentation.

Les trois enroulements rotoriques sont reliés à travers des balais glissants sur les bagues du rotor à un convertisseur d'électronique de puissance pour assurer une alimentation par le rotor à tension et à fréquence variables selon le mode et le point de fonctionnement.

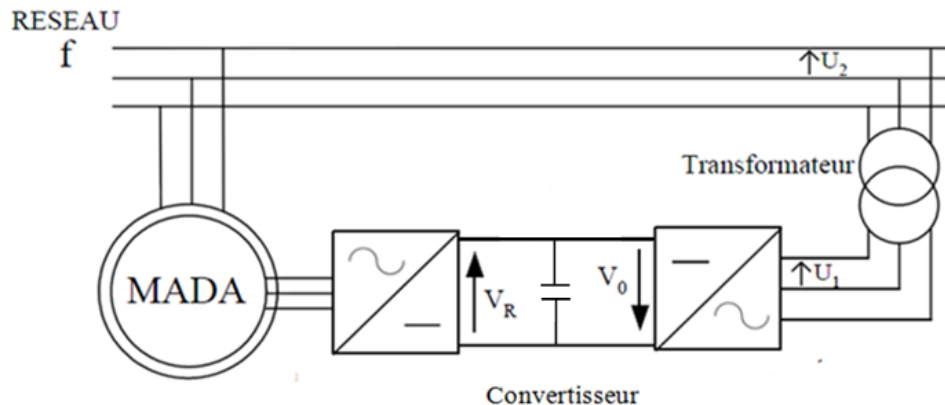


Figure I.2 Cascade d'une machine asynchrone à double alimentation.

I.3. MODELISATION DE LA MADA DANS LE REPERE TRIPHASE

La machine asynchrone étant un système non linéaire très complexe et sa modélisation nécessite l'introduction de certaines hypothèses simplificatrices, pour avoir un modèle plus simple.

I.3.1. Hypothèses simplificatrices

Pour faciliter la mise en équation ainsi que la modélisation de la machine asynchrone nous mettons les hypothèses simplificatrices suivantes [26,27].

- ✓ L'entrefer est supposé uniforme et l'effet d'encoches négligeable.
- ✓ La saturation magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ✓ Les résistances des enroulements sont constantes et l'effet de peau négligeable.

On admet que la machine est symétrique et la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Sous ces hypothèses simplificatrices nous pouvons donner la représentation schématique de la machine asynchrone comme présentée sur la figure I.3.

La position du rotor par rapport au stator fixe est fonction de la vitesse de rotation Ω , tel que $\Omega = d\theta/dt$ où θ est l'angle entre l'enroulement statorique (A) et l'enroulement rotor (a) en chaque instant, comme montré sur la figure ci-dessous.

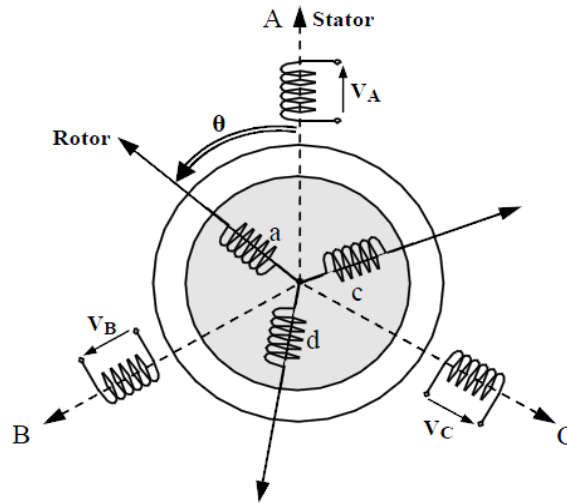


Figure I.3 Représentation schématique de la machine asynchrone.

En utilisant l'approche des circuits, la loi d'Ohm et la loi de Faraday, et en tenant compte des hypothèses citées ci-dessus, le comportement dynamique de la MADA peut être décrit par le système d'équations différentielles que nous allons détailler dans la section suivante.

I.3.2. Équations des tensions

En écriture matricielle, les équations de tension de la MADA s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Les équations de tensions du stator sont écrites dans un repère lié au stator et les équations du rotor dans un repère lié au rotor, ce qui explique l'absence des tensions induites dues au mouvement [26,27,28].

I.3.3. Equations des flux

De la même manière on peut écrire les équations des flux sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (I.2)$$

En substituant (I.2) dans (I.1), on obtient le système d'équations ci-dessous, qui représente le modèle de la machine asynchrone en grandeurs de phases :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s]) \end{cases} \quad (I.3)$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 [V_s] &= \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, & [I_s] &= \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, & [\varphi_s] &= \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \\
 [V_r] &= \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}, & [I_r] &= \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}, & [\varphi_r] &= \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \\
 [R_s] &= \text{diag}[R_s \quad R_s \quad R_s], & [R_r] &= \text{diag}[R_r \quad R_r \quad R_r] \\
 [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, & [L_{rr}] &= \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \\
 [M_{sr}] &= [M_{rs}]^t = M_{max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

L_s, L_r : Les inductances propres statorique et rotorique.

M_s, M_r : Les mutuelles entre les bobines statoriques respectivement rotoriques.

Le système d'équation différentielle (I.3) représente le modèle de la MADA dans le repère triphasé. Les équations différentielles de ce système sont fortement couplées l'une à l'autre par la mutuelle inductance entre les bobines. Plus particulièrement, la mutuelle inductance entre les bobines statoriques et rotoriques qui est fonction de la position du rotor θ . Ce couplage rend la résolution de ce système très complexe voire impossible.

Pour simplifier la résolution de ces équations, on a souvent recours à un changement de base au moyen des transformations mathématiques, comme la transformation de Park (d, q) ou la transformation (α, β) , qui permet le passage à un repère biphasé orthogonal [26,27,28].

I.4. MODELISATION DE LA MADA DANS LE REPERE DE PARK

La modélisation de la machine asynchrone dans un repère diphasé, consiste à appliquer une transformation sur le modèle de la machine en grandeurs de phases assurant le passage à un repère orthogonal. Ce passage au repère orthogonal nous permettra d'obtenir un découplage des équations du modèle de la MADA.

I.4.1. La transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique permettant le passage du repère abc à un repère orthonormé, offrant ainsi une simplification des équations des machines électriques triphasées, en éliminant les couplages entre les phases statoriques et rotoriques.

La transformation de Park est définie par la matrice de transformation suivante :

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

La matrice $[P(\theta_s)]$ est Orthonormée ce qui permet la conservation des puissances lors du passage du système triphasé au système biphasé, et inversement.

θ : L'angle de la transformation de Park.

I.4.2. Transformation des variables du modèle de la MADA

La transformation des variables réelles statorique et rotoriques de la machine consiste à appliquer la matrice de Park $[P(\theta)]$ aux vecteurs des variables tensions $[V_{abc}]$, courant $[I_{abc}]$ et flux $[\varphi_{abc}]$ pour obtenir leurs composantes relatives correspondantes $[V_{dqo}]$, $[I_{dqo}]$ et $[\varphi_{dqo}]$ respectivement, suivant les équations :

$$[V_{dqo}] = [P(\theta)].[V] \implies [V] = [P(\theta)]^{-1}.[V_{dqo}] \quad (I.4)$$

$$[I_{dqo}] = [P(\theta)].[I] \implies [I] = [P(\theta)]^{-1}.[I_{dqo}] \quad (I.5)$$

$$[\varphi_{dqo}] = [P(\theta)].[\varphi] \implies [\varphi] = [P(\theta)]^{-1}.[\varphi_{dqo}] \quad (I.6)$$

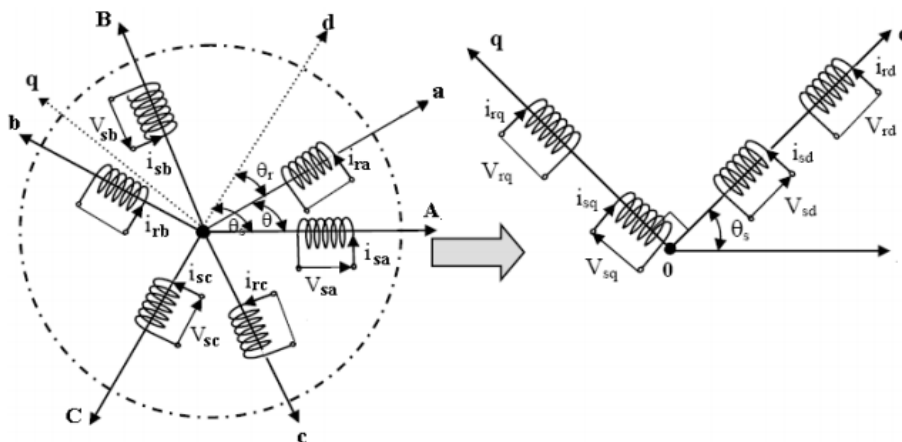


Figure I.4 Principe de la transformation de Park.

L'angle θ_s est l'angle entre la phase 'A' du stator et l'axe 'd' du repère de Park, appelé souvent l'angle de transformation des grandeur statoriques. L'angle θ_r est l'angle entre la phase 'a' du rotor et l'axe 'd' du repère de Park, appelé souvent l'angle de transformation des grandeur rotoriques. L'angle θ est l'angle entre la phase 'A' du stator et la phase 'a' du rotor, elle représente la position de rotor par rapport au stator de la machine. [27].

I.4.3. Modèle de la MADA dans le repère orthonormé de Park

Il parait clairement que le repère de Park des grandeurs statoriques, et celui des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations.

Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (I.7)$$

Cette relation est dite condition de simplification de Park, car elle permet la confusion des repères biphasés statorique et rotorique. Ce qui permet d'éliminer la mutuelle inductance entre l'axe d et l'axe q des deux repères.

En appliquant la transformation de Park sur le modèle de la machine asynchrone à double alimentation donné par les équations (I.2), (I.3), on obtient les équations suivantes [27,28]

I.4.3.1. Equations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.8)$$

I.4.3.2. Equations magnétiques

De la même manière on peut trouver les équations des flux qui sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (I.9)$$

En substituant les flux dans le système d'équations (I.8) par leurs expressions, le système d'équations électriques de la machine peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega) M & R_r & -(\omega_s - \omega) L_r \\ (\omega_s - \omega) M & 0 & (\omega_s - \omega) L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{I}_{dr} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Ou encore :

$$V = G \cdot I + L \cdot \dot{I} \quad (I.11)$$

Qui devient sous forme d'équation d'état :

$$\dot{I} = L^{-1}[V - G \cdot I] \quad (I.12)$$

Où :

$$V = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad I = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega)M & R_r & -(\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & (\omega_s - \omega)L_r & R_r \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}; \quad M = \frac{3}{2}M_{sr}$$

Les équations (I. 8) et (I. 9) décrivant le modèle de la machine asynchrone sont écrites dans un repère orthogonal tournant à une vitesse arbitraire. Cependant, le modèle de Park peut être lié au stator, au rotor ou encore au champ tournant.

I.4.4. Choix du référentiel de Park

Selon l'orientation de l'axe d du repère orthogonal de Park, Nous pouvons tirer trois modèles différents de la machine asynchrone. Le choix d'un model ou d'un autre dépend de l'application visée par la modélisation.

I.4.4.1. Référentiel lié au stator

Dans un référentiel lié au stator l'axe d du repère de Park est orienté selon l'axe de la phase 'A' du stator, nous pouvons donc écrire :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (I.13)$$

Dans ce référentiel les grandeurs sont sinusoïdales, et les équations électriques prennent donc la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} + \omega \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} - \omega \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.14)$$

Ce référentiel est souvent utilisé pour les problèmes d'études de la machine asynchrone avec des variations importantes de la vitesse de rotation.

I.4.4.2. Référentiel lié au rotor

Dans un référentiel lié au rotor l'axe d du repère de Park est orienté selon l'axe de la phase 'a' du rotor, ce qui nous permet d'écrire :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (I.15)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (I.16)$$

On fait appel souvent à ce référentiel lors des études des régimes transitoires, où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

I.4.4.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans un référentiel lié au champ tournant, l'axe d du repère de Park est orienté selon le champ tournant, il doit être donc en mouvement de rotation à la vitesse de synchronisme ω , dans ce cas les équations de tensions (I.8) et (I.9) resteront inchangées.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.17)$$

Les grandeurs électriques et magnétique, de la machine asynchrone relatives dans ce référentiel sont constantes. Ce qui justifie l'utilisation de ce référentiel dans le domaine de la commande des machines asynchrones [28]. Vu l'avantage de ce dernier référentiel par rapport aux deux autres, nous allons l'utiliser dans la suite de notre étude.

I.4.5. Equation du couple électromagnétique

Étant donné que la transformation que nous avons utilisée est orthonormée, elle permet donc la conservation de la puissance instantanée, nous pouvons donc écrire : [24]:

$$\begin{aligned} P_e &= (V_{sa} \cdot I_{sa} + V_{sb} \cdot I_{sb} + V_{sc} \cdot I_{sc}) + (V_{ra} \cdot I_{ra} + V_{rb} \cdot I_{rb} + V_{rc} \cdot I_{rc}) \\ &= (V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs}) + (V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr}) \end{aligned} \quad (I.18)$$

En remplaçant les tensions par leurs expressions, on trouve :

$$P_e = \omega_s \{ \varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds} \} + (\omega_s - \omega) \{ \varphi_{dr} \cdot I_{qr} - \varphi_{qr} \cdot I_{dr} \}$$

En exprimant les flux par leur expression à partir du système (I.9), on constate que :

$$\{ \varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds} \} = - \{ \varphi_{dr} \cdot I_{qr} - \varphi_{qr} \cdot I_{dr} \}$$

D'autre part on a :

$$\Gamma_e = P_e / \omega$$

D'où :

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= p \cdot (\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) && (I.19) \\ &= p \cdot M \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{qr} \cdot I_{ds}) \\ &= p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{aligned}$$

Tel que : p est le nombre de paire de pôles de la machine.

I.5. VALIDATION DU MODELE DE LA MADA

La validation du modèle de la machine asynchrone établi ci-dessus est réalisée en utilisant logiciel MATLAB/Simulink. Le modèle établi dans un référentiel lié au champ tournant associé à l'équation du mouvement est implanté dans logiciel MATLAB/Simulink pour réaliser la simulation du fonctionnement de la machine asynchrone en mode moteur. Les simulations ont été réalisées sous les conditions suivantes :

Un démarrage à vide d'une machine asynchrone d'une puissance nominale $P_N = 4 \text{ kW}$. Ensuite, après établissement du régime nominal on applique une charge qui impose un couple résistant de 25 Nm pour simuler le fonctionnement en charge nominale du moteur. Les résultats de simulation sont présentés sur les figures ci-dessous.

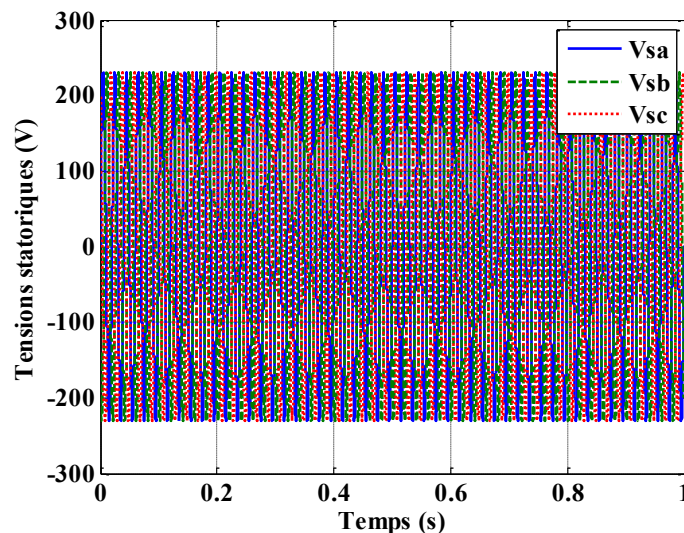


Figure I.5 Tension d'alimentation statorique.

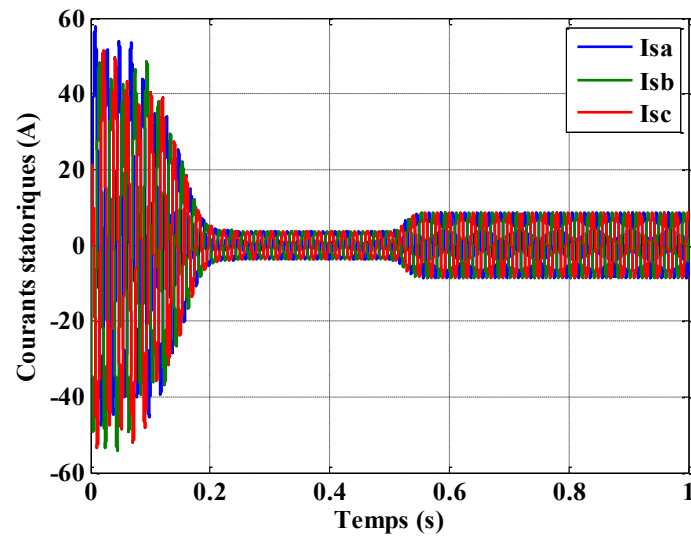


Figure I.6 Les courants statoriques.

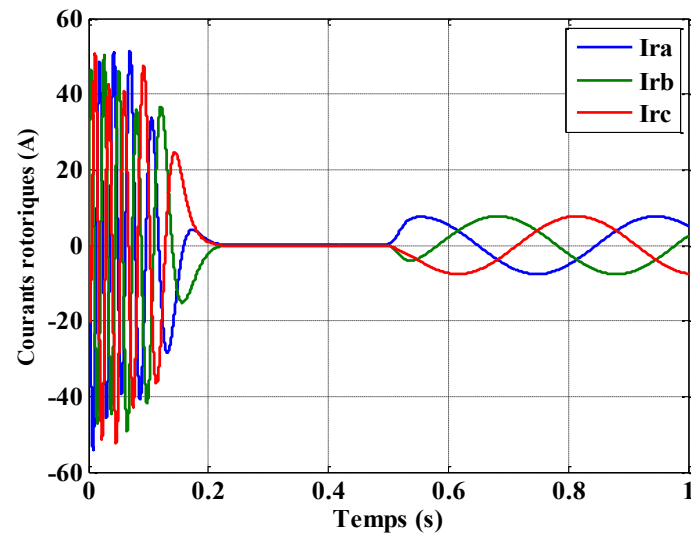


Figure I.7 Les courants rotoriques.

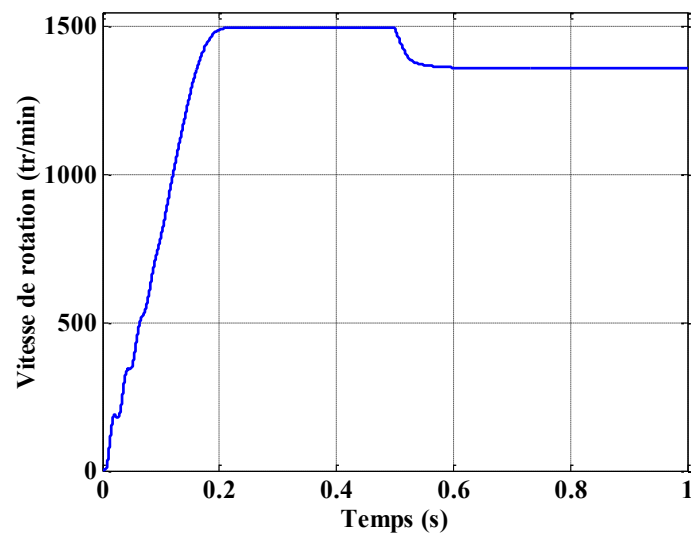


Figure I.8 La vitesse de rotation mecanique.

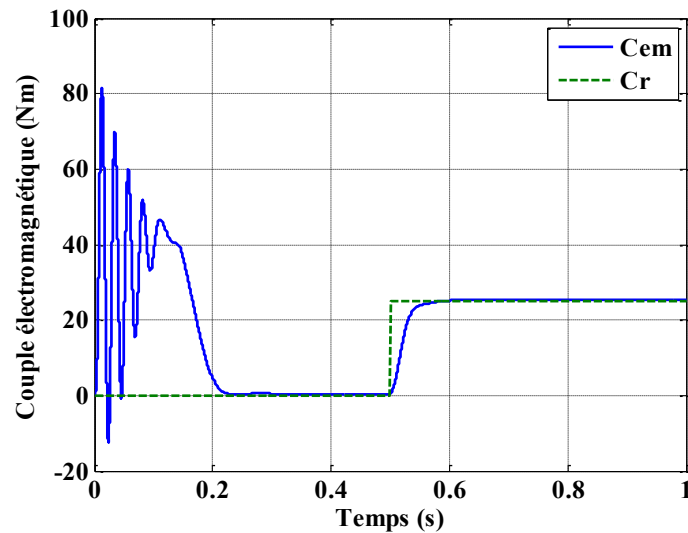


Figure I.9 Le couple électromagnétique et sa référence.

Les résultats de la simulation du modèle établi de la machine asynchrone présentés sur les figures I.5 à I.9, montrent une dynamique très proche de la dynamique réelle de la machine asynchrone, comme nous pouvons le voir aux régimes transitoires du couple, vitesse et courants statoriques et rotoriques. Nous pouvons aussi remarquer la réponse de la machine à un chargement brusque de la charge qui se manifeste par une augmentation des courants statoriques et rotoriques pour répondre à la demande de la charge, comme le montre la figure I.9.

I.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons détaillé la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en grandeurs de phases, sous quelques hypothèses simplificatrices. Le modèle obtenu est à équations différentielles à coefficients variables avec un couplage stator-stator et stator-rotor très complexe. Le passage à un repère biphasé au moyen de la transformation de Park, a permis de simplifier les équations en éliminant le couplage magnétique stator-stator et rotor-rotor, en rendant ses coefficients constants et en réduisant le nombre des équations du modèle à quatre équations au lieu de six.

La simulation du modèle biphasé a donné des résultats très satisfaisants, avec un comportement dynamique très semblable au comportement d'une machine réelle, ce qui prouve la validité du modèle établi.

CHAPITRE II

CONTRÔLE DES PUISSANCES ACTIVE ET RÉACTIVE DE LA MADA

II.1. INTRODUCTION

Le contrôle des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation est très important dans le domaine de la production de l'énergie éolienne afin d'assurer une bonne gestion de la puissance produite, un fonctionnement optimal et la protection du système de conversion de l'énergie [5,17,25,29]. Dans notre travail, le contrôle des puissances est basé sur le principe de la commande vectorielle, ou la commande par orientation de flux de la MADA.

En effet, la commande vectorielle de la MADA consiste à contrôler le couple produit par la machine indépendamment de sa vitesse de rotation. En se basant sur cette technique, nous pouvons établir une commande qui nous permettra de contrôler la puissance active de la MADA indépendamment de sa puissance réactive.

Dans ce chapitre, nous allons détailler la technique de contrôle des puissance, active et réactive de la MADA. Nous commençons par l'application de la technique d'orientation du flux statorique sur le modèle dynamique de la MADA développé dans le chapitre précédent. Ensuite nous allons établir la relation entre les tensions rotoriques générées par l'onduleur et les puissances active et réactive pour aboutir enfin à un système de contrôle des puissances active et réactive de la MADA.

II.2. PRINCIPE DU CONTRÔLE DES PUISSANCES ACTIVE ET RÉACTIVE DE LA MADA

La technique du contrôle des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation est une technique dérivée de la commande vectorielle par orientation du flux [22,27].

Le principe de la commande par orientation de flux, consiste à orienter l'axe d du repère de Park suivant l'un des flux de la machine asynchrone φ_s , φ_r ou φ_m , afin d'obtenir un découplage flux-courant et couple-courant, ce qui nous permet de faire un contrôle du couple indépendamment du flux [25,30,31].

Dans notre thèse nous allons utiliser l'orientation du flux statorique. Ce choix est justifié par le fait que la MADA est couplée à un réseau électrique puissant de tension et de fréquence stable. Autrement dit, un flux statorique constant [25,31-33].

II.3. MODÈLE DE LA MADA POUR LE CONTRÔLE DES PUISSANCES

L'orientation de flux statorique consiste à aligner l'axe d du repère de Park suivant le flux statorique, ce qui signifie que :

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

Par conséquent, le système d'équations différentielles (I.17) décrivant le modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant prendra la forme suivante [34]:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \varphi_s \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

Pour les machines de grandes puissances utilisées pour la production d'énergie éolienne, la résistance des enroulements statoriques est négligeable. Les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante [25,31,34] :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = \omega_s \varphi_s \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

Les puissances active et réactive statorique, dans le repère orthogonal, s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{qs} \\ Q_s = V_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II. 5})$$

Cette équation montre que les puissances active P_s et réactive Q_s sont fonction des courants statoriques I_{qs} et I_{ds} respectivement, sur lesquels nous avons aucune action directe. Nous devons donc chercher une relation entre les puissances active et réactive et les courants rotoriques afin que nous pourrions les contrôler à travers la commande de l'onduleur côté rotor de la MADA.

II.3.1. Expressions des puissances active et réactive statoriques

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, les équations des flux prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_s = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ 0 = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

A partir des équations (II.3) et (II.6) nous pouvons exprimer la relation entre les courants statoriques et les courants rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot I_{dr} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II. 7})$$

En substituant les courants statoriques par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive (II.5), on trouve :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{qr} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{dr} \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

L'expression (II.8) montre que le contrôle des puissances active et réactive statoriques est découplé. En effet, la puissance active est directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q , et la puissance réactive est proportionnelle au courant rotorique d'axe d à une constante près $\frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s}$ [25,35].

Le contrôle des courants rotoriques revient au contrôle des tensions rotoriques générées par l'onduleur de tension connecté aux enroulements rotorique de la MADA. Il est donc nécessaire d'établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques, afin de faciliter le contrôle des puissances active et réactive statoriques de la MADA.

II.3.2. Expressions des tensions rotoriques

En substituant les courants statoriques dans le système d'équation (II.6), les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{dr} + \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s} \\ \varphi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

En remplaçant les flux rotoriques dans le système d'équations (II.3) par leurs expressions données par (II.9), on trouve :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} - (\omega_s - \omega) \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} + (\omega_s - \omega) \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{dr} + (\omega_s - \omega) \frac{M \cdot V_s}{L_s \cdot \omega_s} \end{cases} \quad (II.10)$$

D'où on trouve :

$$\begin{cases} V_{dr} + g \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{qr} = (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot s) \cdot I_{dr} \\ V_{qr} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} - g \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{dr} = (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot s) \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (II.11)$$

Tel que : $\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \right)$

Le terme $g \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{qr}$ qui apparaît sur les équations des tensions rotoriques représente le couplage dynamique entre l'axe direct et l'axe en quadrature du modèle de la MADA. Ce terme de couplage est faible et parfois négligeable [35].

A partir des systèmes d'équations (II.8) et de (II.11), nous pouvons établir le schéma bloc de la figure suivante :

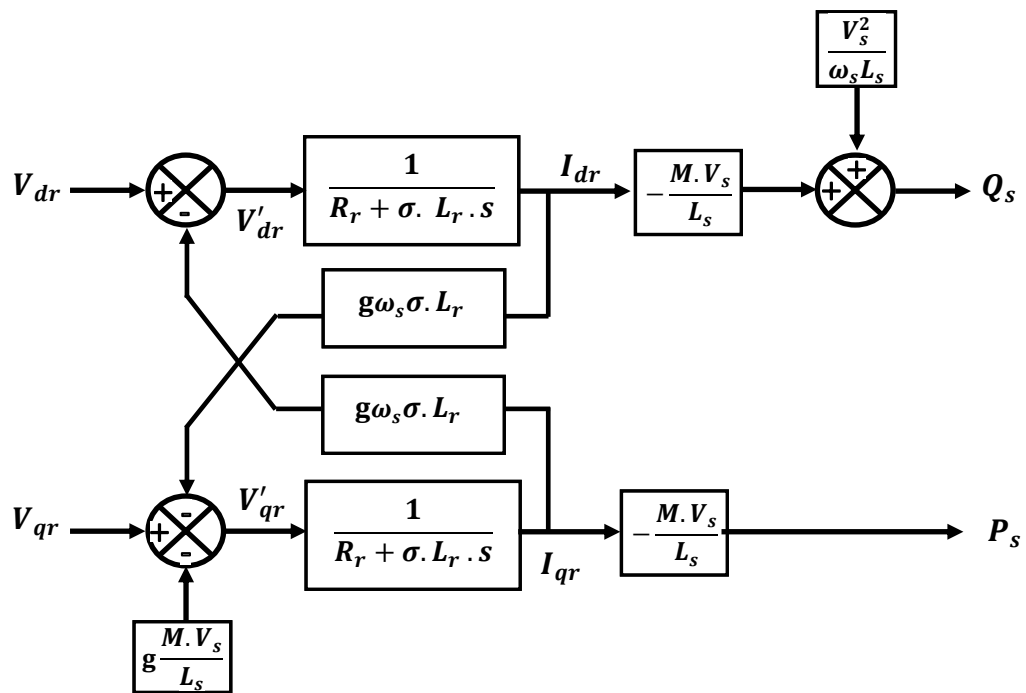


Figure II.1 Schéma bloc de la MADA en fonctionnement génératrice.

Le modèle de la MADA représenté par le schéma bloc de la Figure II.1 sera la base pour le développement du contrôle des puissances active et réactive que nous allons détailler dans la suite de ce chapitre.

II.4. CONTRÔLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE DE LA MADA

Dans ce qui suit, nous allons détailler la commande des puissances active et réactive de la MADA. Comme nous pouvons le constater sur le modèle de base de la Figure II.1, ce dernier

est affecté par des termes de couplage entre l'axe direct et l'axe en quadrature ainsi que des grandeurs dépendantes des paramètres du réseau d'alimentation du stator de la MADA.

Par conséquent, un bon contrôle indépendant des puissances active et réactive doit compenser les termes de couplage entre les axes mais aussi doit être robuste vis-à-vis les termes de perturbation [5,17,25,35].

II.4.1. Contrôle des puissances avec régulation des courants rotoriques

A partir de l'équation (II.8) nous pouvons déduire les références des courants rotoriques à partir des consignes des puissances active et réactive comme suit :

$$\begin{cases} I_{qr.ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_{s.ref} \\ I_{dr.ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \left(Q_{s.ref} - \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} \right) \end{cases} \quad (II.12)$$

Cette référence sera donc l'entrée de la boucle de régulation des courant rotorique. En prenant en compte les termes de couplage de perturbation, nous pouvons établir le schéma bloc du contrôle des puissances active et réactive avec asservissement des courants rotoriques, ce schéma est comme détaillé sur la figure ci-dessous.

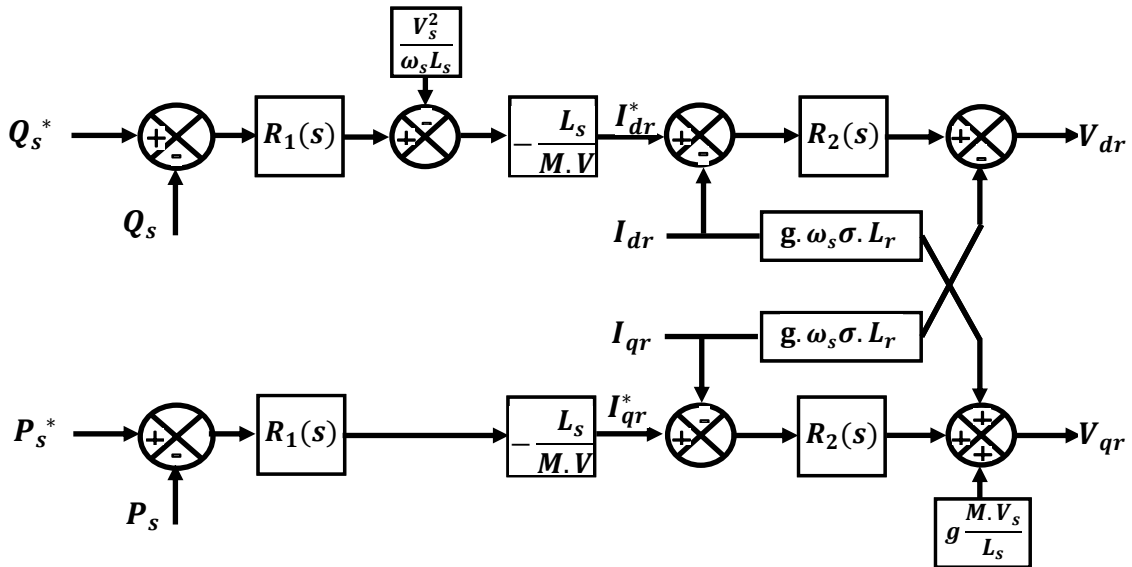


Figure II.2 Contrôle des puissances avec régulation des courants rotoriques.

Cette stratégie de contrôle des puissances active et réactive offre une bonne performance, car elle contient deux boucles de régulations en cascade par axe. Une boucle extérieure pour l'asservissement de la puissance statorique et une autre boucle intérieure pour l'asservissement du courant rotorique. Cependant, avec deux boucles de régulations et deux régulateurs par axe, cette stratégie est devenue très complexe [17]. De plus, la sortie de la boucle extérieure sert d'entrée de la boucle intérieure (boucle de courant) ce qui donne en régime dynamique, sans limitation, des valeurs excessives qui peuvent endommager le convertisseur et la génératrice.

D'autre part, la régulation en cascade avec deux ou plusieurs boucle donne un temps de réponse plus lent qu'avec un seul boucle.

II.4.2. Contrôle des puissances sans régulation des courants rotoriques

Afin d'alléger la complexité de la commande détailler au paragraphe §II.4.1, nous allons de développer une stratégie de commande simplifiée avec une seule boucle de régulation en essayons d'éliminer la boucle de courant, tout en gardant les termes de compensations.

Si on note : $V'_{dr} = V_{dr} + g \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{qr}$ et $V'_{qr} = V_{qr} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} - g \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{dr}$, le système d'équations (II. 11) peut-être simplifié et il prend la forme suivante :

$$\begin{cases} V'_{dr} = (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot s) \cdot I_{dr} \\ V'_{qr} = (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot s) \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II. 13})$$

A partir des expressions des puissances active et réactive données par le système d'équation (II. 8), on peut tirer les expressions des courants rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} I_{qr} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s \\ I_{dr} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \left(Q_s - \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} \right) \end{cases} \quad (\text{II. 14})$$

En substituant les courants rotoriques dans le système d'équations (II. 13) par leurs expressions données par le système d'équations (II. 14) on obtient :

$$\begin{cases} V'_{dr} = -\frac{R_r \cdot L_s}{V_s \cdot M} (1 + \sigma \cdot \tau_r \cdot s) \cdot \left(Q_s - \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} \right) \\ V'_{qr} = -\frac{R_r \cdot L_s}{V_s \cdot M} (1 + \sigma \cdot \tau_r \cdot s) \cdot P_s \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

Avec : $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

D'où on tire la fonction de transfert utilisée pour le contrôle des puissances active et réactive sans asservissement des courants rotoriques de la MADA.

$$\begin{cases} \frac{Q'_s}{V'_{dr}} = \frac{K}{(1 + \sigma \tau_r \cdot s)} \\ \frac{P_s}{V'_{qr}} = \frac{K}{(1 + \sigma \tau_r \cdot s)} \end{cases} \quad (\text{II. 16})$$

Avec : $Q'_s = \left(Q_s - \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} \right)$ et $K = -\frac{M V_s}{R_r \cdot L_s}$

Le modèle de la MADA décrit par le système d'équations (II. 16) peut être représenté sous forme de schéma bloc comme montrer sur la figure ci-dessous.

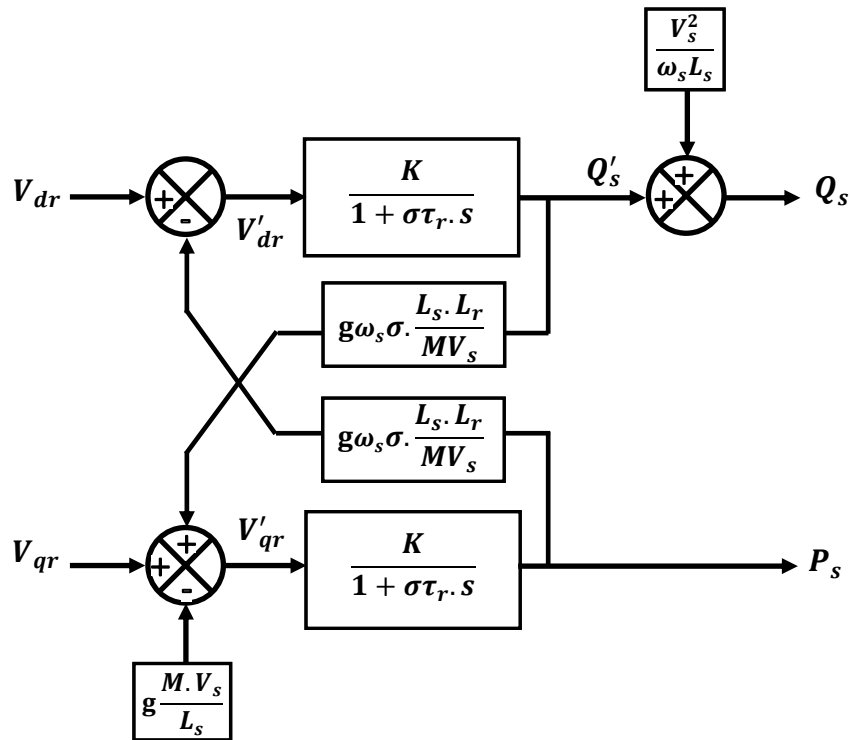


Figure II.3 Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances

Le terme $g \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot \frac{L_s \cdot L_r}{M \cdot V_s}$ représente le couplage entre l'axe direct et l'axe quadrature. Ce terme est souvent négligé à cause du faible glissement [25]. Cependant, pour certaines applications, comme la production de l'énergie éolienne, la variation de la vitesse de rotation peut être importante et le glissement ne peut être négligé. Dans ce cas, il est nécessaire d'envisager des termes de compensation pour avoir le contrôle de chaque axe indépendamment de l'autre. Nous proposons alors la commande présentée par le schéma bloc ci-dessous.

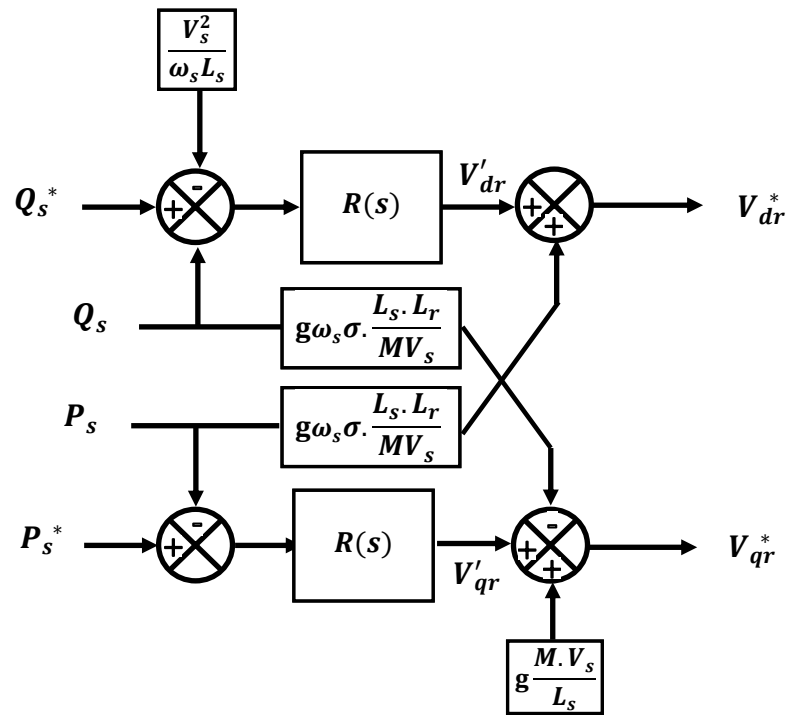


Figure II.4 Schéma bloc du contrôle des puissances active et réactive proposé.

Comme nous pouvons le constater sur le schéma bloc de la figure II.4, la commande des puissance active et réactive proposée, comporte un régulateur par axe sans boucle d'asservissement des courants rotoriques, toute en assurant la neutralisation des éléments de couplage entre les axes et des éléments de perturbations sur les deux axes.

Les tensions de sortie du schéma bloc du contrôle de puissances active et réactive de la MADA seront utilisées comme tensions d'entrée pour l'onduleur de tension, assurant l'alimentation coté rotor de la MADA.

II.5. MODELE DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX

Le rotor de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Pour faciliter la modélisation du convertisseur de puissance, on suppose que les interrupteurs semi-conducteurs sont parfaits (Figure II.5).

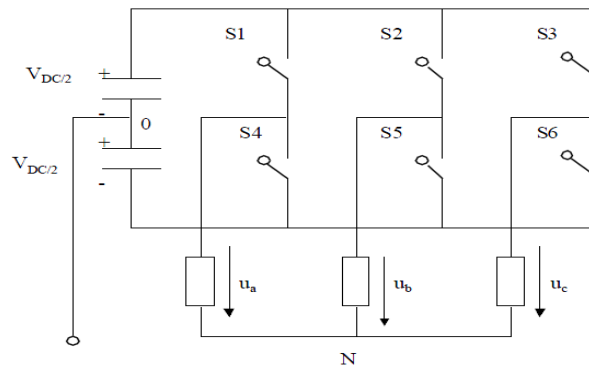


Figure II.5 Onduleur de tension à deux niveaux.

Les tensions de sortie de l'onduleur peuvent être exprimées en fonction de la tension du bus continue et de l'état des interrupteurs. On définit pour ça les variables S_a , S_b , S_c représentant l'état des interrupteurs des trois branches du convertisseur.

Branche 1

$S_a = 0$ si S_1 est ouvert et S_4 est fermé.

$S_a = 1$ si S_1 est fermé et S_4 est ouvert.

Branche 2

$S_b = 0$ si S_2 est ouvert et S_5 est fermé.

$S_b = 1$ si S_2 est fermé et S_5 est ouvert.

Branche 3

$S_c = 0$ si S_3 est ouvert et S_6 est fermé.

$S_c = 1$ si S_3 est fermé et S_6 est ouvert.

D'où les trois tensions composées à la sortie de l'onduleur s'expriment alors en fonction de la tension du bus continu et les l'états des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{DC}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{DC}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{DC}(S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{II. 17})$$

Si on prend en compte l'équilibre des tensions :

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

On en déduit les expressions des tensions simples par rapport aux tensions composées comme suit :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II. 18})$$

En substituant le système d'équations (II. 17) dans (II. 18) on obtient :

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_{DC}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{V_{DC}}{3}(2S_b - S_c - S_a) \\ V_c = \frac{V_{DC}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (\text{II. 19})$$

D'où on peut déduire le modèle mathématique d'un onduleur de tension à deux niveaux qui est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 20})$$

La tension de sortie de l'onduleur est contrôlée par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) triangulosinususoïdale qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la valeur efficace de tension de sortie. Le principe de la technique MLI est illustré sur la figure ci-dessous.

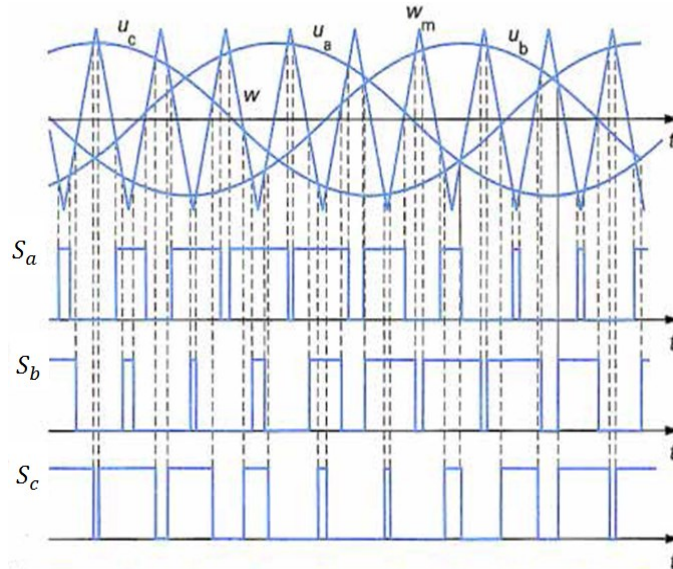


Figure II.6 Principe de la MLI triangulosinususoïdale.

La technique de modulation de largeur d'impulsion utilisée consiste à comparer un signal triangulaire de haute fréquence appelé porteuse, à trois signaux de commande, notés u_a , u_b et u_c . Ces signaux sont fournis par le système de commande de puissances active et réactive détaillé au paragraphe § II.4, et qui représentent une image des tensions que l'on souhaite appliquer sur chaque phase [25]. Les commutations des interrupteurs ont lieu aux intersections entre la porteuse et les signaux de commande.

II.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle pour le contrôle des puissance, active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation en se basant sur le principe de la commande vectorielle. Ensuite, nous avons déduit le schéma bloc du contrôle indépendant des puissances active et réactive de la MADA, avec compensation des termes de couplage entre les axes, ainsi que les termes de perturbations. Ce schéma bloc comporte deux boucles de régulations en cascade, la première boucle assure le contrôle des puissances et la deuxième boucle assure l'asservissement des courants rotoriques.

Bien que le contrôle de puissance en deux boucles en cascade semble robuste et efficace, sa complexité et le nombre de régulateurs utilisés nous a amené à développer une technique de contrôle indépendant de puissance active et réactive plus simple, tout en conservant les performances assurées par la compensation des termes de couplage et de perturbations.

Enfin, nous avons présenté la modélisation d'un onduleur de tension à deux niveaux qui assurera l'alimentation du rotor de la MADA.

Dans le chapitre suivant nous nous concentrons sur le calcul fractionnaire ainsi que les différentes techniques de commande d'ordre fractionnaire.

CHAPITRE III

INTRODUCTION A LA COMMANDE D'ORDRE FRACTIONNAIRE

III.1. INTRODUCTION

L'idée de la différentiation d'ordre non entier remonte à 1695 quand G. W. Leibniz envoya une lettre à l'Hôpital lui demandant le résultat d'une demi-différentiation d'une fonction. Cependant il a fallu attendre le début du 19^{ème} siècle pour le développement de cette idée par les travaux de Liouville et Riemann qui ont formalisé la généralisation de la différentiation (et intégration) à des ordres réels [6,36,37].

Bien que l'intérêt de ce concept ne soit reconnu que durant les deux dernières décennies du 20^{ème} siècle la commande des systèmes d'ordres fractionnaire a été le sujet de nombreux chercheurs [7,12,16,38].

En effet, en 1991 Alain Oustaloup [14] a proposé le premier régulateur d'ordre non entier appelé « CRONE » acronyme de « Commande Robuste d'Ordre Non Entier » élaboré pour donner des solutions aux problèmes de contrôle [14], des transmissions flexibles et suspensions des véhicules [39]. Depuis l'initiative de A. Oustaloup, la commande d'ordre non entier ou commande fractionnaire a attiré l'attention de plusieurs chercheurs tel que Igor Podlubny qui a proposé en 1999 le régulateur $PI^\lambda D^\mu$ qui est une forme généralisée du régulateur PID conventionnel [16]. Ensuite, les travaux de Ladaci Samir et Charef Abdelfatah ont donné les premières publications sur la commande adaptative d'ordre fractionnaire [38,40,41,42]

Dans ce chapitre, nous allons donner quelques définitions et propriétés du calcul fractionnaire, ainsi que les méthodes d'approximation des opérateurs, et des fonctions de transferts d'ordre fractionnaire.

Ensuite, nous présentons les différentes techniques de commande d'ordre fractionnaire, ainsi que les différents régulateurs d'ordre fractionnaire et les méthodes de dimensionnement des paramètres des régulateur fractionnaires.

III.2. OPERATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE

Les opérateurs d'ordre fractionnaire sont en réalité une généralisation des opérateurs de l'intégration et de différentiation conventionnelle à un ordre non entier. Les opérateurs d'ordre fractionnaires sont notés par ${}_a D_t^\alpha$, tel que a et t sont des nombres réels qui représente les bornes de l'opérateur fractionnaire, et α généralement un nombre complexe dont la partie réelle définit l'ordre de l'opérateur comme détailler par la formule suivante [36,43]:

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} & \Re(\alpha) > 0 \\ 1 & \Re(\alpha) = 0 \\ \int_a^t (dt)^\alpha & \Re(\alpha) < 0 \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

D'après cette formule on peut distinguer trois cas selon la valeur de $\Re(\alpha)$:

- Si $\Re(\alpha) > 0$, l'opérateur fractionnaire représente la dérivation fractionnaire d'ordre α .
- Si $\Re(\alpha) < 0$, l'opérateur fractionnaire représente l'intégration fractionnaire d'ordre α .
- Si $\Re(\alpha) = 0$, l'opérateur fractionnaire représente l'identité.

III.3. DEFINITIONS DES OPERATIONS D'ORDRE FRACTIONNAIRE

On trouve plusieurs définitions mathématiques pour les opérations d'intégration et de dérivation d'ordre fractionnaire. Ces définitions mènent généralement aux mêmes résultats malgré qu'ils soient des formules différentes.

III.3.1. Définition de Grunwald-Letnikov

L'une des définitions de la dérivée d'ordre fractionnaire la plus rencontrée dans la littérature est celle de Grunwald-Letnikov qui est donnée par la formule suivante [44] :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{{}_a d_t^\alpha f(t)}{dt^\alpha} = \lim_{h \rightarrow 0} \left(\frac{1}{h^\alpha} \right) \sum_{k=0}^N (-1)^k \binom{\alpha}{k} f(t - kh) \quad (\text{III. 2})$$

Avec :

$$\alpha \in \mathbb{C}, \quad \binom{\alpha}{0} = 1, \quad \binom{\alpha}{k} = \frac{\alpha(\alpha - 1) \dots (\alpha - k + 1)}{k!}, \quad a < t, N = \left\lceil \frac{t - a}{h} \right\rceil$$

Sous la condition que les dérivées $f^{(k)}(t)$, ($k = 1, 2, \dots, m + 1$) sont continus dans l'intervalle $[a, t]$.

Cette définition peut être mise sous la forme suivante [40].

$$\frac{{}_a d_t^\alpha f(t)}{dt^\alpha} = \sum_{k=0}^m \frac{f^{(k)}(a)(t - a)^{-\alpha+k}}{\Gamma(-\alpha + k + 1)} + \frac{1}{\Gamma(-\alpha + m + 1)} \int_a^t (t - \tau)^{m-\alpha} f^{(m+1)}(\tau) d\tau \quad (\text{III. 3})$$

Où : m est un nombre entier tel que $m < \Re(\alpha) < (m + 1)$ et $\Gamma(\alpha)$ et la fonction gamma donnée par :

$$\Gamma(\alpha) = \int_0^{\infty} e^{-x} x^{\alpha-1} dx$$

III.3.2. Définition de Riemann-Liouville

La définition de Riemann-Liouville est inspirée de la formule de Cauchy suivante :

$${}_a D_t^n f(x) = \int_a^t \frac{(t - x)^{n-1}}{n!} f(x) dx \quad (\text{III. 4})$$

La forme générale de définition de Riemann-Liouville qui donne la formule de la dérivé et la formule de l'intégrale fractionnaires est la suivante.

$${}_a D_t^\alpha f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t (t-x)^{-\alpha-1} f(x) dx & \Re(\alpha) > 0 \\ f(x) & \Re(\alpha) = 0 \\ \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_a^t (t-x)^{\alpha-1} f(x) dx & \Re(\alpha) < 0 \end{cases} \quad (\text{III. 5})$$

Avec f une fonction localement intégrable définie sur l'intervalle $[t_0, +\infty]$, et n et un entier tel que $n - 1 < \alpha < n$.

III.3.3. Définition de Caputo

Durant ses travaux sur la dissipation dans un matériau viscoélastique linéaire à la fin des années 60, Caputo a proposé une nouvelle définition de la dérivation d'ordre fractionnaire d'ordre α dont l'expression mathématique est la suivante [45] :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(r-\alpha)} \int_a^t (t-x)^{r-\alpha-1} f^r(x) dx \quad (\text{III. 6})$$

Avec r est un entier positif vérifiant la relation : $r - 1 < \alpha < r$ et $f^r(x)$ étant la dérivée d'ordre r de la fonction $f(x)$ par rapport a x .

III.4. PROPRIÉTÉS DES OPÉRATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE

Les opérateurs d'ordre fractionnaire sont une généralisation des opérateurs d'ordre entier, donc ils auront les mêmes propriétés dont on cite les principales ci-dessous [44] :

- La dérivée d'ordre fractionnaire d'une fonction analytique de x est une fonction analytique de x et α .
- Si l'ordre de l'opérateur fractionnaire $\alpha = 0$ alors ${}_a D_t^\alpha f(t)$ et l'opérateur identité :
 ${}_a D_t^0 f(t) = f(t)$.
- Si l'ordre de dérivation ou d'intégration α est un entier, l'opérateur ${}_a D_t^\alpha f(t)$ donnera le même résultat que l'opérateur d'ordre entier.
- L'opération d'ordre fractionnaire ${}_a D_t^\alpha f(t)$ est linéaire :
 ${}_a D_t^\alpha (a.f(t) + b.g(t)) = a. {}_a D_t^\alpha f(t) + {}_a D_t^\alpha g(t)$
- L'opération d'ordre fractionnaire ${}_a D_t^\alpha f(t)$ est additive sous certaines conditions :
 ${}_a D_t^\alpha ({}_a D_t^\beta f(t)) = {}_a D_t^\beta ({}_a D_t^\alpha f(t)) = {}_a D_t^{\alpha+\beta} f(t)$

III.5. Transformée de Laplace des opérateurs d'ordre fractionnaire

La transformée de Laplace rend les équations à opérateurs d'ordre fractionnaire plus simple qu'en domaine temporel. La différence entre les formules des définitions des opérateurs D'ordre fractionnaire mène à plusieurs définitions de la transformée de Laplace [46].

III.5.1. Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire

Dans ce qui suit nous allons présenter les définitions de la transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire selon Grunwald-Letnikov, Riemann-Liouville et Caputo.

Selon Grunwald-Letnikov, La transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire d'ordre α est donnée par :

$$L\{D^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(x) \quad (\text{III. 7})$$

La transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire α selon Riemann-Liouville est donnée par l'équation suivante :

$$L\{D^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(x) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k [D^{\alpha-k-1}]_{t=0} \quad (\text{III. 8})$$

L'application de la transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire α selon Riemann-Liouville est très limitée à cause de l'absence d'interprétation physique des valeurs initiales des dérivées d'ordre fractionnaire pour $t = 0$ [16].

La transformation de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire α la plus utilisée est celle de Caputo, à cause des valeurs initiales conventionnelles et faciles à interpréter. Selon Caputo la transformation de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire α est donné par [46]:

$$L\{D^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(x) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{k-\alpha-1} f^k(0) \quad (\text{III. 9})$$

III.5.2. Transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire

Contrairement à la transformée de Laplace du dérivé d'ordre fractionnaire qui avait une formule pour chaque définition des opérateurs d'ordre fractionnaire. La formule de la transformé de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire est unifiée pour les trois définitions.

En se basant sur la définition du produit de convolution de deux fonctions, l'équation III.5 qui donne la formule de l'intégrale d'ordre fractionnaire selon Riemann-Liouville prendra la forme suivante [46] :

$${}_a D_t^\alpha f(x) = {}_a I_t^\alpha f(x) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_a^t (t-x)^{\alpha-1} f(x) dx = g(t) * f(t) \quad (\text{III. 10})$$

Avec : $g(t) = t^{\alpha-1}$ et « * » représente le produit de convolution de deux fonctions.

Notons que la transformée de Laplace de la fonction $g(t)$ est donné par :

$$G(s) = L\{g(t)\} = L\{t^{\alpha-1}\} = \Gamma(\alpha). s^{-\alpha} \quad (\text{III. 11})$$

D'autre part, la transformée de Laplace de du convolution de deux fonctions est donnée par la formule suivante :

$$L\{g(t) * f(t)\} = G(s). F(s) \quad (\text{III. 12})$$

D'où en peut déduire la formule générale de la transformé de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire qui est donnée par :

$$L\{I^\alpha f(t)\} = s^{-\alpha} \cdot F(s) \quad (\text{III. 13})$$

III.6. APPROXIMATION DE L'INTEGRATEUR D'ORDRE FRACTIONNAIRE

Les techniques d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire les plus reconnues dans la littérature, sont basées sur les fonctions rationnelles dans le domaine fréquentiel. Ces approximations sont appelées approximations analogiques.

D'une manière générale, une approximation de la fonction d'ordre fractionnaire $F(s) = s^{-\alpha}$ avec $0 < \alpha < 1$ peut être réalisée par la méthode de l'expansion par fractions continues [18]. Outre l'utilisation des fractions continues, il existe plusieurs méthodes d'approximation par des fonctions rationnelles.

III.6.1. Méthode de Carlson

La méthode Carlson est inspirée de la formule de Newton utilisée pour l'approximation récursive de la racine d'ordre n . La méthode de Carlson est obtenue en supposant la relation suivante [18]:

$$H(s) = (G(s))^\alpha \quad (\text{III. 14})$$

Avec $G(s)$ est une fonction de transfert rationnelle et $H(s)$ est une fonction de transfert d'ordre fractionnaire. De plus, si on pose : $\alpha = 1/q$ et $m = q/2$, nous pouvons tirer la formule de Carlson pour l'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire suivante [18,47]:

$$H_i(s) = H_{i-1}(s) \frac{(q-m)(H_{i-1}(s))^2 + (q+m)G(s)}{(q+m)(H_{i-1}(s))^2 + (q-m)G(s)} \quad (\text{III. 15})$$

Tel que la valeur initiale est $H_0(s) = 1$.

III.6.2. Méthode de Matsuda

La méthode d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire proposée par Matsuda consiste à faire une approximation d'une fonction $f(s)$ par une fonction rationnelle, en utilisant la technique de l'expansion par fractions continues « CFE ». Ensuite, ajuster ses coefficients en choisissant k dans le domaine d'approximation $[\omega_b, \omega_h]$ tel que [19]:

$$\hat{f}(s) = a_0 + \frac{s - \omega_0}{a_1 + \frac{s - \omega_1}{a_2 + \frac{s - \omega_2}{a_3 + \dots}}} \quad (\text{III. 16})$$

Avec : $a_i = f_i(\omega_i)$, $f_0(\omega_0) = f(\omega_0)$, $f_{i+1}(s) = \frac{s - \omega_0}{f_i(s) - a_i}$, $i = 1, 2, 3, \dots, k$

III.6.3. Méthode de Oustaloup

La méthode d'Oustaloup est basée sur l'approximation de la fonction $f(s) = s^\alpha$ sur le domaine $[\omega_b, \omega_h]$ par la formule suivante [20] :

$$\hat{f}(s) = C \prod_{k=1}^N \frac{1 + s/\omega_k}{1 + s/\omega'_k} \quad (\text{III. 17})$$

Tel que :

$$\eta = \left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{(1-\alpha)/N}, \quad \xi = \left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{\alpha/N}, \quad \omega_1 = \omega_b \sqrt{\eta}, \quad \omega'_1 = \xi \omega_1,$$

$$\omega'_k = \xi \omega_k; k = 1, \dots, N, \quad \omega'_{k+1} = \eta \cdot \omega'_k; k = 1, \dots, (N-1)$$

III.6.4. Méthode de Charef

III.6.4.1. Approximation de l'opérateur intégrateur d'ordre fractionnaire

La méthode d'approximation de Charef de l'opérateur intégrateur est basée sur la supposition que la fonction de transfert d'un intégrateur d'ordre fractionnaire $I(s) = \frac{1}{s^\alpha}$, avec $0 < \alpha < 1$ dans une bande de fréquence donnée $[\omega_b, \omega_h]$, peut-être modélisé par un pôle à puissance fractionnaire comme suit [21,48]:

$$I(s) = \frac{1}{(1 + s/\omega_c)^\alpha} \quad (\text{III. 18})$$

Cette nouvelle fonction de transfert irrationnelle est approximée par une fonction de transfert rationnelle par la formule suivante :

$$I(s) = \frac{1}{(1 + s/\omega_c)^\alpha} \cong \frac{\prod_{k=1}^{N-1} (1 + s/z_k)}{\prod_{k=1}^N (1 + s/p_k)} \quad (\text{III. 19})$$

Avec :

$$p_k = (ab)^k \cdot p_0, \quad k = 0, 1, \dots, N; \quad z_k = (ab)^k a \cdot p_0, \quad k = 0, 1, \dots, N$$

$$N = \text{entier} \left(\frac{\log \left(\frac{\omega_{max}}{p_0} \right)}{\log(ab)} \right) + 1, \quad a = 10^{\left(\frac{y}{10(1-\alpha)} \right)}, \quad b = 10^{\left(\frac{y}{10\alpha} \right)}, \quad z_0 = \omega_c \sqrt{b}, \quad p_0 = a \cdot z_0$$

III.6.4.2. Approximation de l'opérateur dérivateur d'ordre Fractionnaire

De la même manière que pour l'approximation de l'intégrateur d'ordre fractionnaire,

Charef considère que l'opérateur dérivateur d'ordre fractionnaire $f(s) = s^\beta$ peut-être modélisé par un zéro à puissance fractionnaire [21,48] :

$$D(s) = (1 + s/\omega_c)^\alpha \quad (\text{III. 20})$$

L'approximation de cette nouvelle forme est donnée par :

$$D(s) = (1 + s/\omega_c)^\alpha \cong \frac{\prod_{k=1}^{N-1} (1 + s/z_k)}{\prod_{k=1}^N (1 + s/p_k)} \quad (\text{III. 21})$$

Avec :

$$p_k = (ab)^k \cdot a \cdot z_0, \quad k = 0, 1, \dots, N; \quad z_k = (ab)^k z_0, \quad k = 0, 1, \dots, N$$

$$N = \text{entier} \left(\frac{\log \left(\frac{\omega_{max}}{z_0} \right)}{\log(ab)} \right) + 1, \quad a = 10^{\left(\frac{y}{10(1-\alpha)} \right)}, \quad b = 10^{\left(\frac{y}{10\alpha} \right)}, \quad p_0 = \omega_c \sqrt{b}, \quad z_0 = a \cdot p_0$$

III.7. COMMANDE D'ORDRE FRACTIONNAIRE

L'objectif de la synthèse d'un système asservis est de concevoir des régulateurs permettant de satisfaire des performances précises tel que la stabilité, la rapidité et surtout la robustesse. En effet, les performances d'un système asservis se voient sur son comportement autour de sa fréquence de coupure [49]. Le but de l'utilisation d'une commande d'ordre fractionnaire est d'avoir une phase plate autour de sa fréquence de coupure, pour garantir l'iso-amortissement du système ce qui rend le système, en boucle fermée robuste aux variations du gain.

Bode fut le premier à proposer une fonction de transfert idéale, dont la phase est plate et indépendante du gain et de la fréquence de coupure. Cette fonction sera ensuite une référence pour les chercheurs dans le domaine de la robustesse des systèmes.

III.7.1. La fonction idéale de Bode

Pendant ses travaux sur la conception des amplificateurs 1945, Bode a proposé une forme idéale de la fonction de transfert garantissant une phase plate. Cette fonction de transfert est donnée par [50]:

$$H(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_c} \right)^\alpha} \quad (\text{III. 22})$$

Avec $0 < \alpha < 2$ et ω_c la fréquence de coupure du gain et α est la pente de la caractéristique du gain.

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

$$G(s) = \frac{H(s)}{1 + H(s)} = \frac{K}{K + s^\alpha}, \quad K = \omega_c^\alpha \quad (\text{III. 23})$$

La réponse fréquentielle de la fonction de transfert idéale de Bode est représentée sur la figure ci-dessous.

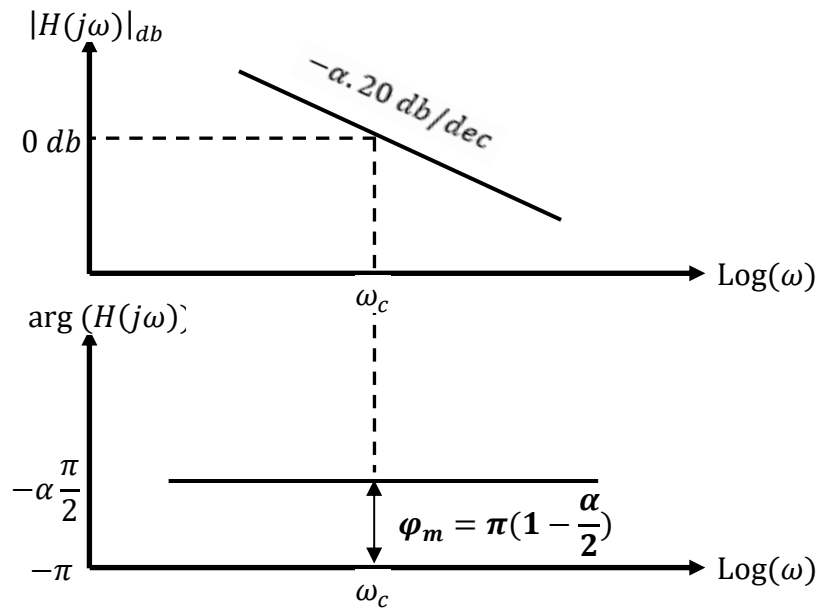


Figure III.1 Tracé de Bode de la fonction de transfert $H(s)$.

On remarque que la phase de la fonction idéale de Bode est plate et indépendante du gain et de la fréquence de coupure ω_c , cette caractéristique donne dans le domaine temporel un dépassement constant et indépendant du gain [51].

III.7.2. La commande CRONE

La commande CRONE acronyme de « Commande Robuste d'Ordre Non Entier » a été proposée par Oustaloup au début des années 90 [14]. En effet, Oustaloup a fait des études sur les commandes d'ordre fractionnaire pour le contrôle des systèmes dynamiques, ces derniers ont montré la supériorité de la commande d'ordre fractionnaire sur le PID [52,53].

La commande CRONE prend comme référence les performances de la fonction de transfert idéale de Bode. Son objectif est alors d'obtenir en boucle ouverte une marge de phase constante autour de la fréquence de coupure ω_c , ou plus précisément dans une bande de fréquence $[\omega_b, \omega_h]$ tel que $\omega_c \in [\omega_b, \omega_h]$.

Oustaloup a donc développé un correcteur permettant d'assurer des performances similaires à celles de la fonction idéale de Bode dans une bande de fréquence donnée. Trois générations de la commande CRONE ont été développées, et utilisées selon le comportement fréquentiel du système [53].

III.7.2.1. La commande CRONE de première génération

Autour de la fréquence ω_c , le régulateur CRONE de première génération est défini par la transmittance d'ordre non entier bornée en fréquence comme suit [53-55] :

$$C_1(s) = C_0 \left(\frac{1 + s/\omega_l}{1 + s/\omega_h} \right)^\alpha \quad (\text{III. 24})$$

Ce régulateur peut être approximé selon la méthode de Oustaloup par une transmittance d'ordre entier, obtenue par à une distribution récursive de N zéros et de N pôles réels, soit :

$$\hat{C}_1(s) = C \prod_{k=1}^N \frac{1 + s/\omega_k}{1 + s/\omega'_k} \quad (\text{III. 25})$$

Les paramètres C , ω_k et ω'_k peuvent être calculer par la méthode de Oustaloup comme détaillé au paragraphe §III.6.3.

La commande CRONE de première génération est bien adaptée aux procédés dont la fréquence de coupure ω_c est située dans la bande de fréquence $[\omega_b, \omega_h]$ [54,55].

III.7.2.2. La commande CRONE de deuxième génération

Le but de cette technique est d'annuler les variations de la marge de phase de la réponse fréquentielle en boucle ouverte. Autrement dit, obtenir une fonction de transfert en boucle ouverte semblable à la fonction idéale de Bode [54,55]. L'objectif donc n'est pas la rechercher d'un correcteur fractionnaire $C(s)$, mais plutôt de considérer une fonction de transfert de la forme $H(s) = C_2(s) \cdot G_{sys}(s)$ dont le comportement est semblable à la fonction idéale de Bode, puis d'en déduire le correcteur [53].

En supposant que la fonction de transfert $H(s)$ aie la forme suivante :

$$\begin{aligned} H(s) \\ &= \left(\frac{\omega_c}{s}\right)^\alpha \end{aligned} \quad (\text{III. 26})$$

La commande CRONE de deuxième génération consiste à choisir la fonction de transfert de son correcteur comme suit :

$$C_2(s) = \frac{H(s)}{G_{sys}(s)} \quad (\text{III. 27})$$

Tel que $G_{sys}(s)$ représente la fonction de transfert du système à commander.

Cette génération de la commande CRONE est utilisée lorsque la commande CRONE de première génération n'arrive pas à assurer une phase constante autour de la fréquence de coupure ω_c [53].

III.7.2.3. La commande CRONE de troisième génération

On fait appel à la commande CRONE de troisième génération quand le procédé est entaché des incertitudes de nature variée autre que les incertitudes sur le gain. Contrairement à la commande CRONE de deuxième génération qui assure une phase constante, ce qui se traduit par un segment de droite verticale sur le diagramme de Nichols, la commande CRONE de troisième génération considère un segment de droite sur le diagramme de Nichols mais de direction et de position quelconques adaptée selon les critères du cahier de charge [54].

Pour réaliser cet objectif, l'ordre réel α de l'intégrateur est remplacé par un ordre complexe $\gamma = (a + ib)$. La partie réelle a détermine le placement en phase du segment de droite sur le plan de Nichols, tandis que la partie imaginaire b définit son inclinaison par rapport à la verticale. On obtient ainsi la fonction de transfert d'un intégrateur fractionnaire complexe suivante [53-55].

$$H(s) = \Re_i \left(\frac{\omega_c}{s} \right)^\gamma, \quad \gamma = (a + ib) \in \mathbb{C}_i \text{ et } s = j\omega \in \mathbb{C}_j \quad (\text{III. 28})$$

Cette fonction peut être simplifiée sous la forme ci-dessous :

$$H(s) = \left(\frac{\omega_c}{s} \right)^a \left(\cosh \left(b \frac{\pi}{2} \right) \right)^{\text{sing}(b)} \left(\cos \left(b \cdot \ln \left(\frac{\omega_c}{s} \right) \right) \right)^{-\text{sing}(b)} \quad (\text{III. 29})$$

Le régulateur CRONE-3 sera donc défini par :

$$C_3(s) = \frac{H(s)}{G_{\text{sys}}(s)} \quad (\text{III. 30})$$

III.7.3. Le correcteur d'ordre fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$

Après que Oustaloup a démontré la supériorité des correcteurs fractionnaire sur le régulateur entier, plusieurs chercheurs se sont dirigés vers la commande fractionnaire. Parmi ces chercheurs on trouve Igor Podlubny qui a proposé en 1999 la forme fractionnaire du correcteur PID contenant un intégrateur et un dérivateur d'ordre fractionnaire, dont la fonction de transfert est donnée par [16] :

$$C(s) = K_p + K_I s^{-\lambda} + K_D s^\mu \quad (\text{III. 31})$$

Avec : $\lambda, \mu > 0$, On note que pour $\lambda = \mu = 1$ le correcteur $PI^\lambda D^\mu$ prendra la forme d'un correcteur PID d'ordre entier.

Cette nouvelle forme du correcteur PID est plus flexible, et donne plus de possibilités pour le réglage. Par conséquent, le correcteur $PI^\lambda D^\mu$ a amélioré considérablement les performances du correcteur PID d'ordre entier [16].

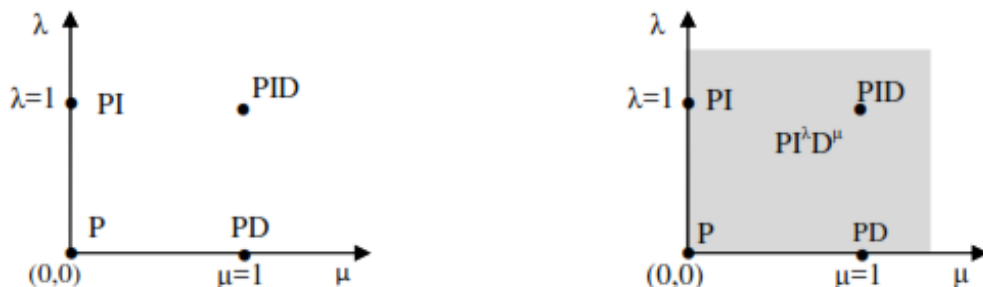


Figure III.2 Les correcteurs PID et $PI^\lambda D^\mu$ dans le plan (λ, μ)

Le correcteur $PI^\lambda D^\mu$ possède une infinité de possibilités de réglage grâce à ses cinq degrés de liberté. En effet, en plus des trois paramètres du correcteurs PID d'ordre entier K_p ,

K_I et K_D , le correcteur $PI^\lambda D^\mu$ en possède deux en plus qui sont : l'ordre d'intégration réel λ et l'ordre de dérivation μ .

III.7.3.1. Approximation du correcteur $PI^\lambda D^\mu$

La fonction de transfert du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ est une somme d'une constante réelle K_P , d'un intégrateur d'ordre fractionnaire K_I/s^λ , et d'un dérivateur d'ordre fractionnaire $K_D \cdot s^\mu$. Son approximation par une fonction rationnelles peut être réalisée par une des méthodes présentées au paragraphe §III.6. La fonction de transfert du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ peut être remplacée par son approximation dans une bande de fréquences $[\omega_b, \omega_h]$ selon la méthode de Oustaloup par la formule suivante :

$$\hat{C}(s) = K_P + K_I \cdot C_1 \prod_{k=1}^N \frac{1 + s/\omega_{1k}}{1 + s/\omega'_{1k}} + K_D \cdot C_2 \prod_{k=1}^N \frac{1 + s/\omega_{2k}}{1 + s/\omega'_{2k}} \quad (\text{III. 32})$$

Les paramètres $C_1, C_2, \omega_{1k}, \omega_{2k}, \omega'_{1k}$ et ω'_{2k} peuvent être calculés par la méthode de Oustaloup comme détaillée au paragraphe §III.6.3.

III.7.3.2. Implémentation analogique du correcteur $PI^\lambda D^\mu$

Le correcteur fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$ étant formé d'une somme d'un élément proportionnel, d'un élément intégrateur et d'un autre élément dérivateur ce qui donne la structure de la figure III.3.

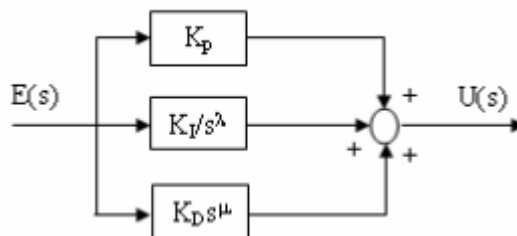


Figure III.3 Structure du correcteur fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$

Tous les éléments en parallèle de la structure du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ peuvent être réalisés séparément par des amplificateurs opérationnels et des éléments passifs, pour former une implémentation analogique comme présenté sur la figure suivante [24,48,56]:

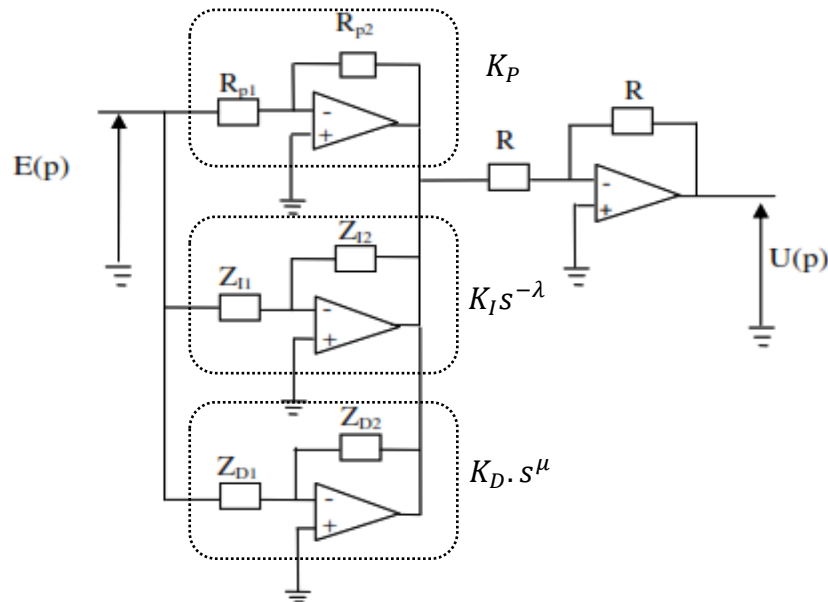


Figure III.4 implimentation analogique du correcteur fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$

Les paramètres du correcteur sont alors définis par :

$$K_P = \frac{R_{P2}}{R_{P1}}, \quad K_I s^{-\lambda} = \frac{Z_{I2}}{Z_{I1}}, \quad K_D \cdot s^\mu = \frac{Z_{D2}}{Z_{D1}}$$

III.7.4. Le correcteur d'ordre fractionnaire $(PID)^\alpha$

Le correcteur d'ordre fraction de la forme $(PI)^\alpha$ a été le sujet de plusieurs travaux de recherche tel que [5,21,22,57,58]. De plus, CY. Wang dans [21] a prouvé son efficacité et même sa supériorité sur le correcteur fractionnaire de la forme PI^α .

La fonction de transfert du correcteur d'ordre fractionnaire de la forme $(PID)^\alpha$ est donnée par la formule suivante :

$$C(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \right)^\alpha \tag{III. 33}$$

Cette formule peut être écrite sous la forme :

$$C(s) = \left(\frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s} \right)^\alpha$$

Ce qui donne :

$$C(s) = K \cdot \left(1 + \frac{s}{Z_1} \right)^\alpha \cdot \left(1 + \frac{s}{Z_2} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{s} \right)^\alpha \tag{III. 34}$$

Cette fonction de transfert est formée du produit de deux dérivateurs et d'un intégrateur d'ordre fractionnaire, et peuvent être remplacés par leurs approximations par la méthode de Charef détaillée au paragraphe §III.6.4. Elle prendra la forme suivante :

$$\hat{C}(s) = \frac{\prod_{k=1}^{N-1} (1 + s/z_k)}{\prod_{k=1}^N (1 + s/p_k)} \cdot \frac{\prod_{i=1}^{N-1} (1 + s/z_i)}{\prod_{i=1}^N (1 + s/p_i)} \cdot \frac{\prod_{r=1}^{N-1} (1 + s/z_r)}{\prod_{r=1}^N (1 + s/p_r)} \tag{III. 35}$$

Les paramètres de cette fonction de transfert peuvent être calculés par la méthode de Charef détaillée au paragraphe §III.6.4.

III.7.5. Le correcteur d'ordre fractionnaire *TID*

Le correcteur *TID* (Tilt Integral Derivative Controller) a été inventé par Boris J. Lurie en 1993 [59]. Le *TID* est un correcteur d'ordre fractionnaire dont la structure semblable à celle du correcteur *PID* conventionnel, mais sa composante proportionnelle *P* est multipliée par un intégrateur d'ordre fractionnaire de la forme $\frac{1}{s^{1/r}}$ ou *r* est un nombre réel non nul. La fonction de transfert du *TID* est donnée par :

$$C(s) = K_T \cdot s^{-\frac{1}{r}} + K_I \cdot s^{-1} + K_D \cdot s \quad (\text{III. 36})$$

La fonction de transfert du correcteur *TID* comporte un seul opérateur fractionnaire, qui peut être remplacée par son approximation par l'une des méthodes présentées au paragraphe §III.5. En utilisant la méthode de Oustaloup par exemple, sa fonction de transfert prendra la forme suivante :

$$\hat{C}(s) = K_T \cdot C \prod_{k=1}^N \frac{1 + s/\omega_k}{1 + s/\omega'_k} + K_I \cdot s^{-1} + K_D \cdot s \quad (\text{III. 37})$$

Le correcteur *TID* présente des caractéristiques proches de celles de la fonction idéale de Bode comme il assure un meilleur rejet de perturbations ce qui lui donne la supériorité par rapport au correcteur *PID* conventionnel [59,60].

III.8. CONCLUSION

Au début de ce chapitre, nous avons présenté des initiations au calcul fractionnaire en commençant par les définitions des opérateurs d'ordre fractionnaire dans le domaine temporel selon les points de vue des mathématiciens les plus reconnus. Ensuite, nous avons passé au domaine de Laplace par l'application de la transformation de Laplace sur les opérateurs d'ordre fractionnaire.

Pour faciliter la manipulation des équations différentielles d'ordre fractionnaire, ainsi que leurs implémentations analogiques, des techniques d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire dans le domaine de Laplace par des fonctions d'ordre entier ont été présentées. Finalement, nous avons donné la structure des différentes commandes d'ordre fractionnaire tel que la commande CRONE, le correcteur *PID* fractionnaire et le correcteur *TID*.

CHAPITRE IV

CONCEPTION DES REGULATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE

IV.1. INTRODUCTION

La conception des régulateurs est une étape très importante et très sensible dans le dimensionnement de la commande des processus industriels. Les régulateurs conventionnels PI ou PID sont sans doute les régulateurs les plus utilisés dans l'industrie en raison de la simplicité et de l'efficacité que présente ce type des régulateurs [61]. Le progrès scientifique et technologique a permis d'introduire la théorie du calcul fractionnaire dans le domaine de la modélisation et du contrôle des systèmes électriques [5,14-16]. En 1999 Igor Podlubny dans [16] a proposé une forme généralisée du régulateur PID conventionnel, en introduisant une intégration et une dérivation non entières d'ordre λ et μ respectivement, ce qui a donné la forme d'un régulateur PID fractionnaire suivante $PI^\lambda D^\mu$ [16,18,35,48,56].

Une autre forme des régulateurs fractionnaires était le sujet de recherche de plusieurs chercheurs, elle consiste à élever la fonction de transfert du correcteur conventionnel PI ou PID à une puissance fractionnaire α pour obtenir la forme du correcteur fractionnaire suivant $(PID)^\alpha$ [5,17,23,57,58].

L'objectif de ce chapitre est de faire la conception des deux formes de régulateurs PI fractionnaire pour le contrôle des puissances active et réactive de la MADA. La conception du régulateur $(PI)^\alpha$ se fera par la méthode analytique dans le domaine fréquentiel, et celle du régulateur PI^α se fera par les techniques d'optimisation à cause de la complexité de la méthode analytique de ce type de régulateurs. Les résultats de simulations seront ensuite comparés aux résultats obtenus par le régulateur PI conventionnel.

IV.2. METHODOLOGIE DE LA CONCEPTION DS REGULATEURS

Le dimensionnement des régulateurs a pour objectif de vérifier les différentes critère (stabilité, robustesse, rapidité...) qui peut être réalisé dans le domaine temporel aussi bien que dans le domaine fréquentiel [5,17,63-65]. Pour la conception des régulateurs on a utilisé deux méthodes. Une méthode analytique basée sur le calcul mathématique et une autre méthode basée sur la technique d'optimisation métaheuristique PSO (Particle swarm optimization).

IV.2.1. La méthode analytique

La méthode analytique proposée pour le réglage des paramètres du régulateur fractionnaire de la forme $(PI)^\alpha$, est basée sur trois critères principaux dans le domaine fréquentiel à savoir : La marge de phase, la robustesse vis-à-vis la variation du gain et la limitation du gain à la fréquence de coupure ω_c [5,17,66]. En plus de ces trois critères, on ajoute deux autres critères de robustesse aux bruits extérieurs, à savoir : Les critères de sensibilité et

de sensibilité complémentaire afin d'affiner les performances du régulateur en termes de stabilité et de rejet des perturbations.

IV.2.1.1. La marge de phase φ_m

La marge de phase est un critère de robustesse importante. Il peut également être considéré comme un indicateur de performance car il est lié à l'amortissement des oscillations du système [16,17,63,64,66]. L'équation de la marge de phase est donnée par :

$$\arg[H(s)] = \arg[C(s).P(s)] = \varphi_m - \pi \quad (IV.1)$$

Tel que : φ_m est la marge de phase voulue, $P(s)$ la fonction de transfert du système à contrôler, $C(s)$ la fonction de transfert du régulateur fractionnaire $(PI)^\alpha$ et $H(s)$ la fonction de transfert du processus complet (système + régulateur).

Le système à contrôler dans notre cas est la machine asynchrone à double alimentation (MADA), dont la fonction de transfert est de premier ordre défini dans le deuxième chapitre par l'équation (II.16) :

$$P(s) = \frac{K}{1 + \sigma\tau_r \cdot s} \quad (IV.2)$$

D'autre part, la fonction de transfert du régulateur fractionnaire est donnée par :

$$C(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)^\alpha \quad (IV.3)$$

D'où nous pouvons écrire :

$$\arg[H(s)] = \arg\left[\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)^\alpha \cdot \frac{K}{1 + \sigma\tau_r \cdot s}\right] = \varphi_m - \pi \quad (IV.4)$$

En remplaçant l'opérateur de Laplace s par $j\omega$ on trouve :

$$\arg[H(s)] = \arg\left[\left(K_p + \frac{K_i}{j\omega}\right)^\alpha \cdot \frac{K}{1 + \sigma\tau_r \cdot j\omega}\right] = \varphi_m - \pi \quad (IV.5)$$

Ce qui donne à la fréquence de coupure ω_c :

$$-\alpha \cdot \arctan\left(\frac{K_i}{K_p \cdot \omega_c}\right) - \arctan(\sigma \cdot \tau_r \cdot \omega_c) = \varphi_m - \pi \quad (IV.6)$$

D'où on trouve :

$$\frac{K_i}{K_p \cdot \omega_c} = \tan\left[\frac{\varphi_m - \pi - \arctan(\sigma \cdot \tau_r \cdot \omega_c)}{\alpha}\right] \quad (IV.7)$$

On peut finalement écrire :

$$K_i = K_p \cdot \omega_c \cdot \tan\left(\frac{A}{\alpha}\right) \quad (IV.8)$$

Avec A est une constante indépendante des paramètres du régulateur dont l'expression est donnée par :

$$A = \varphi_m - \pi - \arctan(\sigma \cdot \tau_r \cdot \omega_c)$$

L'équation (IV.8) donne une relation simple entre les trois paramètres du régulateur fractionnaire.

IV.2.1.2. La robustesse aux variations du gain

Ce critère est également appelé critère d'iso-amortissement dans le domaine temporel. Cela garantit que la phase du système en boucle ouverte est plate autour de la fréquence de coupure, ce qui signifie que le système est plus robuste aux changements de gain et que le dépassement de la réponse est quasi constant et indépendant de la valeur du gain [17,63,64].

$$\left. \frac{d(\arg [H(s)])}{d\omega} \right|_{\omega_c} = \left. \frac{d(\arg [C(s).P(s)])}{d\omega} \right|_{\omega_c} = 0 \quad (\text{IV. 9})$$

En remplaçant les fonctions de transferts par leurs expressions on trouve :

$$\left. \frac{d}{d\omega} \left(\arg \left(K_p + \frac{K_i}{j\omega} \right)^\alpha + \arg \left(\frac{K}{1 + \sigma\tau_r j\omega} \right) \right) \right|_{\omega_c} = 0$$

$$\left. \frac{d}{d\omega} \left(-\alpha \cdot \arctan \left(\frac{K_i}{K_p \cdot \omega} \right) - \arctan(\sigma \cdot \tau_r \cdot \omega) \right) \right|_{\omega_c} = 0 \quad (\text{IV. 10})$$

Après dérivation au point de la fréquence de coupure du gain, on aura la formule suivante :

$$\alpha \cdot \frac{K_i / (K_p \cdot \omega_c^2)}{1 + (K_i / (K_p \cdot \omega_c))^2} - \frac{\sigma \cdot \tau_r}{1 + (\sigma \cdot \tau_r \cdot \omega_c)^2} = 0 \quad (\text{IV. 11})$$

Après simplification, on obtient la formule ci-dessous :

$$\alpha \cdot \frac{K_i / (K_p \cdot \omega_c^2)}{1 + (K_i / (K_p \cdot \omega_c))^2} = B \quad (\text{IV. 12})$$

Avec B est une constante indépendante des paramètres du régulateur tel que :

$$B = \frac{\sigma \cdot \tau_r}{1 + (\sigma \cdot \tau_r \cdot \omega_c)^2}$$

La relation (IV.12) lie les trois paramètres du régulateur fractionnaire.

IV.2.1.3. La limitation du gain

Ce critère a pour objectif d'assurer un gain nul à la fréquence de coupure choisie ω_c . Autrement, les deux critères précédents à savoir la marge de phase et la robustesse aux variations du gain n'auront pas de sens, car ils sont vérifiés sous l'hypothèse d'une fréquence de coupure égale à ω_c [5,17].

La formule de ce critère est donnée par :

$$|H(j\omega)|_{\omega_c} = |C(j\omega).P(j\omega)|_{\omega_c} = 1 \quad (\text{IV. 13})$$

En introduisant les expressions des fonctions de transfert, et en calculant leurs modules à la fréquence de coupure on trouve :

$$\left[(K_p)^2 + \left(\frac{K_i}{\omega_c} \right)^2 \right]^{\frac{\alpha}{2}} \cdot \left[\frac{K^2}{1 + (\sigma \cdot \tau_r \cdot \omega_c)^2} \right]^{\frac{1}{2}} = 1 \quad (\text{IV. 14})$$

Après simplifications on peut écrire :

$$(K_p)^2 + \left(\frac{K_i}{\omega_c} \right)^2 = \left(\frac{\sigma \cdot \tau_r}{K^2 \cdot B} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \quad (\text{IV. 15})$$

En substituant (IV. 8) dans (IV. 15) on trouve :

$$(K_p)^2 + \left(K_p \cdot \tan \left(\frac{A}{\alpha} \right) \right)^2 = \left(\frac{\sigma \cdot \tau_r}{K^2 \cdot B} \right)^{\frac{1}{\alpha}}$$

D'où :

$$K_p^2 \left(1 + \tan^2 \left(\frac{A}{\alpha} \right) \right) = \left(\frac{\sigma \cdot \tau_r}{K^2 \cdot B} \right)^{\frac{1}{\alpha}}$$

Finalement on trouve :

$$K_p = \left[\frac{\left(\frac{\sigma \cdot \tau_r}{K^2 \cdot B} \right)^{\frac{1}{\alpha}}}{1 + \tan^2 \left(\frac{A}{\alpha} \right)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{IV. 16})$$

Cette expression donne la relation entre le gain proportionnel K_p et l'ordre d'intégration α du régulateur fractionnaire.

D'autre part, en substituant l'équation (IV. 8) dans l'équation (IV. 12) on peut tirer l'équation suivante :

$$\alpha \cdot \frac{K_p \cdot \omega_c \cdot \tan \left(\frac{A}{\alpha} \right) / (K_p \cdot \omega_c^2)}{1 + \left(K_p \cdot \omega_c \cdot \tan \left(\frac{A}{\alpha} \right) / (K_p \cdot \omega_c) \right)^2} = B$$

D'où on trouve après simplification :

$$\frac{\alpha}{\omega_c} \cdot \frac{\tan \left(\frac{A}{\alpha} \right)}{1 + \tan^2 \left(\frac{A}{\alpha} \right)} = B \quad (\text{IV. 17})$$

On remarque facilement que l'équation (IV. 17) peut être mise sous la forme de la formule trigonométrique suivante :

$$\frac{2 \cdot \tan(\theta)}{1 + \tan^2(\theta)} = \sin(2\theta) \quad (\text{IV. 18})$$

Avec : $\theta = A/\alpha$

D'où l'équation (IV. 17) peut être mise sous la forme suivante :

$$\frac{\alpha}{\omega_c} \cdot \frac{1}{2} \sin \left(2 \cdot \frac{A}{\alpha} \right) = B$$

D'où on tire :

$$\sin\left(2 \cdot \frac{A}{\alpha}\right) = \frac{2 \cdot B \cdot \omega_c}{\alpha} \quad (\text{IV. 19})$$

En divisant les deux côtés de cette équation par $2 \cdot A/\alpha$, on obtient :

$$\frac{\sin\left(2 \cdot \frac{A}{\alpha}\right)}{2 \cdot \frac{A}{\alpha}} = \frac{B\omega_c}{A} \quad (\text{IV. 20})$$

Cette équation a la forme d'une fonction trigonométrique connue sous le nom de sinus cardinal notée par l'abréviation « *sinc* » définie par :

$$\frac{\sin(\theta)}{\theta} = \text{sinc}(\theta) \quad (\text{IV. 21})$$

Finalement, on peut tirer la formule suivante :

$$\text{sinc}\left(2 \cdot \frac{A}{\alpha}\right) = \frac{B\omega_c}{A} \quad (\text{IV. 22})$$

L'équation (IV. 22) est une équation à variable unique, donc on peut facilement trouver la valeur de l'ordre d'intégration α du régulateur fractionnaire. La valeur du gain proportionnel K_p et celle du gain d'intégration K_i peuvent être déduite ensuite à partir des équations (IV. 16) et (IV. 8) respectivement.

IV.2.1.4. La sensibilité et la sensibilité complémentaire

Comme nous l'avons présenté au début du chapitre, la fonction de sensibilité $S(s)$ et la fonction de sensibilité complémentaire $T(s)$ donnent une idée sur la stabilité du système, ainsi que sa capacité à rejeter les perturbations. Le choix des valeurs de ces deux fonctions est un compromis très complexe entre stabilité et performance. En effet, un mauvais choix des valeurs peut provoquer une amplification des perturbations ou une instabilité du système [67,68].

La fonction de sensibilité $S(s)$ et la fonction de sensibilité complémentaire $T(s)$ sont données par les formules suivantes :

$$S(s) = \frac{1}{1 + C(j\omega).P(j\omega)} \quad (\text{IV. 23})$$

$$T(s) = \frac{C(j\omega).P(j\omega)}{1 + C(j\omega).P(j\omega)} \quad (\text{IV. 24})$$

Dont les valeurs caractéristiques de ces deux fonctions sont définies par :

$$M_S = \max|S(\omega)| \quad (\text{IV. 25})$$

$$M_T = \max|T(\omega)| \quad (\text{IV. 26})$$

Pour avoir un bon compromis stabilité – performances, la valeur caractéristique de la sensibilité soit inférieure à 2, et celle de la sensibilité complémentaire inférieure à 1,3. [67,68]

La méthode de conception proposée peut être résumée par l'organigramme suivant :

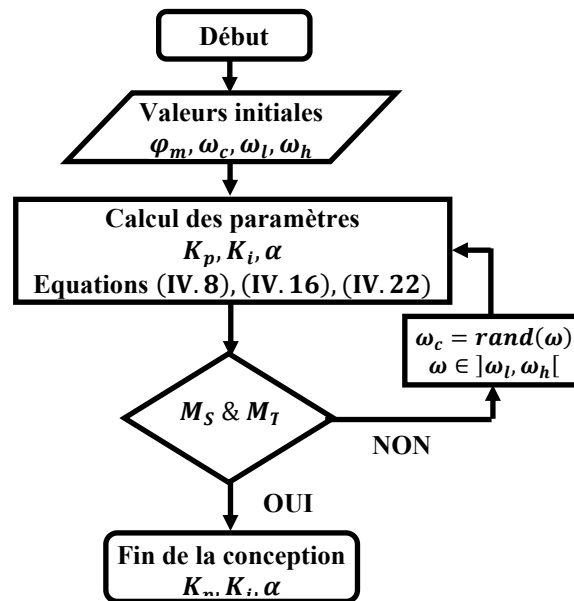


Figure IV.1 Organigramme de la méthode analytique proposée.

IV.2.2. La méthode d'optimisation

Le dimensionnement des régulateurs fractionnaire par les techniques d'optimisation a été le sujet de plusieurs travaux. La technique d'optimisation par essais particulaires « PSO » a été proposée pour la premier fois par James Kennedy et Russell Eberhart en 1995. Son principe est inspiré du déplacement grégaire de certains animaux (volées d'oiseaux, de poissons...) qui explorent l'espace à la recherche de la trajectoire optimale à suivre pour arriver à destination avec un minimum d'énergie. [65,69-72].

Le principe de la technique d'optimisation par essais particulaires peut être illustré par le schéma sur la figure ci-dessous.

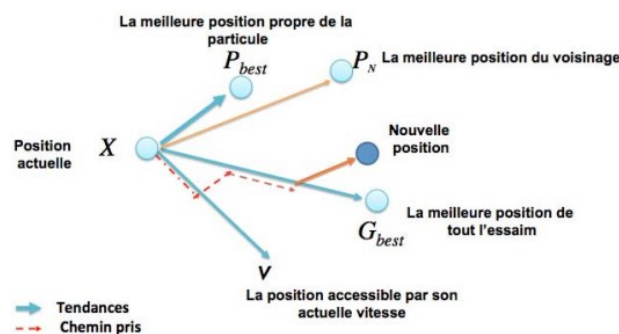


Figure IV.2 Principe de la technique d'optimisation par essais particulaires.

L'algorithme de la technique d'optimisation par essais particulaires formé d'une population de n particules est donné par [69-72] :

$$\begin{cases} V(k + 1) = \rho \cdot V(k) + C_1 \cdot R_1 \cdot (P_b(k) - X(k)) + C_2 \cdot R_2 \cdot (G_b(k) - X(k)) \\ X(k + 1) = X(k) + V(k + 1) \end{cases} \quad (IV.27)$$

Avec :

- k est l'itération actuelle $k \in [1 I]$
- $X(k)$ et $V(k)$ sont les vecteurs de dimension $[n I]$ position et vitesse de déplacement des particules à l'itération k ,
- R_1 et R_2 sont des vecteurs de dimension $[1 n]$ générés aléatoirement dans la plage $[0, 1]$.
- C_1 et C_2 sont deux facteurs qui définissent la vitesse de convergence des particules vers l'optimum local $P_k(k)$ et l'optimum global $G_b(k)$ respectivement.
- ρ est un facteur qui représente l'inertie de la population.

Pour améliorer l'efficacité de cet algorithme d'optimisation, il est recommandé d'utiliser des fortes valeurs des coefficients C_1 et ρ , et une faible valeur de C_2 comme conditions initiales pour augmenter l'exploration de l'espace de recherche. Ensuite, amortir la vitesse de recherche à chaque itération suivant les formules suivantes [69,71]:

$$\rho(k+1) = \frac{2}{5} \cdot \frac{(k-I)^2}{I^2} + \rho \quad (IV.28)$$

$$C_1(k+1) = -2 \cdot \frac{k}{I} + C_1 \quad (IV.29)$$

$$C_2(k+1) = 2 \cdot \frac{k}{I} + C_2 \quad (IV.30)$$

Comme nous l'avons expliqué au début du précédemment, toutes les particules de la population explorent l'espace pour un seul but de trouver l'optimum de la fonction objectif. Le choix de cette fonction est primordial pour garantir la vitesse de convergence et la précision de l'algorithme d'optimisation. L'une des fonctions objectives garantissant précision et rapidité est la fonction dite « ITSE » l'intégrale du carré de l'erreur multiplié par le temps [70- 72]. Cette fonction est donnée par la formule suivante :

$$F_{Objectif} = \int_0^{\infty} t \cdot e(t)^2 dt \quad (IV.31)$$

Tel que : t représente le temps et $e(t)$ représente l'erreur entre la consigne et la sortie du système.

La technique d'optimisation par essai particulaire peut être résumée par l'organigramme suivant :

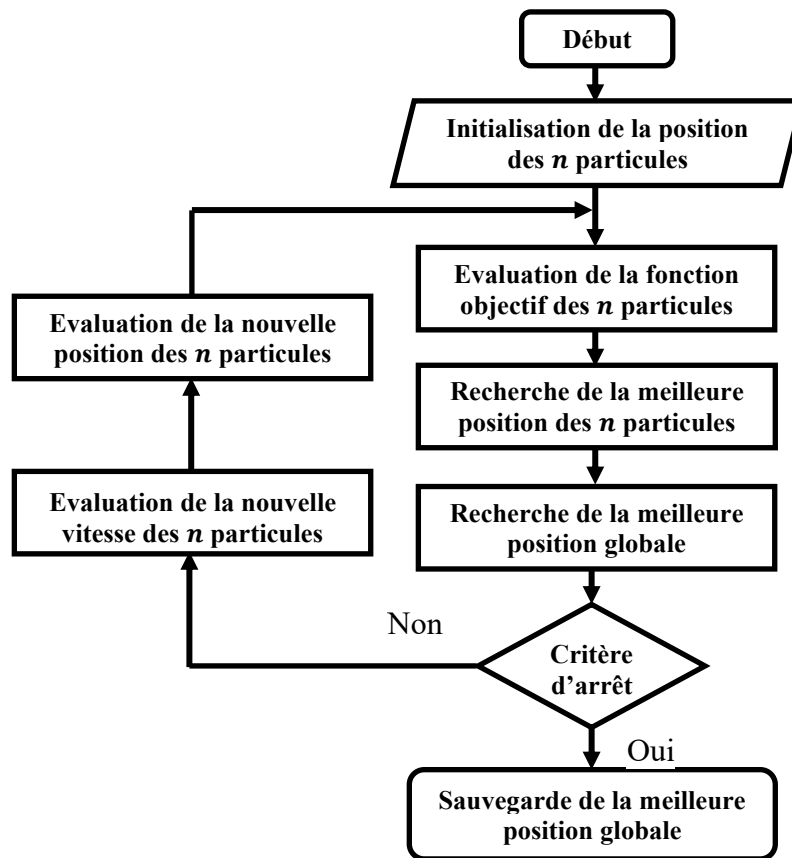


Figure IV.3 Organigramme du principe de la méthode d'optimisation PSO.

IV.3. RESULTATS DE SIMULATIONS

Après avoir présenté la méthodologie de dimensionnement des régulateurs, on a implanté le modèle de la MADA ainsi que la technique contrôle des puissances active et réactive présenté dans les chapitres précédents dans le logiciel MATLA/Simulink. Les simulations ont été réalisées en utilisant une machine asynchrone à double alimentation dont les paramètres sont présentés dans l'annexe A, associée à un onduleur de tension de deux niveaux.

Les résultats de simulations illustrent les performances des régulateurs fractionnaire $(PI)^\alpha$ et PI^α en comparaison avec celles du régulateur PI conventionnel dont les paramètres sont présentés en annexe B.

IV.3.1. Performance du régulateur $(PI)^\alpha$

Les tests de performance du régulateur fractionnaire $(PI)^\alpha$ se décomposent en deux parties, un test de suivi de consigne dans les conditions normales et un test de robustesse vis-à-vis les variations des paramètres de la MADA.

IV.3.1.1. Suivi de la consigne

Les résultats de simulations présentés sur la figure IV.4 et la figure IV.5 montrent les performances du régulateurs $(PI)^\alpha$ en comparaison avec le régulateur PI en termes de suivi de

la consigne avec des variations brusques sur les références de la puissance active et la puissance réactive à des instants différents.

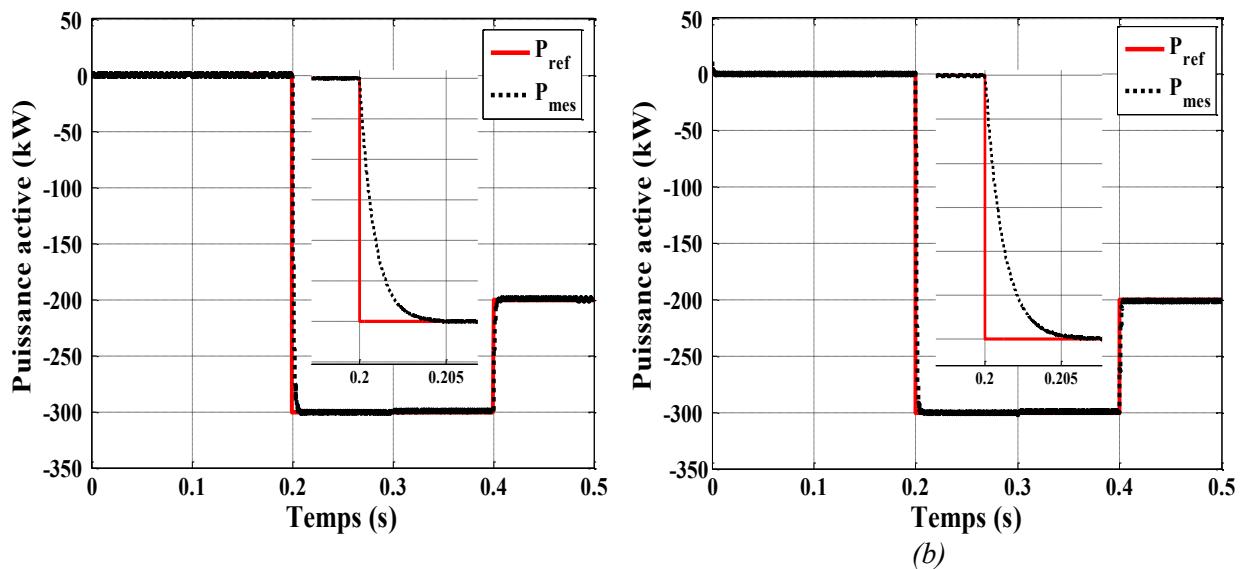


Figure IV.4 Réponse à une variation de puissance active.

(a). Régulateur $(PI)^\alpha$, (b). Régulateur PI.

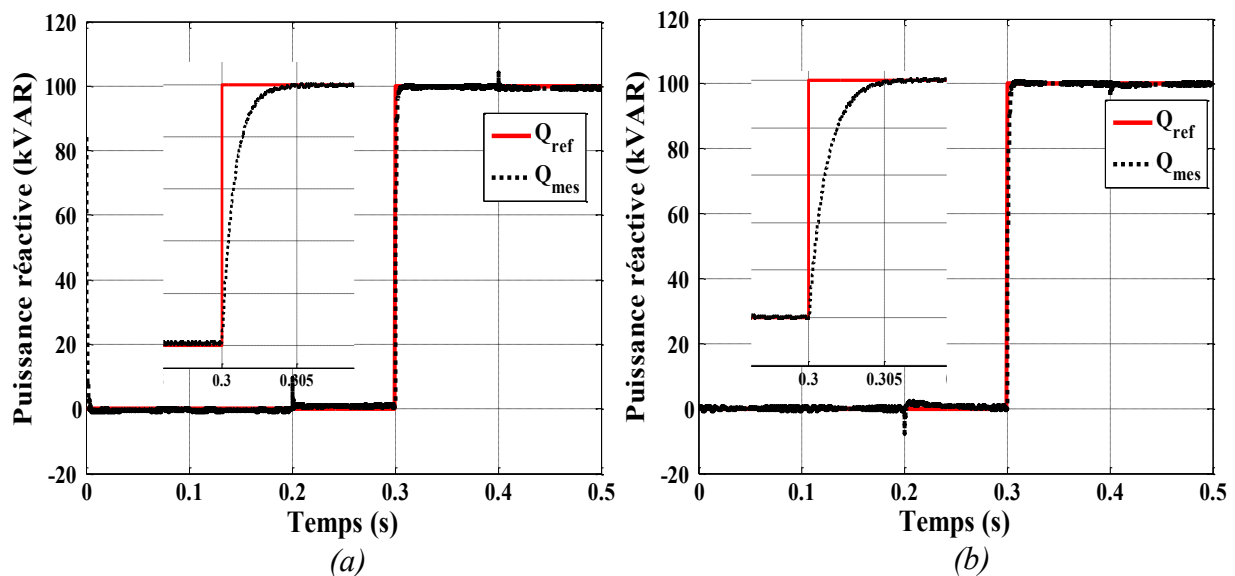


Figure IV.5 Réponse à un échelon positif de puissance réactive.

(a). Régulateur $(PI)^\alpha$, (b). Régulateur PI.

Les résultats de simulation montrent que les deux régulateurs $(PI)^\alpha$ et PI donnent un bon suivi des consignes, avec un temps réponse très court et sans erreur statique, ce qui prouve l'efficacité de ces deux régulateurs. On remarque aussi que les variations sur la puissance active sont sans incident sur la puissance réactive et vice versa, ce qui implique le bon découplage entre l'axe direct et l'axe en quadrature assuré par la technique de contrôle des puissance active et réactive présenté au chapitre précédent.

IV.3.1.2. Robustesse aux variations des paramètres

Les tests de robustesse sont réalisés en provoquant les variations sur les paramètres électriques de MADA comme suit :

- Le premier test : la valeur de la résistance rotorique R_r est augmentée de 50 % par rapport à sa valeur nominale. Ce défaut peut être provoqué par un mauvais contact sur les bagues rotorique par exemple.
- Le deuxième test : en plus de la variation sur la résistance rotorique, l'inductance statorique L_s est diminuée de 20 % par rapport à sa valeur nominale. Un tel défaut peut être provoqué par des court-circuits sur les spires du bobinage statorique.

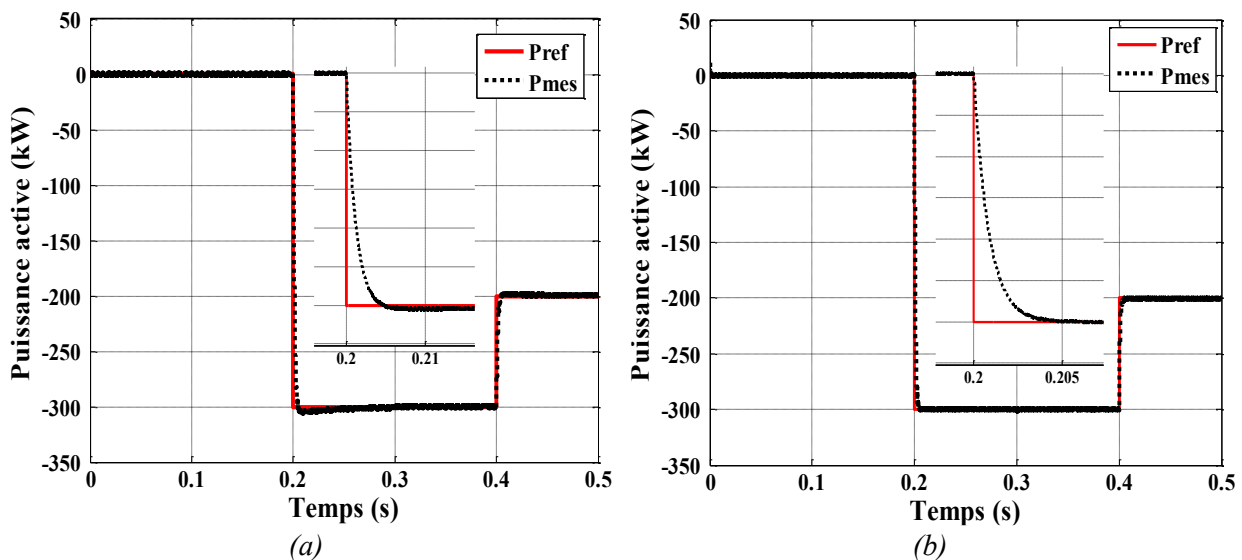


Figure IV.6 Puissance active avec variation de la résistance rotorique R_r .
 (a). Régulateur $(PI)^\alpha$, (b). Régulateur PI.

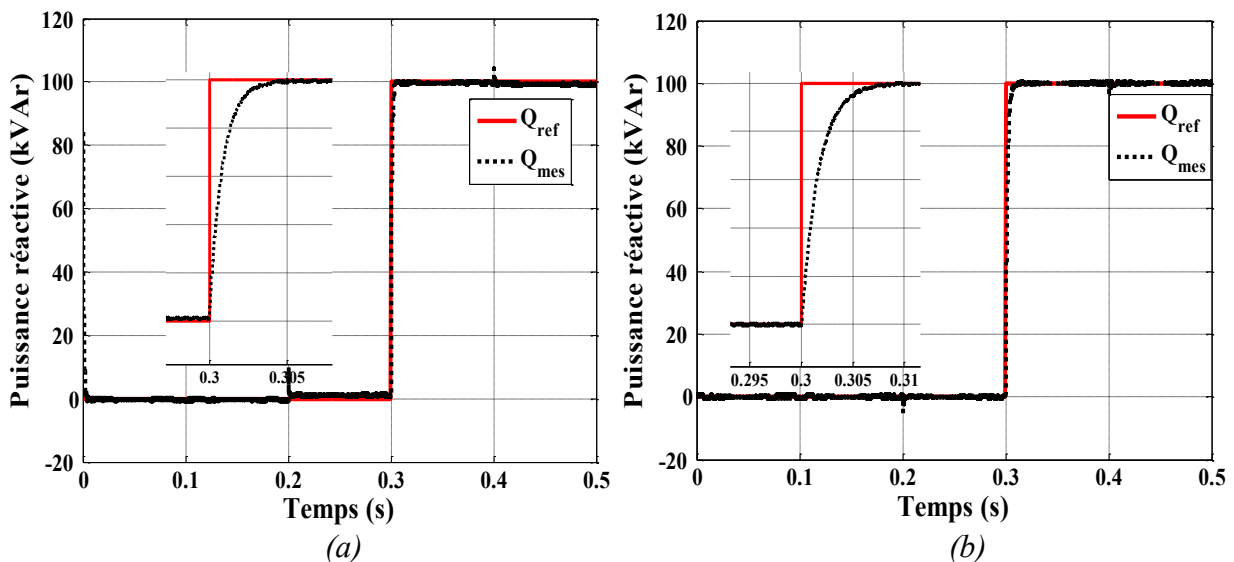


Figure IV.7 Puissance réactive avec variation de la résistance rotorique R_r .
 (a). Régulateur $(PI)^\alpha$, (b). Régulateur PI.

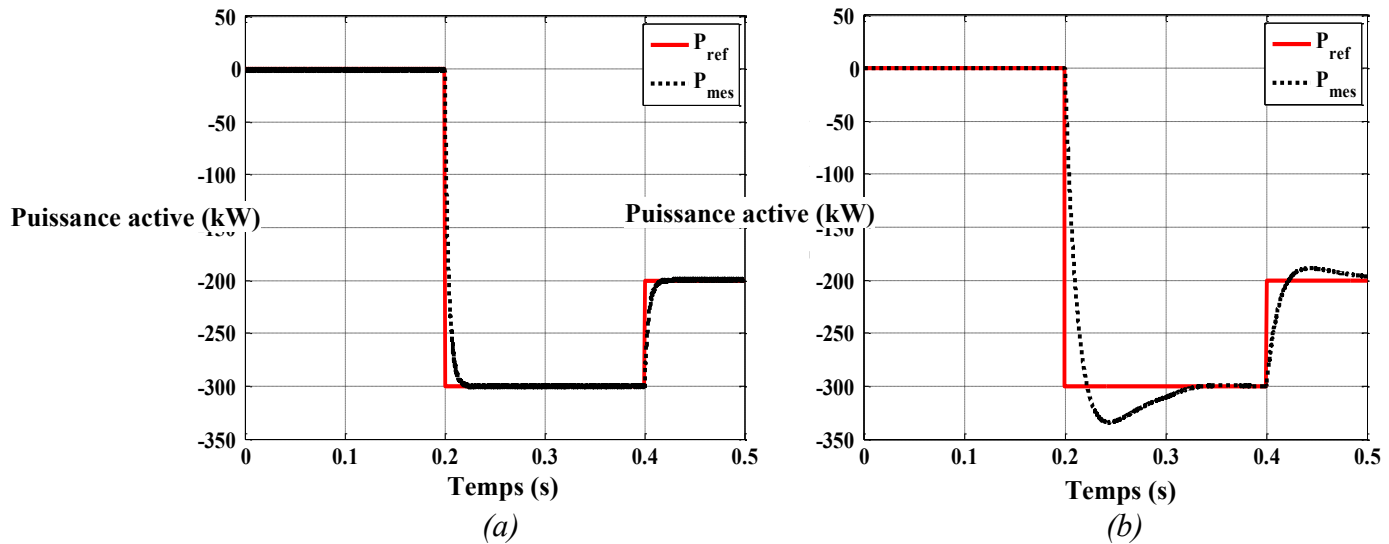


Figure IV.8 Puissance active avec variation sur les paramètres R_r et L_s .

(a). Régulateur $(PI)^\alpha$, (b). Régulateur PI.

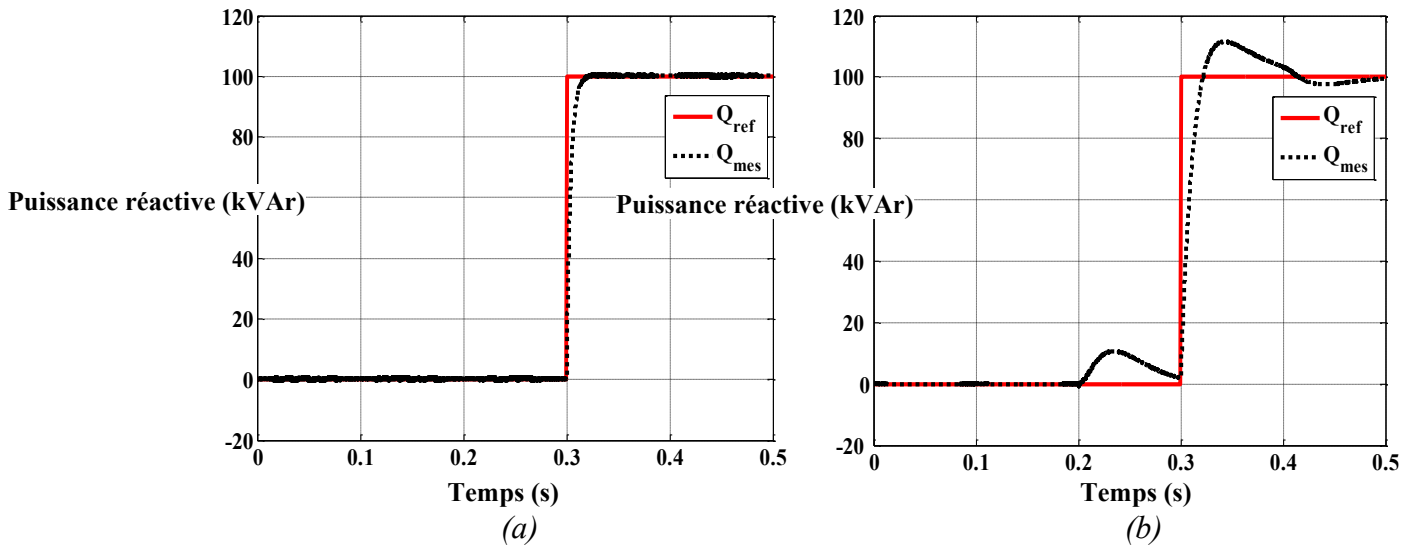


Figure IV.9 Puissance réactive avec variation sur les paramètres R_r et L_s .

(a). Régulateur $(PI)^\alpha$, (b). Régulateur PI.

Les résultats de simulation sur les figures IV.6 et IV.7, montrent que la variation de la résistance rotorique R_r provoque une dégradation des performances du régulateur PI en termes de temps de réponse et une petite dégradation du suivi de la consigne de la puissance active. Cependant, cette variation de la résistance rotorique ne provoque qu'une variation insignifiante sur le temps de réponse de la puissance active et réactive pour le régulateur $(PI)^\alpha$.

Comme nous pouvons le voir sur la figures IV.8 et la figure IV.9, la variation simultanée de la résistance rotorique R_r et de l'inductance statorique L_s , provoquera plus de dégât sur les performances des deux régulateurs. En effet, le temps de réponse et le dépassement pour le régulateur PI sont beaucoup affectés mais le système reste toujours stable. Cependant, pour le régulateur fractionnaire, le système garde un bon suivi de la consigne avec un dépassement minimum. Ces résultats montrent bien l'efficacité et la robustesse du régulateur fractionnaire par rapport au régulateur conventionnel ainsi que ce qui est confirmé par [25,63].

IV.3.2. Performance du régulateur PI^α

De la même manière utilisée pour le régulateur $(PI)^\alpha$, les tests de performances du régulateur PI^α ont été réalisés en deux étapes, un test de suivi de la consigne dans les conditions normales, et un autre test de robustesse aux perturbations en provoquant des variations sur la résistance rotorique R_r et sur l'inductance statorique L_s .

IV.3.2.1. Suivi de la consigne

Le test de suivi de la consigne du régulateur utilisé se fait dans les conditions normales et sans perturbations. Les résultats obtenus en utilisant le régulateur PI^α seront comparés à ceux obtenus par un régulateur PI .

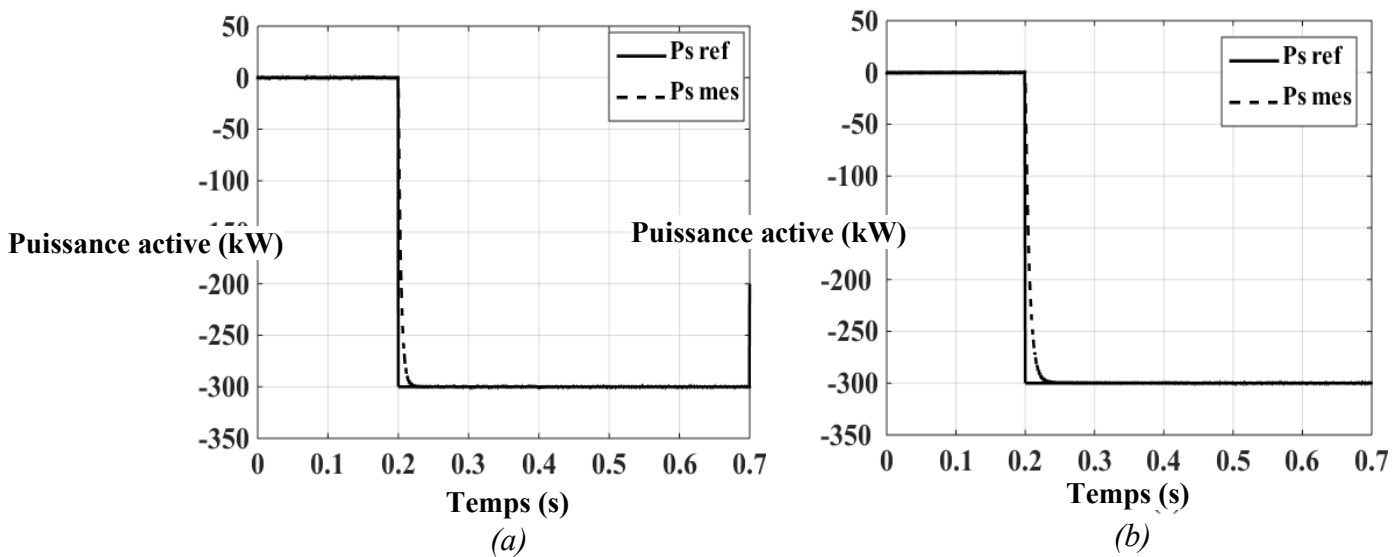


Figure IV.10 Réponse à un échelon négatif de puissance active.

(a). Régulateur PI^α , (b). Régulateur PI .

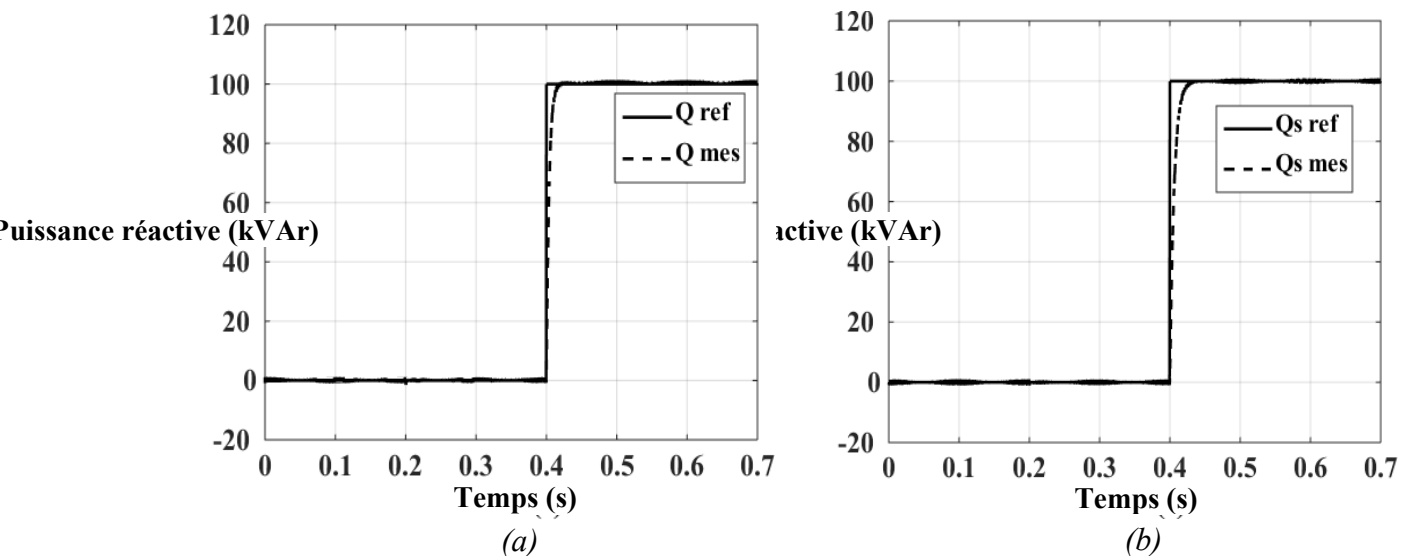


Figure IV.11 Réponse à un échelon positif de puissance réactive.

(a). Régulateur PI^α , (b). Régulateur PI .

Les résultats montrés sur les figures IV.10 et IV.11 montrent l'efficacité des régulateurs en termes de temps de réponse, dépassement et suivi de la consigne avec une petite supériorité de régulateur fractionnaire. Nous rappelons que les régulateurs sont dimensionnés en utilisant

la technique PSO d'une population de 50 particules, et une boucle de 30 itérations pour minimiser l'erreur. Ce qui veut dire qu'on n'a pas forcément atteint l'optimum de la fonction objectif pour les deux régulateurs.

IV.3.2.2. Robustesse aux variations des paramètres et aux perturbations

Les tests de robustesse sont réalisés sous les conditions suivantes :

- Une variation de la résistance rotorique R_r de 30% de sa valeur nominale.
- Un creux de tension de 50% de profondeur sur la tension statorique V_s . Ce phénomène est souvent observé lors des défauts sur les lignes électriques.

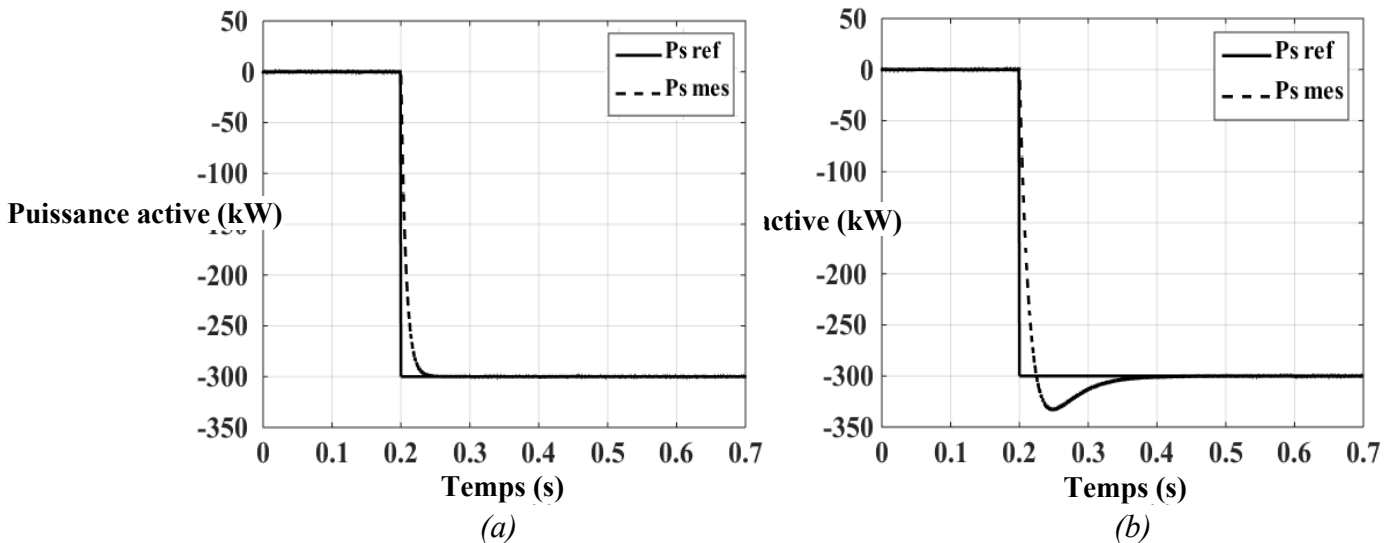


Figure IV.12 Puissance active avec variation de la résistance rotorique R_r .

(a). Régulateur PI^α , (b). Régulateur PI.

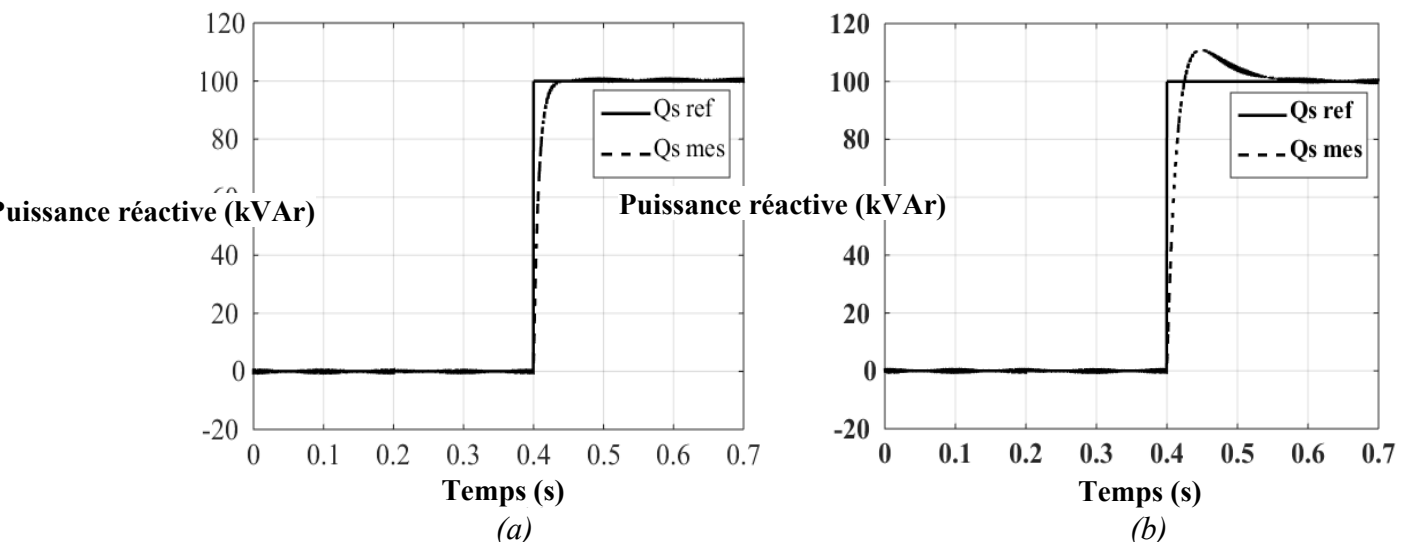


Figure IV.13 Puissance réactive avec variation de la résistance rotorique R_r

(a). Régulateur PI^α , (b). Régulateur PI

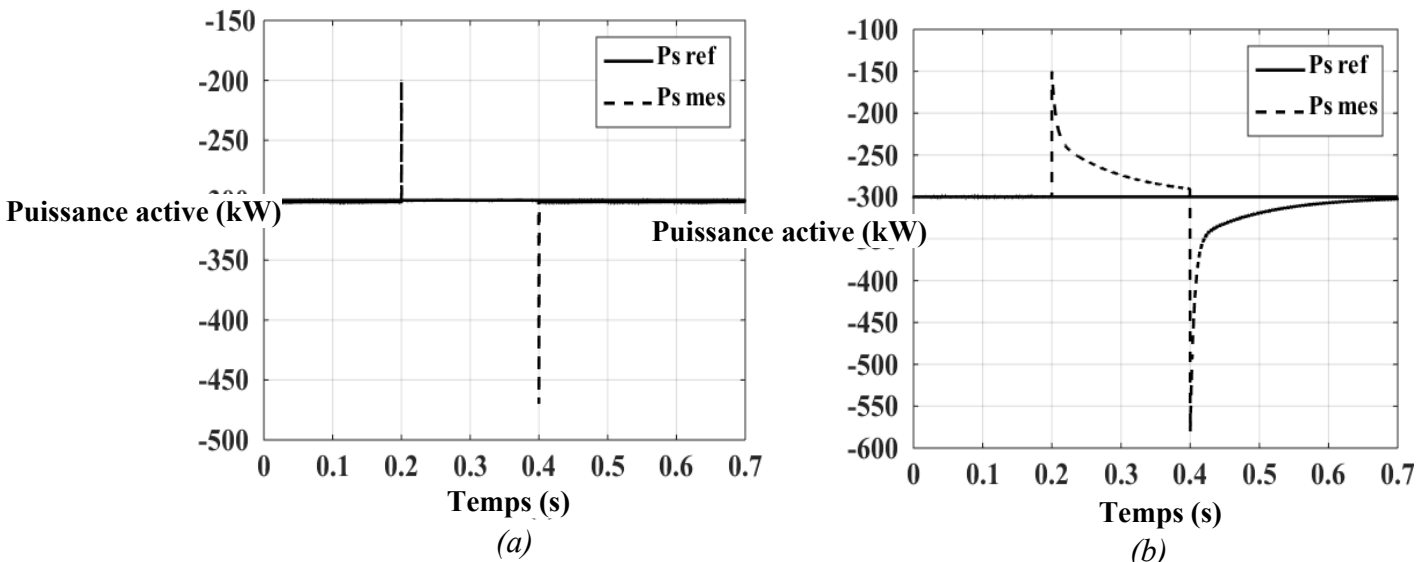


Figure IV.14 Puissance active avec un creux de tension statorique.

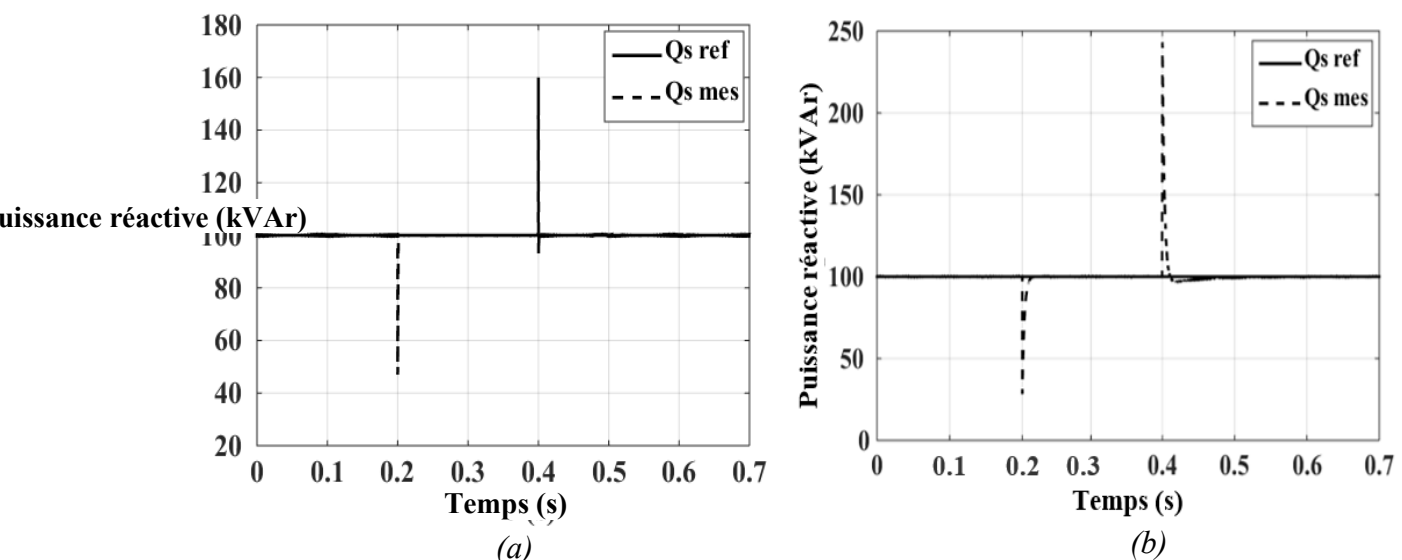
(a). Régulateur PI^α , (b). Régulateur PI .

Figure IV.15 Puissance réactive avec un creux de tension statorique.

(a). Régulateur PI^α , (b). Régulateur PI .

Les résultats des tests de robustesse montrent que les perturbations internes (diminution de la résistance rotorique) ont beaucoup influencés les performances des régulateurs. Les figures IV.12 et IV.13 montrent un dépassement important sur la réponse du régulateur PI conventionnel, avec une augmentation du temps de réponse sur la puissance active et la puissance réactive pour les deux régulateurs.

L'influence des perturbation externes (un creux de tension statorique) est présenté sur les figures IV.14 et IV.15 sur lesquels on remarque des pics transitoires importants dus à la variation brusque de la tension statorique qui est supposée constante. Ce régime transitoire intervient aux instants d'apparition et de disparition du creux de tension. Il est sans incidents remarquables sur la réponse du régulateur PI^α mais il provoque une dégradation des performances du régulateur PI .

Finalement, on remarque que malgré les perturbations internes et externes provoquées, les deux régulateurs ont présenté une robustesse remarquable sur le suivi de la consigne et une erreur statique nulle au régime permanent.

IV.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté deux techniques de conception des régulateurs fractionnaires pour le contrôle des puissances active et réactive de la MADA. La première technique utilisée pour la conception du régulateur $(PI)^\alpha$ est une méthode analytique dans le domaine fréquentiel basée sur cinq critères différents pour assurer des bonnes performances, avec un maximum de robustesse et de stabilité. La seconde technique est basée sur l'optimisation d'une fonction objective par la technique optimisation par essaim particulaire « PSO » en explorant l'espace à la recherche des paramètres optimaux du régulateurs fractionnaire PI^α , pour assurer une erreur minimale entre la consigne et la réponse du système.

Les résultats de simulation sont comparés aux résultats obtenus par un régulateur PI conventionnel ce qui a montré que dans les conditions normales, les trois régulateurs ont des performances semblables avec une légère supériorité des régulateurs fractionnaires. Cependant, les tests de robustesse ont montré le handicap du régulateur PI conventionnel et la robustesse des régulateurs fractionnaires vis-à-vis les perturbations internes et externes.

CHAPITRE V

***APPLICATION A LA COMMANDE
FRACTIONNAIRE D'UNE ÉOLIENNE***

V.1. INTRODUCTION

Le vent est l'une des ressources d'énergie exploitées depuis l'ère préhistorique comme un élément moteur pour les voiliers. A nos jours, l'énergie éolienne est devenue une source importante d'énergie renouvelable pour la production de l'énergie électrique indispensable dans notre vie quotidienne. Le développement de l'énergie éolienne s'accélère d'une année à une autre, et la puissance électrique installée d'origine éolienne augmente en exponentiel ces dernières années. Le développement technologique et industriel exige de plus en plus de l'énergie et exige plus d'efficacité des systèmes de conversion et de contrôle.

Ce chapitre est une application de la commande fractionnaire détaillée dans les chapitres précédents sur éolienne tripale à vitesse variable à base d'une MADA. Au début de ce chapitre on donne une présentation de l'éolienne à vitesse variable, de son principe de fonctionnement et de sa constitution. Ensuite, nous détaillons la modélisation de la turbine et les techniques de commande permettant l'extraction du maximum de puissance. Finalement, on présente les résultats de simulation de l'ensemble turbine-MAD avec une commande d'ordre fractionnaire.

V.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE EOLIENNE

Les éoliennes produisent de l'électricité en extrayant une partie de l'énergie cinétique du vent et la convertir en énergie mécanique par les pales de la turbine. Ensuite, cette énergie mécanique est convertie en énergie électrique au moyen d'un générateur électrique.

Les éoliennes modernes sont munies des systèmes de contrôle pour assurer l'extraction du maximum de puissance (MPPT) et aussi pour assurer la protection de l'éolienne pendant les vents fort (Pitch contrôle) [73,74,75].

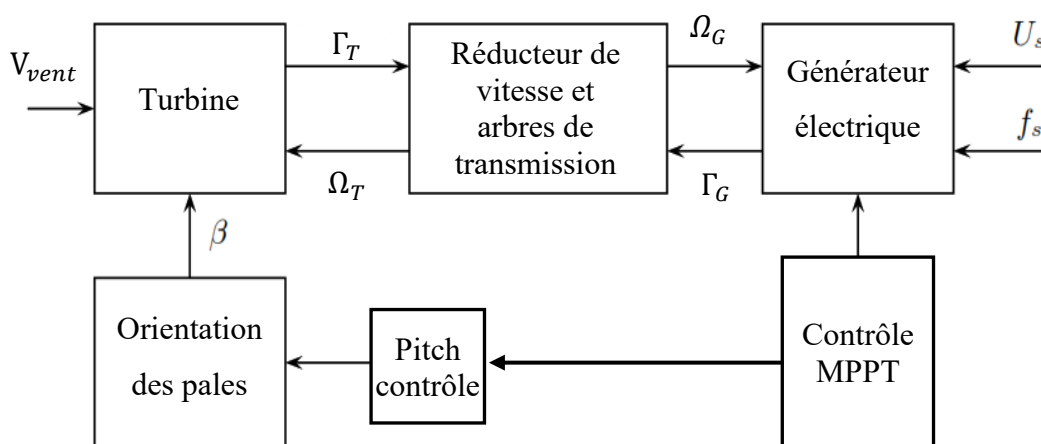


Figure V.1 Schéma synoptique du principe de fonctionnement d'une éolienne.

V.2.1. Constitution d'une éolienne

Les éoliennes tripales à axe horizontal sont constituées de deux parties essentielles [76]:

- ✓ Une partie mécanique qui comporte le mat ou la tour sur lequel se trouvent la nacelle, le multiplicateur de vitesse, les arbres de transmission et les pales.
- ✓ Une partie électrique comportant un générateur électrique, généralement une machine asynchrone à double alimentation ou une machine synchrone à aimant permanent, et un convertisseur d'électronique de puissance piloté par le système électronique de commande et d'orientation des pales.

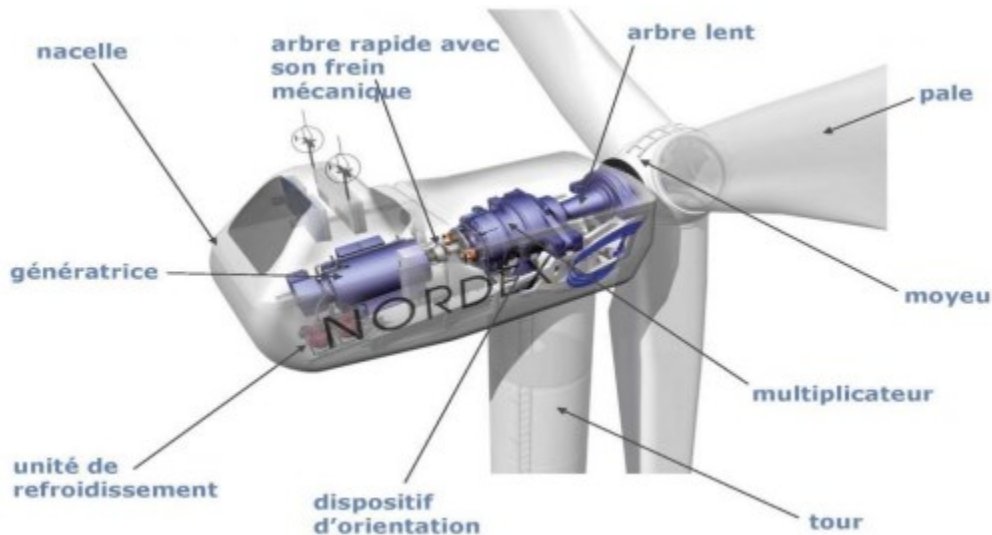


Figure V.2 Constitution d'une éolienne.

V.2.2. Principe de la conversion de l'énergie éolienne

La conversion aérodynamique de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique est bien détaillée par la théorie de Betz [54,73]. Traversées par un flux d'aire à une vitesse v , les pales de la turbine éolienne sont le siège d'une force de portance F que nous pouvons la décomposer en deux composantes [73,74,76]:

- ✓ Une force de poussée axiale F_T : c'est une force perpendiculaire au plan de rotation ce qui est indésirable car elle provoque des charges aérodynamiques très importantes sur les pales et sur la tour qui peut provoquer la destruction de l'éolienne.
- ✓ Une force de poussée tangentielle F_r : c'est la force tangentielle au plan de rotation ce qui engendre un couple moteur qui provoquera la rotation de la turbine, donc du générateur qui produit de l'électricité.

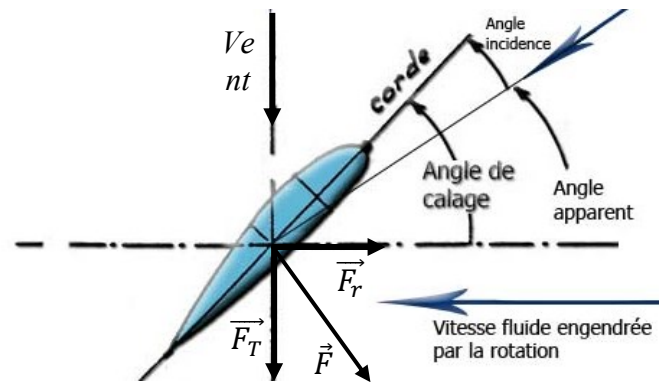


Figure V.3 Bilan des forces sur une portion d'une pale de la turbine.

V.3. MODELISATION DE LA TURBINE EOLIENNE

La modélisation de la turbine éolienne consiste à modéliser chaque composant de la chaîne de conversion, pour pouvoir exprimer la puissance convertie en énergie mécanique utile pour la conversion en énergie électrique. Après modélisation de la génératrice et de son alimentation aux chapitres précédents, nous procédons à présent à la modélisation de la partie mécanique.

V.3.1. Modélisation du vent

Le vent est la raison d'être des turbines éoliennes, car son énergie cinétique représente la source de l'énergie éolienne. Cependant, le caractère aléatoire de la vitesse du vent rend sa modélisation un peu difficile. Pour que la modélisation du vent soit réaliste, la vitesse du vent est considérée comme la somme d'une valeur constante représente la valeur moyenne, et d'une composante aléatoire générée par un bruit blanc filtré [76-79].

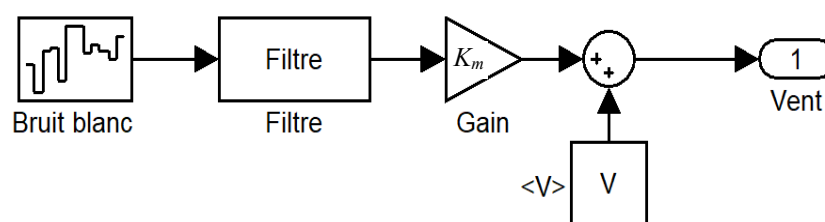


Figure V.4 Construction de la vitesse du vent.

V.3.2. Modélisation de la conversion aérodynamique de l'énergie

Le rôle de la turbine est la conversion de l'énergie cinétique du vent en une énergie mécanique sous forme d'une rotation. La variation de l'énergie cinétique du vent qui traverse la surface de balayage des pales et donnée par [73,76,80]:

$$\Delta E_{aéro} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot (V - v)^2 \quad (V.1)$$

Avec :

ρ est la densité de l'air.

R_T est la longueur d'une pale.

V est la vitesse du vent en amont de la turbine.

v est la vitesse du vent en aval de la turbine.

Cette variation de l'énergie cinétique de vent représente la puissance perdue par le vent en traversant la turbine éolienne. Cette énergie peut exprimer par la formule suivante [73,75]:

$$P_{aéro} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3 \quad (V.2)$$

Une partie de cette puissance est perdue sous forme de poussée axiale comme nous l'avons expliqué au paragraphe §V.2.2, le reste de la puissance aérodynamique est convertie en puissance mécanique par la turbine éolienne dont la formule est donnée par la relation suivante :

$$P_T = P_{aéro} \cdot C_p(\lambda, \beta)$$

Avec β est l'angle de calage des pales et λ est la vitesse spécifique définie par la relation suivante : $\lambda = \frac{R_T \cdot \Omega_T}{V}$

D'où on peut écrire :

$$P_T = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (V.3)$$

Le $C_p(\lambda, \beta)$, appelé souvent coefficient de puissance, représente le rendement de la conversion aérodynamique de la turbine éolienne. Le coefficient de puissance est un élément intrinsèque de la turbine éolienne, il dépend des caractéristiques aérodynamique et géométrique des pales.

Théoriquement le rendement d'une éolienne peut atteindre une valeur limite maximale égale à $16/27 = 0.593$ appelée limite de Betz. En pratique, les frottements et la force de traînée réduisent cette valeur à environ 0.5 pour les grandes éoliennes [73]. Il est souvent modélisé par l'équation analytique fonction de l'angle de calage des pales β et de la vitesse spécifique λ suivante [26,76,80,81].

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \cdot \left(C_2 \cdot \frac{1}{\lambda} - C_3 \cdot \beta - C_4 \right) e^{\frac{-C_5}{\lambda}} + C_6 \cdot \lambda \quad (V.4)$$

Avec :

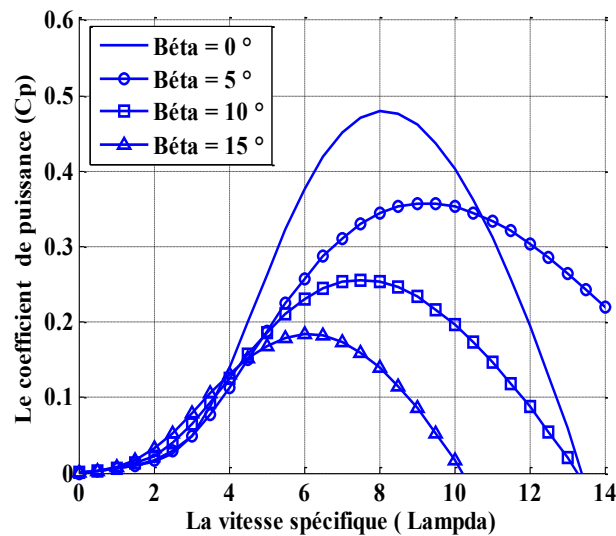
$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda + 0.08 \cdot \beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

Les coefficients C_1 à C_6 dépendent des caractéristiques de la turbine considérée. Pour notre étude, l'éolienne est de 300kW dont les coefficients sont donnés ci-dessous :

Tableau V.1 Coefficients définissant l'évolution de C_p .

Coefficient	Valeur
C_1	0.5176
C_2	116
C_3	0.4
C_4	5
C_5	21
C_6	0.0068

Le résultat de simulation de l'équation du coefficient de puissance en fonction de la vitesse spécifique λ pour différentes valeurs de l'angle de calage des pales β est présenté sur la figure ci-dessous.

Figure V.5 Coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différents β .

Le couple sur l'arbre lent fourni par la turbine éolienne peut être déduit à partir de l'expression de la puissance mécanique comme suit :

$$\Gamma_T = \frac{\Gamma_T}{\Omega_T} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3 \cdot \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\Omega_T}$$

D'où on peut écrire :

$$\Gamma_T = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^3 \cdot V^2 \cdot C_r(\lambda, \beta) \quad (V.5)$$

Avec $C_r(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda}$ est le coefficient de couple de la turbine éolienne.

V.3.3. Equation dynamique de l'arbre de transmission

L'arbre de transmission est constitué d'une partie lente et d'une autre partie rapide reliées par un multiplicateur de vitesse de rapport G . Le modèle équivalent de l'arbre de transmission de l'éolienne est présenté sur la figure V.6. Les masses reliées à l'arbre de transmission sont représentés par des moments d'inertie tel que [29,79,80]:

J_T : Le moment d'inertie de la turbine.

J_G : Le moment d'inertie du générateur.

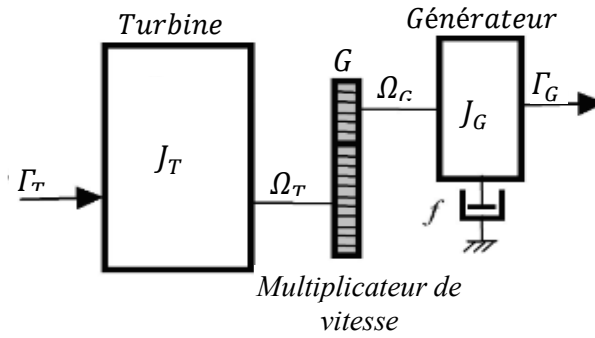


Figure V.6 Modèle simplifié de la turbine éolienne.

En ramenant les moments d'inerties, les vitesses et les couples des masses tournantes sur l'axe rapide de l'arbre de transmission on peut écrire :

$$\Gamma'_T = \frac{\Gamma_T}{G}, \quad J'_T = \frac{J_T}{G^2}, \quad f'_T = \frac{f_T}{G}, \quad \Omega_G = G \cdot \Omega_T$$

Avec Γ'_T , J'_T et f'_T sont respectivement le couple mécanique, l'inertie et le couple des frottements visqueux de la turbine ramenés sur l'axe rapide.

L'équation dynamique du mouvement de l'éolienne ramenée sur l'arbre rapide coté générateur peut s'écrire alors sous la forme suivante :

$$\frac{\Gamma'_T}{G} - \Gamma_G = \left(\frac{J_T}{G^2} + J_G \right) \cdot \frac{d\Omega_G}{dt} + \left(\frac{f_T}{G^2} + f_G \right) \cdot \Omega_G \quad (V.6)$$

Si on note $\frac{J_T}{G^2} + J_g = J$ et $\frac{f_T}{G^2} + f_g = f$, l'équation (V.5) prendra la forme suivante :

$$\Gamma'_T - \Gamma_G = J \cdot \frac{d\Omega_G}{dt} + f \cdot \Omega_G \quad (V.7)$$

Les équations (V.4), (V.5) et (V.7) représentent le modèle de la turbine éolienne qui peut être traduit en le schéma bloc comme présenter sur la figure ci-dessous [29]:

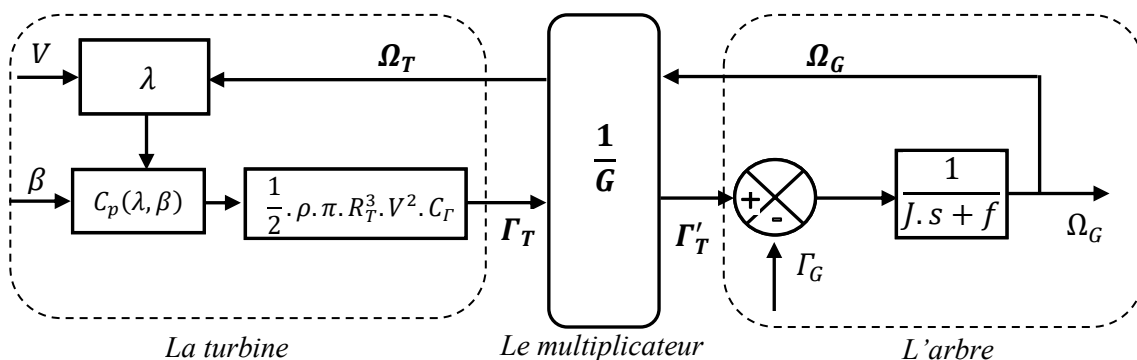


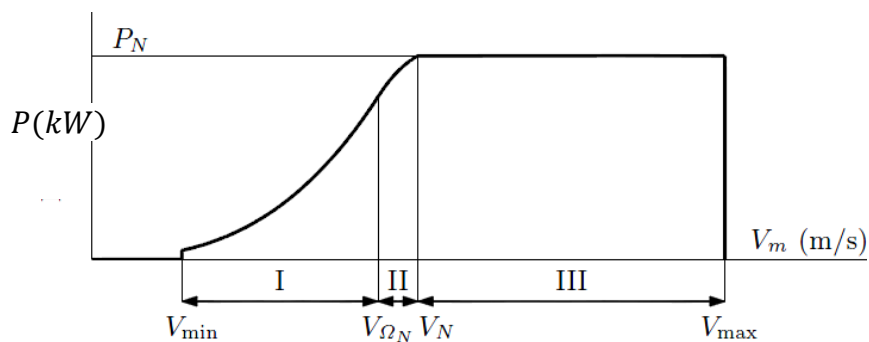
Figure V.7 Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne

Le couple Γ_G est le couple résistant imposé par le générateur sur la turbine éolienne. Le calcul de la valeur de ce couple est primordial pour assurer un fonctionnement à rendement optimal de la turbine éolienne. Les techniques de calcul du couple à imposer sur la turbine pour

un fonctionnement à rendement maximal, donc à coefficient de puissance optimal, sont appelés les techniques d'extraction du maximum de puissance MPPT (Maximum Power Point Tracking).

V.4. FONCTIONNEMENT D'UNE EOLIENNE A VITESSE VARIABLE

L'objectif d'une éolienne est de capter le maximum de l'énergie cinétique du vent et de la convertir en énergie électrique via le générateur électrique. Cependant, pour des raisons mécaniques et électriques, il est nécessaire de limiter la vitesse de rotation et la puissance convertie, pour éviter la destruction de la turbine et les parties tournantes ainsi que le générateur et les systèmes électriques. De ce fait, l'objectif visé change selon la vitesse du vent comme montrer sur la figure V.8 suivante [73,75]:



La caractéristique représentée sur la Figure V.8 est composée de trois zones de fonctionnement.

Zone I : L'objectif dans cette zone est l'extraction du maximum de puissance du vent. Donc l'éolienne doit fonctionner à coefficient de puissance C_p maximal grâce à la technique d'extraction du maximum de puissance « MPPT ».

Zone II : Cette zone correspond aux vents moyens dans laquelle la vitesse de rotation atteint sa valeur nominale. Le système de commande doit donc limiter la vitesse de rotation à sa valeur maximale pour des contraintes mécaniques et acoustiques.

Zone III : Pour les vents forts, la puissance nominale de l'éolienne est atteinte, l'objectif n'est plus donc l'extraction du maximum de puissance mais plutôt la limitation de la puissance à sa valeur nominale grâce au système d'orientation des pales.

V.5. COMMANDE DE L'EOLIENNE A VITESSE VARIABLE

V.5.1. Commande de l'éolienne dans la ZONE I

La première zone de fonctionnement de l'éolienne est caractérisée par la maximisation de la puissance extraite du vent (MPPT). L'objectif de la commande dans cette zone est donc

d'assurer un fonctionnement à rendement optimal. La technique de commande MPPT consiste à choisir judicieusement la dynamique de fonctionnement de la turbine éolienne en fonction de la vitesse de vent [73,75].

Le principe de la commande MPPT d'une éolienne consiste à imposer une dynamique de fonctionnement assurant un coefficient de puissance maximal. Cet objectif est atteint grâce à un bon contrôle de la puissance électrique du générateur. A son tour, le générateur impose à la turbine une dynamique qui assure le fonctionnement à rendement optimal [78].

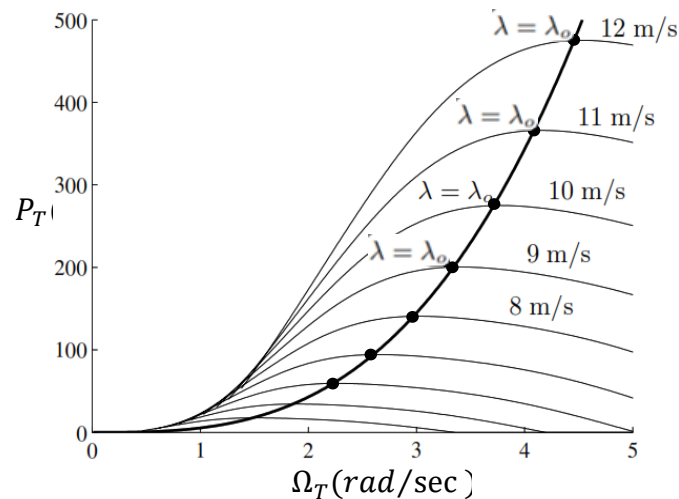


Figure V.9 L'évolution du point de fonctionnement optimal.

Le principe est alors d'imposer à la turbine éolienne une vitesse de rotation optimale, donc une vitesse spécifique λ optimale, qui assure un fonctionnement à coefficient de puissance maximal indépendamment de la vitesse du vent.

L'expression de la vitesse spécifique λ est donnée par l'équation :

$$\lambda = \frac{R_T \cdot \Omega_T}{V} \quad (\text{V.8})$$

A partir de l'expression du coefficient de puissance donnée par l'équation (V.4), on peut déduire la valeur optimale de la vitesse spécifique permettant d'obtenir un maximum de rendement aérodynamique qui est $\lambda_{opt} = 8.1$.

On peut écrire donc la relation suivante :

$$\lambda_{opt} = \frac{R_T \cdot \Omega_{T_{opt}}}{V}$$

D'où :

$$\Omega_{T_{opt}} = \frac{\lambda_{opt} \cdot V}{R_T} \quad (\text{V.9})$$

Sachant que la vitesse de rotation du générateur est donnée par la relation : $\Omega_g = G \cdot \Omega_T$ On peut écrire :

$$\Omega_{gopt} = G \cdot \frac{\lambda_{opt} \cdot V}{R_T} \quad (V.10)$$

Cette expression donne la consigne de vitesse de rotation du générateur électrique pour assurer un fonctionnement optimal de l'éolienne. La régulation de la vitesse du générateur donne la consigne de puissance, donc de couple, du générateur asynchrone qui imposera la dynamique de fonctionnement optimale de la turbine éolienne. Le schéma synoptique de commande dans cette zone est présenté sur la figure V.10 ci-dessous.

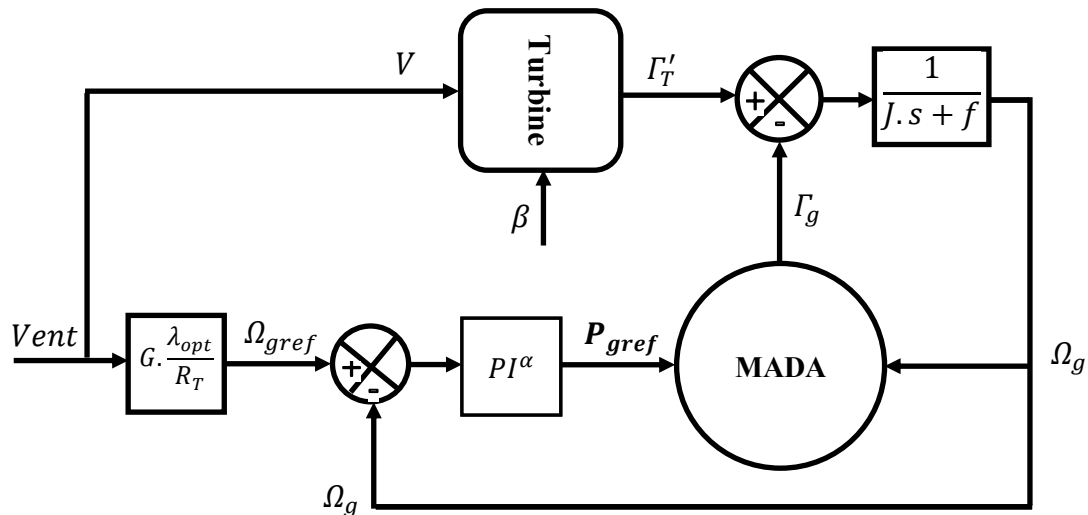


Figure V.10 Schéma du principe de la commande MPPT de la turbine éolienne.

V.5.2. Commande de l'éolienne dans la ZONE II

La deuxième zone de fonctionnement de l'éolienne est caractérisée par la limitation de la vitesse de rotation pour des raisons mécaniques et acoustiques. L'objectif donc n'est plus la maximisation du rendement mais plutôt la protection de l'éolienne contre les vitesses excessives des parties tournantes. Pour réaliser cet objectif, un limiteur est placé sur la référence de la vitesse de rotation pour définir sa valeur maximale et sa valeur minimale comme présenté sur la figure suivante [73,75,78] :

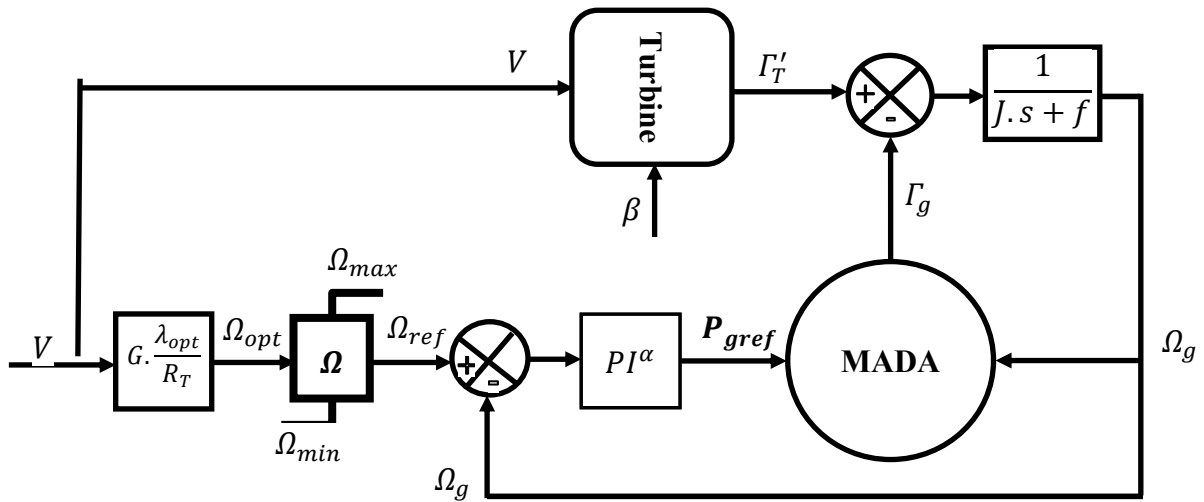


Figure V.11 Commande MPPT avec limitation de la vitesse de rotation.

V.5.3. Commande de l'éolienne dans la ZONE III

Si la vitesse du vent devient supérieure à sa valeur nominale, la puissance aérodynamique convertie en puissance électrique peut dépasser la puissance nominale du générateur et le système de protection électrique interviendra pour limiter la valeur de la puissance convertie. Le système de protection du générateur électrique agira sur l'angle d'orientation des pales β , pour limiter la puissance aérodynamique convertie en puissance mécanique, par action sur le système d'orientation des pales. En effet, l'action sur l'angle de calage des pales permet de dégrader la valeur du coefficient de puissance donc du rendement de la conversion aérodynamique [73,75,78].

Cet objectif est assuré par une boucle de régulation de l'angle de calage des pales sur la puissance de référence du générateur électrique comme présenter sur la figure suivante.

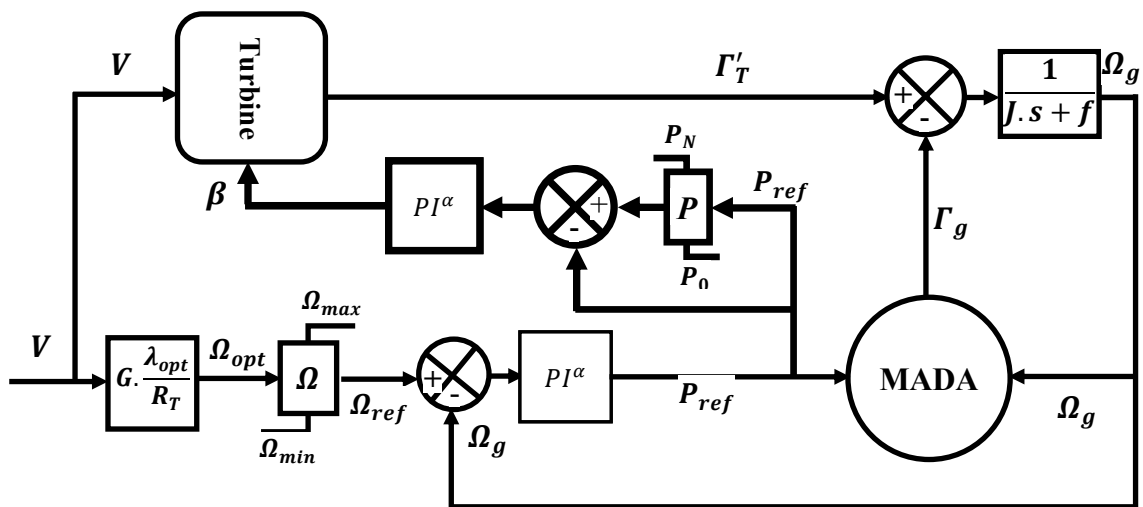


Figure V.12 Commande MPPT avec limitation de la puissance et de la vitesse de rotation.

La boucle de régulation et de limitation de la puissance électrique convertie et celle de la vitesse de rotation sont munies de régulateurs d'ordre fractionnaire. La synthèse de ces deux

régulateurs est réalisée au moyen de la technique d'optimisation PSO présentée et détaillée dans le chapitre IV.

V.6. RESULTATS DE SIMULATION

Le modèle du système de conversion de l'énergie est constitué par l'association du modèle de la MADA et sa commande, présentés et validés dans le chapitre IV et du modèle de la turbine éolienne et sa commande, présentés sur la figure V.7 et V.11 respectivement.

La simulation du modèle complet de l'éolienne étudiée est réalisée en considérant un vent à vitesse variable d'une manière aléatoire qui touche les trois zones de fonctionnement de l'éolienne, à savoir : vent faible, vent moyen et vent fort. Le profil du vent considéré est présenté par la figure suivante.

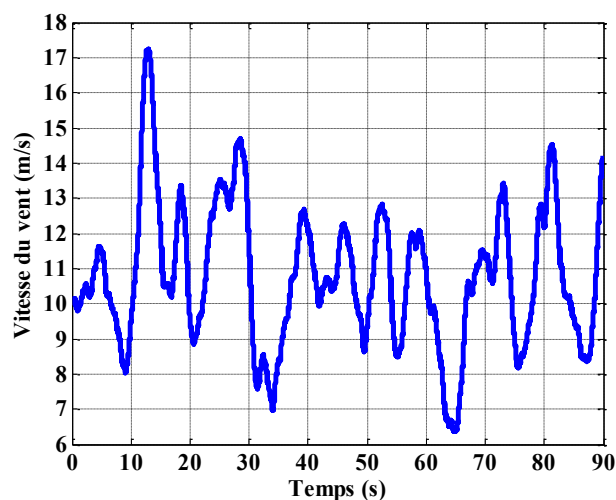


Figure V.13 Profil du vent.

Les paramètres de la turbine éolienne ainsi que les paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation sont détaillés dans l'annexe A. Les résultats de simulations sont présentés sur les figures ci-dessous.

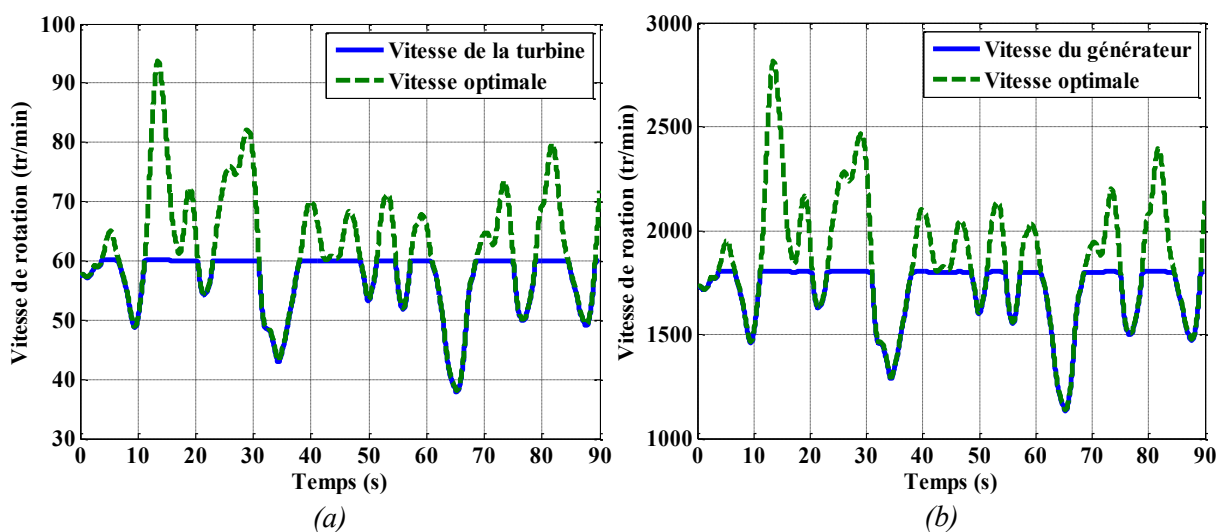


Figure V.14 Variation de la vitesse de rotation

(a). Turbine éolienne, (b). Générateur électrique

La figure V.14 montre que pour des vitesses de vent inférieure à 11m/s , la vitesse de rotation de la turbine et celle du générateur suivent très bien la vitesse de référence. Nous constatons donc que notre technique de commande assure un fonctionnement optimal à rendement aérodynamique maximal (Zone I).

Cependant, pour des vitesses de vent supérieures à 11m/s , et pour des contraintes mécaniques et acoustiques, la vitesse de rotation de la turbine éolienne ainsi que la vitesse de rotation du générateur électrique sont limitées à 60 tr/min et 1800 tr/min respectivement grâce au système de limitation de vitesse présenté par le schéma bloc de la figure V.10. En effet, l'objectif dans cette zone de fonctionnement n'est plus l'optimisation de la puissance, mais plutôt la protection de la turbine et des parties tournantes de l'éolienne, ce qui justifie la dégradation du coefficient de puissance comme le montre les figures V.14 et V.15.

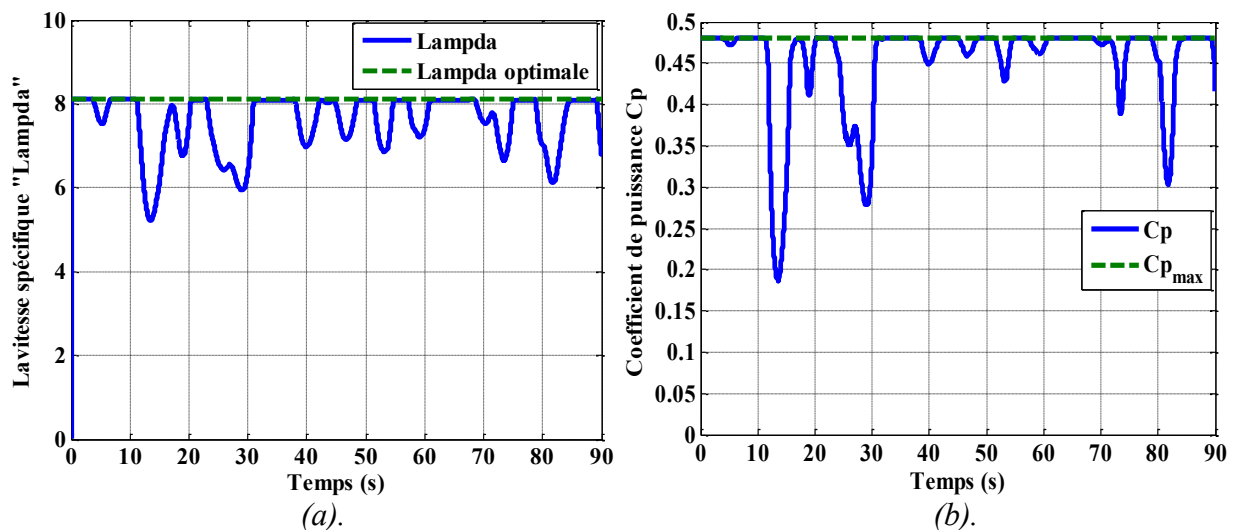


Figure V.15 La variation de la vitesse spécifique et du coefficient de puissance.
(a). La vitesse spécifique λ et sa valeur optimale, (b). Le coefficient de puissance C_p

Au-delà d'une vitesse de vent de 12m/s , la puissance nominale de l'éolienne est atteinte. L'objectif donc sera la protection de l'éolienne par le réglage de l'angle de calage des pales pour limiter la puissance convertie à la puissance nominale de l'éolienne comme présenté sur la figure V.16.

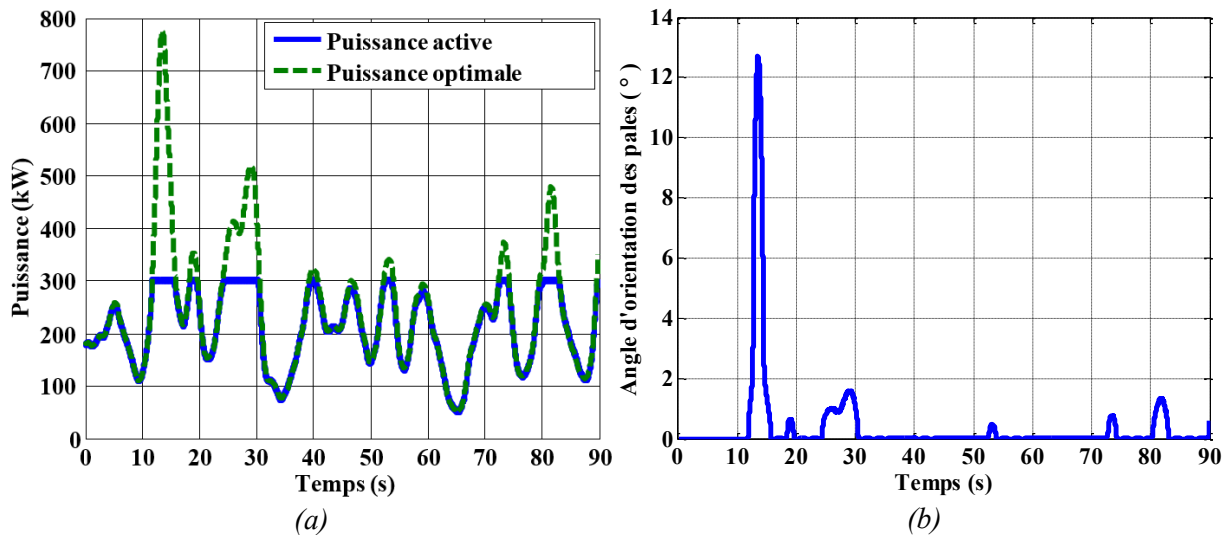


Figure V.16 Variation de la puissance électrique et de l'angle de calage des pales.

(a). La puissance électrique et sa valeur optimale, (b). Angle de calage des pales β

La figure V.17 montre les tensions d'alimentation statoriques et rotoriques, et la figure V.18 montre l'évolution des courants statoriques et rotoriques du générateur électrique. En effet, sur la figure V.17 on peut remarquer que la tension statorique est d'une amplitude et d'une fréquence égales à ceux du réseau, car le stator est relié directement au réseau électrique.

Cependant, la tension rotorique est d'une forme d'escalier, car elle est générée par un onduleur de deux niveaux, et sa fréquence est variable selon la vitesse de rotation.

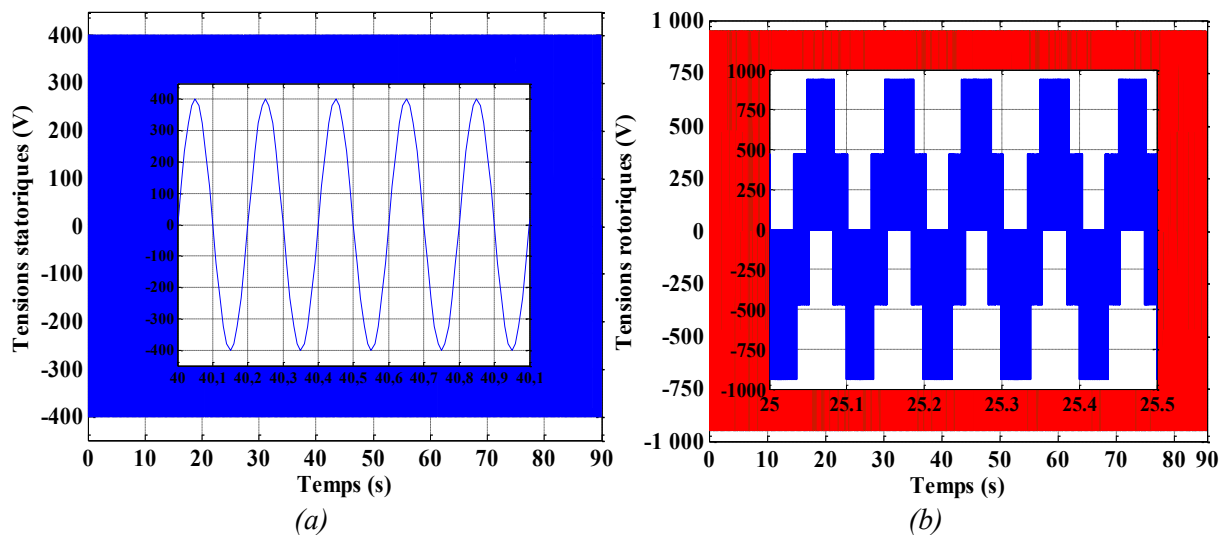


Figure V.17 Les tensions d'alimentation du générateur électrique.

(a). Tension statorique, (b). Tension rotorique

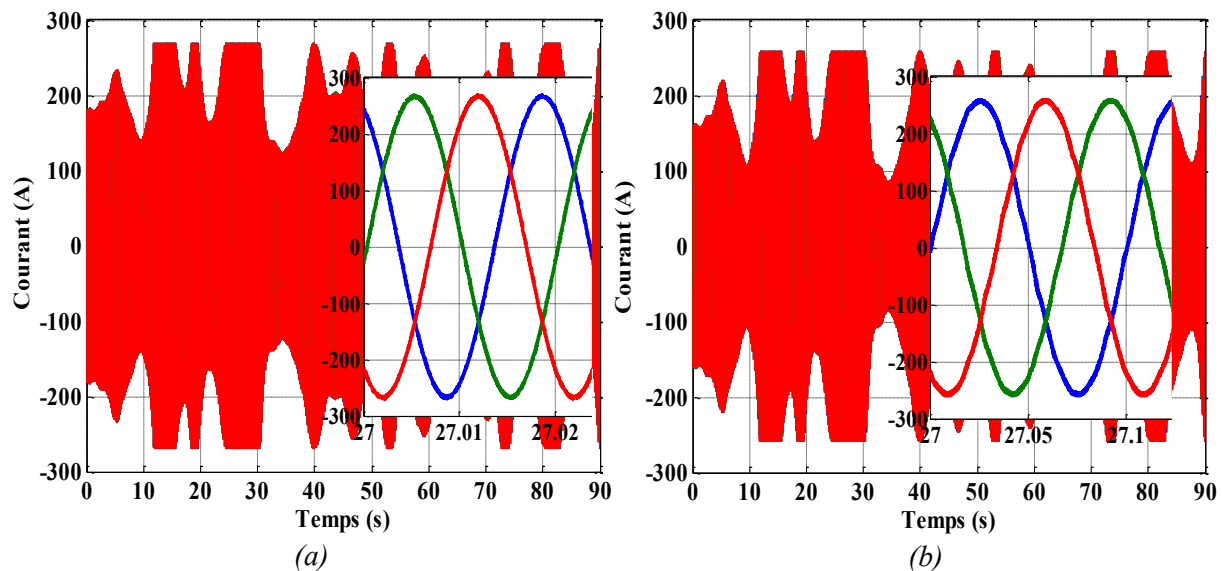


Figure V.18 Les courants du générateur électrique.

(a). Courants statoriques, (b). Courants rotoriques

L'évolution des courants statorique et rotoriques est montrée sur la figure V.18, sur laquelle on peut remarquer que les amplitudes des courants statoriques et rotoriques varient avec la variation de la vitesse du vent, ce qui est entièrement logique car le système de commande impose instantanément un régime de fonctionnement assurant un fonctionnement à rendement maximal. De plus, pour les vitesses de vent supérieur à 12m/s , l'éolienne donnera sa pleine puissance, et le système de contrôle imposera une limitation de la puissance ce qui justifie la limitation du courant statorique à environ 270A .

La figure V.19 donne deux caractéristiques de fonctionnement qui décrivent le fonctionnement de l'éolienne dans les trois zones de fonctionnements. En effet, sur la figure V.19,a on peut distinguer facilement la première zone de fonctionnement où l'objectif est la maximisation de la puissance extraite, ce qui est traduit par le suivi de la puissance extraite de sa référence optimale jusqu'à environ 11m/s de vitesse de vent, où l'éolienne atteint sa vitesse maximale. Au-delà de 11m/s , la puissance commence à s'éloigner de sa référence à cause du changement de l'objectif de commande qui est à présent la limitation de la vitesse de rotation comme nous pouvons le voir clairement sur la figure V.19,b. Lorsque la vitesse de vent atteint les 12m/s , l'éolienne est alors à sa puissance nominale, d'où l'objectif de fonctionnement devient la protection de l'éolienne par la limitation de la vitesse de rotation (figure V.18,b) et aussi de la puissance convertie (figure V.19,a).

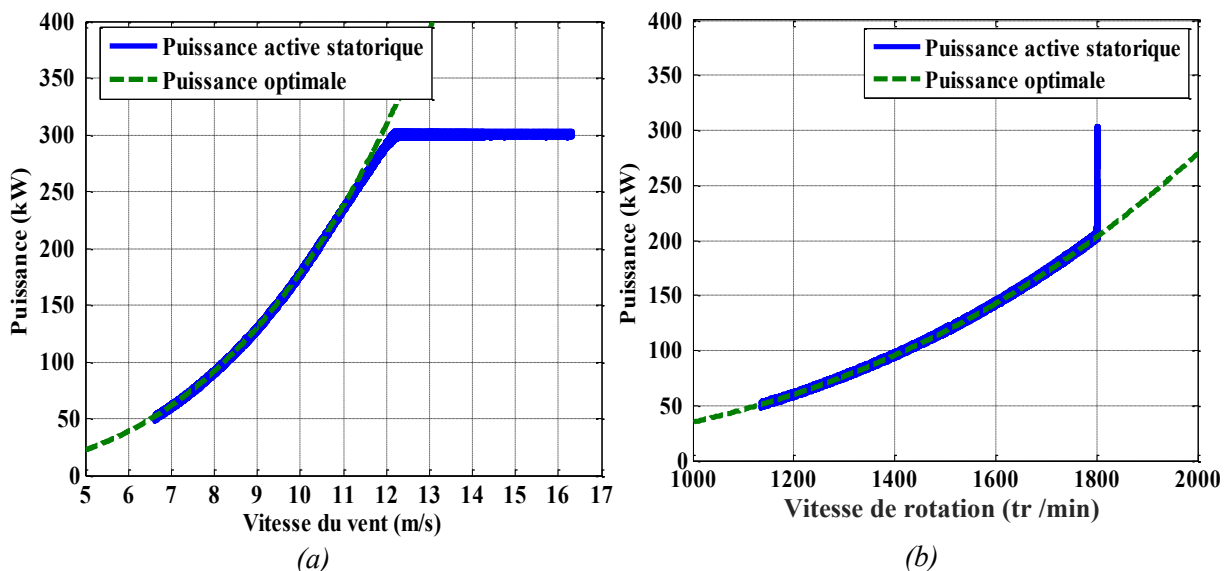


Figure V.19 Evolution des courants du générateur électrique.

(a). Caractéristique (P, V) , (b).Caractéristique (P, Ω_g)

La figure V.20 donne la caractéristique de fonctionnement en trois dimension (P, Ω_g, β) qui résume le fonctionnement de l'éolienne dans les trois zones à savoir l'optimisation, la limitation de la vitesse de rotation et la protection de l'éolienne.

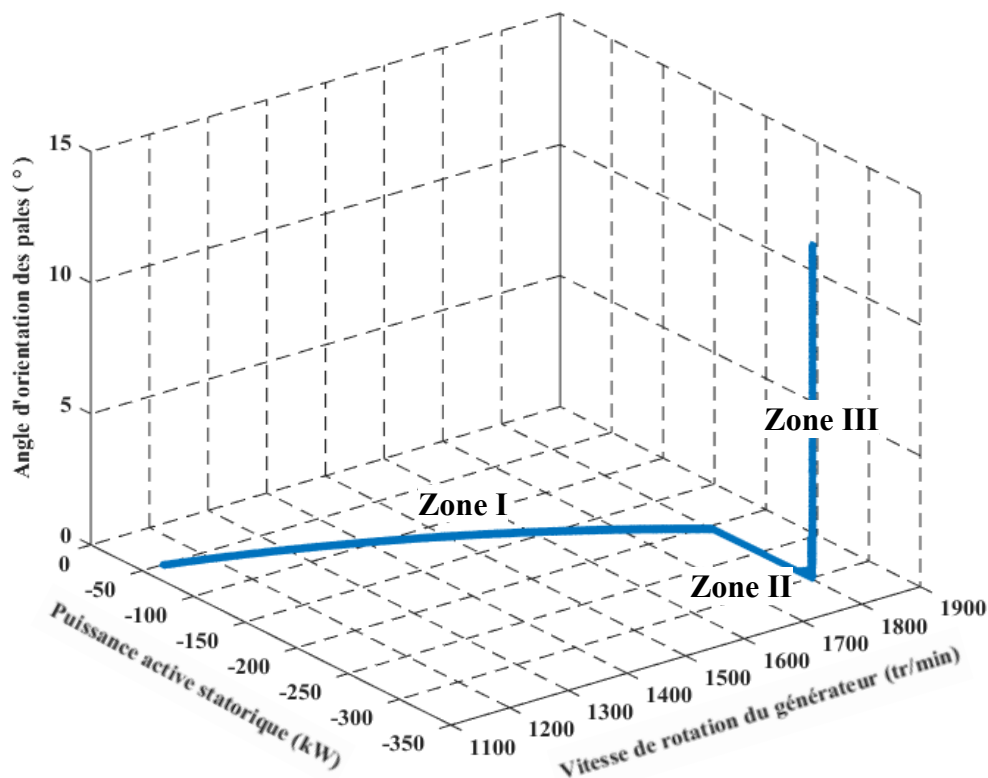


Figure V.20 Caractéristique de fonctionnement (P, Ω_g, β) .

Sur cette caractéristique on peut distinguer facilement les trois zones de fonctionnement. La première zone est caractérisée par la maximisation de la puissance extraite qui s'étale de 50 kW jusqu'à 200 kW sur l'axe de la puissance. Ensuite, on trouve la zone II dans laquelle la

vitesse de rotation est limitée à 1800 tr/min pour des raisons mécaniques et acoustiques. Enfin, on remarque la troisième zone où, en plus la vitesse de rotation, la puissance convertie est limitée par action sur l'angle de calage des pales de la turbine pour la protection de l'éolienne de la destruction.

V.7. CONCLUSION

La commande de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne a été présentée dans ce chapitre. Au début du chapitre nous avons présenté la modélisation de la turbine ainsi que la modélisation du processus de la conversion aérodynamique basée sur la théorie de Betz. Ensuite, la technique de commande à maximisation de la puissance extraite « MPPT » a été détaillée puis appliquée dans la commande du système de conversion de l'énergie éolienne.

Le modèle global du système de conversion de l'énergie éolienne comportant la MADA avec son alimentation et sa commande fractionnaire ainsi que la turbine associée à sa commande MPPT, a été implanté dans Matlab/Simulink puis simulé en considérant un vent variable permettant un fonctionnement qui touche les trois zones de fonctionnement afin d'analyser les performances de la commande proposée.

Les résultats de simulation présentés sur les figures V.13 à V.20 montrent l'efficacité et les performances très acceptables des stratégies de commande pour chaque zone de fonctionnement du système éolien ce qui nous confirme aussi l'efficacité de la commande fractionnaire de la MADA présentée au chapitre III. En effet, un bon contrôle des puissances de la MADA est primordial pour assurer le régime de fonctionnement optimale pour chaque zone de fonctionnement.

CONCLUSION

CONCLUSION

L'introduction du calcul fractionnaire dans le domaine de la commande des processus a fait une révolution des techniques de commande. En effet, toutes les techniques de commande classique peuvent être généralisées au calcul d'ordre fractionnaire, pour leurs donner plus de flexibilité et de robustesse par l'introduction de plusieurs degrés de liberté. Cependant, la complexité du calcul fractionnaire a retardé l'utilisation des techniques de commande d'ordre fractionnaire dans l'industrie.

A nos jours, plusieurs chercheurs s'intéressent au développement des techniques de commande d'ordre fractionnaire afin de faciliter leurs utilisation industrielle. Parmi ces techniques on trouve la commande par régulateur PI ou PID d'ordre fractionnaire. En effet, la commande par régulateurs fractionnaire de la forme $PI^\alpha D^\mu$ est la forme généralisée de la commande classique largement utilisée dans l'industrie utilisant des régulateurs de type *PID*.

Le travail présenté dans notre thèse porte sur l'étude, la conception et le développement de la commande par régulateurs fractionnaire de type proportionnel – intégrale de la forme $(PI)^\alpha$. Notre manuscrit est divisé en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation ainsi que la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux, utilisé pour l'alimentation du rotor de la MADA. A la fin du chapitre nous avons obtenu un modèle de la MADA dans le repère de Park, qui est ensuite validé par la simulation.

Le modèle obtenu dans le premier chapitre est utilisé dans le deuxième chapitre pour le développement de la technique de commande des puissances active et réactive. Ce dernier chapitre nous a permis d'élaborer une commande directe de la puissance active indépendamment de la puissance réactive.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté le principe de quelques techniques de commande d'ordre fractionnaire. Au début, nous avons donné un petit rappel sur le calcul fractionnaire, l'intégration et la dérivation d'ordre non entier ainsi que leur approximation par des fonctions rationnelles d'ordre entier. Ensuite, nous avons présenté les principales commandes d'ordre fractionnaire utilisant différents correcteurs d'ordre non entier.

Notre contribution à commande d'ordre fractionnaire a été présentée dans le quatrième chapitre. En effet, ce chapitre détaille la méthode proposée pour le dimensionnement des régulateurs proportionnel-intégral d'ordre non entier de la forme $(PI)^\alpha$. En se basant sur cinq critères de performance dans le domaine fréquentiel, nous avons pu développer une nouvelle méthode de calcul et d'optimisation des paramètres du régulateur $(PI)^\alpha$. En plus, nous avons

présenté dans ce chapitre la méthode de calcul des paramètres du régulateur proportionnel-intégral d'ordre fractionnaire de la forme PI^α , en utilisant la technique d'optimisation PSO.

Dans le cinquième chapitre nous avons donné une application de la technique de commande des puissances active et réactive de la MADA, développée dans le deuxième chapitre, en utilisant des régulateurs d'ordre fractionnaire dimensionnés par la méthode proposée dans le quatrième chapitre. En effet, la commande proposée est appliquée sur une éolienne à vitesse variable utilisant une MADA comme génératrice. Les résultats de simulation ont montré un bon contrôle de l'éolienne dans les trois zones de fonctionnement qui se justifie par un rendement optimal dans la première zone, une limitation de la vitesse dans la deuxième zone et une limitation de la puissance dans la troisième zone de fonctionnement. Les performances présentées par les résultats de simulation permettent de mettre en évidence l'efficacité de la technique de contrôle des puissances de la MADA, développée au deuxième chapitre, et la méthode de dimensionnement des régulateurs fractionnaires fractionnaire proposée dans le quatrième chapitre.

Perspectives des futurs travaux de recherche

Dans nos futurs travaux de recherche nous visons à appliquer la notion de la différentiation non entière aux techniques de commande avancées tel que la commande robuste, la commande optimale et la commande adaptative d'ordre non entier. Nous nous intéressons aussi à la modélisation d'ordre fractionnaire des machines électriques en faisant appel au calcul d'ordre fractionnaire pour établir des modèles mathématiques qui reflètent au mieux le comportement dynamique des machines électriques.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] GIELEN, Dolf, *Critical minerals for the energy transition*. Abu Dhabi: IRENA, 2021, 43p. ISBN: 978-9-292-60366-3.
- [2] International Energy Agency. *Global Energy Review 2021*, April 2021, Paris, Disponible sur : <https://www.iea.org/reports/global-energy-review-2021>.
- [3] FERROUKHI, Rabia, GIELEN, Dolf, COLLIER, Ute, *et al.* *World energy transitions outlook 2022*, Abu Dhabi: IRENA, 2022, 352 p. ISBN: 978-9-292-60429-5.
- [4] CORTAJARENA, José Antonio, BARAMBONES, Oscar, ALKORTA, Patxi, *et al.* Grid Frequency and Amplitude Control Using DFIG Wind Turbines in a Smart Grid. *Mathematics*, 2021, Vol. 9, N° 2, pp. 1-18.
- [5] HOSSEIN, mahvash, TAHER, Seyed Abbas, RAHIMI, Mohsen, *et al.* DFIG performance improvement in grid connected mode by using fractional order [PI] controller. *International journal of electrical power & energy systems*. 2018, Vol. 96, N° 3, pp. 398-411.
- [6] BERTRAM, Ross. *Fractional calculus and its applications*. West Haven, Springer, 1974, 376 p. ISBN: 978-3-540-07161-7
- [7] ALAIN, Oustaloup. *Systèmes asservis linéaires d'ordre fractionnaire*. France, Edition Masson, 1983, 296 p. ISBN : 978-2225789700
- [8] ARJEN, Van Der Ziel. On the noise spectra of semiconductor noise and of flicker effects. *Physica*. 1950, Vol.16, N° 4, pp. 359-372.
- [9] DAVIDSON, Cole. Dielectric Relaxation in Glycerine. *The Journal of Chemical Physics*. 1950, Vol.18, N° 10, pp. 1417.
- [10] RONALD, Bagley, PETER, Torvik. A theoretical basis for the application of fractional calculus in viscoelasticity. *Journal of Rheology*. 1983, Vol. 27, N° 3, pp. 201-210.
- [11] RONALD, Bagley, PETER, Torvik. On the fractional calculus model of viscoelasticity behavior. *Journal of Rheology*. 1986, Vol. 30, N° 1, pp. 133-155.
- [12] SHINICHI, Manabe. The non-integer integral and its application to control systems. *The Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan*. 1960, Vol. 80, N° 860, pp. 589-597.

- [13] ICHISE, Mitsunojo, NAGAYANAGI, yutaka, KOJIMA, Tsugio. An analog simulation of non-integer order transfer functions for analysis of electrode processes. *Journal of electroanalytical chemistry and interfacial electrochemistry*, 1971, Vol. 33, N° 2, pp. 253-265.
- [14] ALAIN, Oustaloup. *La commande CRONE : Commande robuste d'ordre non entier*. Paris, Edition Hermès, 1991, 495 p. ISBN : 978-2-866-01289-2
- [15] DENIS, Matignon, BRIGITTE, Andréa-Novel. Observer-based controllers for fractional differential systems. *The 36th IEEE Conference on Decision and Control, California*, 1997, pp. 4967-4972.
- [16] IGOR, Podlubny. Fractional order systems and $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Controllers. *IEEE Transactions on automatic control*. 1999, Vol. 44, N° 1, pp. 208-214.
- [17] METATLA, Samir, MEKHTOUB, Said, NESBA, Ali, ILHAMI, Colak, OUADAH, Mhamed. Analytical design of fractional order proportional-integral controller for enhanced power control of Doubly-Fed Induction Generator. *Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg.* 2020, Vol. 65, N°1-2, pp. 109–115.
- [18] IGOR, Podlubny, IVO, Petras, BLAS, Vinagre, et al. Analogue realizations of fractional order Controllers. *Nonlinear Dynamics*. 2002, Vol. 29, N° 1-4, pp. 281–296.
- [19] KHOICHI, Matsuda and HIRONORI Fujii. H_{∞} optimized wave-absorbing control - Analytical and experimental results. *Journal of guidance, control and dynamics*. 1993, Vol. 16, N° 6, pp. 1146-1153.
- [20] ALAIN, Oustaloup, FRANÇOIS, Levron, BENOIT, Mathieu, FLORENCE, Nanot. Frequency-band complex non-integer differentiator: characterization and synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. 2000, Vol. 47, N° 1, pp. 25-39.
- [21] CHAREF, Abdelfatah, HUN HAN, Sun, YUAN-YING, Tsao, BANU, Onaral. Fractal system as represented by singularity function. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1992, Vol. 37, N° 9, pp. 1465-1470.
- [22] CHUNYANG, Wang, LUO, Ying and YANGQUAN, Chen. An analytical design of Fractional Order Proportional Integral and [Proportional Integral] controllers for robust velocity servo. *The 4th Conference on industrial electronics and applications*, May 2009, pp. 3448-3453.

- [23] PERUMAL, Sathishkumar, NARAYANASAMY, Selvagesan. Fractional Controller Tuning Expressions for a Universal Plant Structure. *IEEE Control Systems Letters*, 2018, Vol. 2, N° 3, pp. 345-350.
- [24] YANGQUAN, Chen, IVO, Petras, DINGYU, Xue. Fractional order control - A tutorial. *American control conference*, July 2009, pp. 1397-1411.
- [25] ARMAND, Boyette. *Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*. Thèse de doctorat : Electronique-Electrotechnique, Nancy : Université Henri Poincaré, Nancy 1, 2006, 138 p.
- [26] RAMU, Krishnan. *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. New Jersey, Prentice Hall, 2001, 656 p. ISBN: 978-0-130-91014-1.
- [27] JEAN-PAUL, Hautier. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Paris, Editions Technip, 1995, 284 p. ISBN : 978-2-710-80683-7
- [28] CHEE-MUN Ong. *Dynamic Simulations of Electric Machinery: Using MATLAB/Simulink*. New Jersey, Prentice Hall, 1997, 626 p. ISBN: 978-0-137-23785-2.
- [29] EL AIMANI, Selma. *Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension*. Thèse de doctorat : Génie Electrique. Lille : Ecole centrale de Lille, 2004, 226 p.
- [30] LOUAREM, Sabah, BELKHIAT, Djamel, BOUKTIR, Tarek, BELKHIAT, Saad. An Efficient Active and Reactive Power Control of DFIG for a Wind Power Generator. *Engineering, Technology & Applied Science Research*. 2019, Vol. 9, N° 5, pp. 4775-4782.
- [32] ION, Boldea. *Variable speed generators*. 2nd Edition, Floride: Taylor & Francis, 2016, 600 p. ISBN: 978-1-315-21417-7
- [32] NGUYEN, Phung Quang, JRG-ANDREAS, Dittrich. *Vector control of three phase ac machines*. 2nd Edition, Berlin: Springer, 2015, 364 p. ISBN: 978-3-662-46914-9
- [33] MOHAMMED MAZEN, Alhato, BOUALLÈGUE, Soufiene, HEGAZY, Rezk. Modeling and Performance Improvement of Direct Power Control of Doubly-Fed Induction Generator Based Wind Turbine through Second-Order Sliding Mode Control Approach, *Mathematics*, 2020, Vol. 8, N° 11, pp. 1-31.
- [34] AOUZELLAG, Djamel, GHEDAMSI, Kaci, BERKOUK, El madjid. Network power flux control of a wind generator. *Renewable Energy*. 2009, Vol. 34, N° 3, pp. 615- 622.

- [35] FREDERIC, Poitiers. *Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne, machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau*. Thèse de Doctorat : Electronique et Génie Electrique. Nantes : l'École Polytechnique de l'université de Nantes, 2003, 167 p.
- [36] MEDJEKAL, Hamza. *Existence et unicité de la solution d'une équation différentielle fractionnaire impulsive de temps infini dans un espace de Banach*. Thèse de doctorat : Mathématiques et Applications. Annaba : Université Badji Mokhtar Annaba, 2015, 98 p.
- [37] GUERMAH, Said. *Commande CRONE, application à un procédé pilote de laboratoire*. Thèse de doctorat : Automatique. Tizi-Ouzou: Université Mouloud Mammeri, 2011, 193p.
- [38] LADACI, Samir , CHAREF, Abdelfatah. On Fractional Adaptive Control. *Nonlinear Dynamics*, 2006, Vol. 43, N° 4, pp.365–378.
- [39] ALAIN, Oustaloup, BENOIT, Mathieu, PATRICK, Lanusse. The CRONE Control of Resonant Plants: Application to a Flexible Transmission. *European Journal of Control*, 1995, Vol. 1, N° 2, pp. 113-121.
- [40] DEGHBODJ, Imen, LADACI, Samir, BELARBI, Khaled. Fractional order adaptive generalized predictive control design based on Romero GPC optimization criterion. *Journal of Pure and applied mathematics: Advances and applications*. 2021, Vol. 24, N° 1, pp.1-20.
- [41] LADACI, Samir, JEAN JACQUES, Loiseau, CHAREF, Abdelfatah. Fractional order adaptive high-gain controllers for a class of linear systems. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 2008, Vol. 13, N° 4, pp. 707-714,
- [42] DEGHBODJ, Imen, LADACI, Samir. Automatic voltage regulator performance enhancement using a fractional order model predictive controller. *Bulletin of electrical engineering and informatics*. 2021, Vol. 10, N° 5, pp.2424-2432.
- [43] IGOR, Podlubny. *Fractional differential equations*. 1st Edition, Elsevier, 1998, 340 p. ISBN: 978-0-125-58840-9.
- [44] KENNETH S, Miller, BERTRAM, Ross. *An introduction to the fractional calculus and fractional differential equations*. UK, 1st Edition, John Wiley & Sons, 1993, 384 p. ISBN: 978-0-471-58884-9.
- [45] MICHELE, Caputo. Linear Models of Dissipation whose Q is almost frequency independent-II. *Geophysical journal international*, 1967, Vol. 13, N° 5, pp. 529–539.

- [46] BENSALIA, Yassine. *Utilisation des filtres fractionnaires pour la conception de régulateurs adaptatifs robustes*. Thèse de doctorat : Automatique. Skikda : Université du 20 Août 1955 Skikda, 2016, 146 p.
- [47] BOUROUBA, Bachir. *Contribution à la commande adaptative optimale d'ordre fractionnaire*. Thèse de doctorat : Contrôle Des Systèmes. Constantine: Université des frères Mentouri-Constantine-1, 2018, 141 p.
- [48] CHAREF, Abdelfatah. Analogue realization of fractional-order integrator, differentiator and fractional $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controller. *IEE Proceedings - Control theory and applications*. 2006, Vol. 153, N° 6, pp. 714-720.
- [49] ZAMANI, Majid, KARIMI, Masoud, SADATI, Nasser. FOPID controller design for robust performance using particle swarm optimization. *Fractional calculus and applied analysis*. 2007, Vol.10, N° 2, pp. 169-187.
- [50] HENDRIK WADE, Bode. *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. New York, D. Van Nostrand, 1945. 572 p.
- [51] TITOUCHE, Kahina. *Contribution à la synthèse de contrôleurs fractionnaires pour la commande multi-objectives des systèmes linéaires*. Thèse de doctorat : Automatique. Tizi-Ouzou : Université Mouloud Mammeri, 2017, 140 p.
- [52] DOMINIQUE, Nelson-Gruel, PATRICK, Lanusse and ALAIN, Oustaloup. Robust CRONE control of non-square multivariable system with time delay. *European Control Conference (ECC)*, 2009, pp. 4733-4739.
- [53] BENJAMIN, Feytout. *Commande CRONE appliquée à l'optimisation de la production d'une éolienne*. Thèse de doctorat : Automatique. Bordeaux : Université Bordeaux 1, 2013, 255 p.
- [54] ALAIN, Oustaloup, PIERRE, Melchior, PATRICK, Lanusse, *et al.* The CRONE toolbox for Matlab. *International Symposium on Computer-Aided Control System Design*, 2000, pp. 190-195.
- [55] ACHNIB, Asma. *Développement de la commande CRONE avec effet anticipatif robuste*. Thèse de doctorat : Automatique. Bordeaux : Université Bordeaux 1, 2019, 203 p.
- [56] NORBERT, Herencsar, ASLIHAN, Kartci, JAROSLAV, Koton, *et al.* Analogue Implementation of a Fractional- PI^{λ} Controller for DC Motor Speed Control. *The 28th International symposium on industrial electronics*, June 2019, pp. 467-472.

- [57] CHUNYANG, Wang, YONGSHUN, Jin and YANGQUAN, Chen. Auto-tuning of FOPI and FO[PI] controllers with iso-damping property. *48th Conference on decision and control*, Dec 2009, pp. 7309-7314.
- [58] BADRI, Vahid, TAVAZOEI, Mohammad Saleh. Some Analytical Results on Tuning Fractional-Order [Proportional–Integral] Controllers for Fractional-Order Systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2016, Vol. 24, N° 3, pp. 1059-1066.
- [59] BORIS J, Lurie. *Three-parameter tunable Tilt-Integral-Derivative (TID) controller*, US Patent, US005371670A. 06 December 1994.
- [60] TOPNO, Pretty Neelam, SAURABH, Chanana. Automatic generation control using optimally tuned tilt integral derivative controller. *First International conference on control, measurement and instrumentation*, January 2016, pp. 206-210.
- [61] ÅSTRÖM, Karl Johan, HÄGGLUND, Tore. Revisiting the Ziegler–Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*, 2004, Vol. 14, N° 6, pp. 635-650,
- [62] AMOURA, Karima. *Contribution à la synthèse d'un contrôleur fractionnaire d'ordre réduit pour la commande de système de grandes dimensions*. Thèse de Doctorat : Automatique. Tizi-Ouzou : Université Mouloud Mammeri, 2018, 150 p.
- [63] YANGQUAN, Chen, TRIPTI, Bhaskaran, DINGYÜ, Xue. Practical tuning rule development for fractional order proportional and integral controllers. *Nonlinear Dynamics*, 2008, Vol. 3, N° 2, pp. 1–8.
- [64] DJARI, Abdelhamid, BOUDEN, Toufik, BOULKROUNE, Abdesselem. Design of a fractional order PID controller (FOPID) for a class of fractional order MIMO systems. *Journal of Automation & Systems Engineering*, 2014, Vol. 8, N° 1, pp.25–39.
- [65] METATLA, Samir, MEKHTOUB, Said, NESBA, Ali, *et al.* An Optimized fractional order PI controller to improve DFIG active and reactive powers control. *12th International symposium on advanced topics in electrical engineering*, March 2021, pp. 1-6
- [66] MAHVASH, Hossein, SEYED ABBAS, Taher, MOHSEN, Rahimi, *et al.* Enhancement of DFIG performance at high wind speed using fractional order PI controller in pitch compensation loop. *International journal of electrical power & energy systems*. 2019, Vol. 104, N° 01, pp. 259-268.
- [67] SAPTARSHI, Das, SUMAN, Saha, SHANTANU, Das, AMITAVA, Gupta. On the selection of tuning methodology of FOPID controllers for the control of higher order processes. *ISA Transactions*. 2011, Vol. 50, N° 3, pp. 376-388.

- [68] PETER, Husek. PID controller design for hydraulic turbine based on sensitivity margin specifications. *International journal of electrical power & energy systems*. 2014, Vol. 55, N° 2, pp. 460-466.
- [69] ABHISHEK, Srivastava, DUSHMANTA, Kumar Das, AKSHAY Kumar. A PSO based Fractional Order PI (FOPI) controller design for a Shunt Active Power Filter for Harmonic Elimination. *The 5th Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering*. Gorakhpur - India, 2018, pp. 1-6.
- [70] ZHONGCUI, Miao, TIANLIANG, Han, JIANWU, Dang, *et al.* FOPI/PI controller parameters optimization using PSO with different performance criteria. *The 2nd Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference*, Chengdu - China, 2017, pp. 250-255.
- [71] GHOSAL, Soumya, DARBAR, Rajkumar, BISWARUP, Neogi, *et al.* Application of Swarm Intelligence Computation Techniques in PID Controller Tuning: A Review. *International Conference on Information Systems Design and Intelligent Applications*, INDIA 2012, pp. 195-207.
- [72] GEORGIOS, Sermpinis, KONSTANTINOS, Theofilatos, ANDREAS, Karathanasopoulos, *et al.* Forecasting foreign exchange rates with adaptive neural networks using radial-basis functions and Particle Swarm Optimization. *European Journal of Operational Research*, Vol. 225, N° 3, pp. 528-540.
- [73] FERNANDO, Bianchi, RICARDO, Mantz, HERNÁN, Battista. *Wind Turbine Control Systems: Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*. London, Springer, 2007, 208 p. ISBN: 978-1-846-28493-9
- [74] MUNTEANU, Iulian, NICOLAOS, Cutululis, ANTONETA, Bratcu, *et al.* *Optimal Control of Wind Energy Systems*. Springer, 2008, 286 p. ISBN: 978-1-848-00079-7
- [75] OLIMPO, Anaya, NICK, Jenkins, JANAKA, Ekanayake, *et al.* *Wind energy generation: Modelling and Control*. UK, John Wiley & Sons, 2009, 288p. ISBN: 978-0-470-71433-1
- [76] NICOLAS, Laverdure. *Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires*. Thèse de doctorat : Génie Electrique. Grenoble : Institut national polytechnique de Grenoble, 2007, 281 p.
- [77] CRISTIAN, Nichita, DRAGOS, Luca, BRAYIMA, Dakyo, EMIL, Ceanga. Large band simulation of the wind speed for real time wind turbine simulators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2002, Vol. 17, N° 4, pp. 523-529.

- [78] METATLA, Samir. *Optimisation des performances d'une éolienne à base d'une MADA : Optimisation des performances et régulation des puissances*. Edition Universitaire Européenne. 2011, 132 p. ISBN : 978-613-1-58911-9
- [79] FLORIN, Iov, ANCA DANIELA, Hansen, POUL, Sorensen, FREDE, Blaabjerg. *Wind Turbine Blockset in Matlab / Simulink: General Overview and Description of the Models*. RISO Laboratory, Aalborg University, 2004. 109 p.
- [80] BOUKHEZZAR, Boubekour. *Sur les stratégies de commande pour l'optimisation et la régulation de puissance des éoliennes à vitesse variable*. Thèse de Doctorat : Génie électrique, Paris : Université Paris XI, 2006, 177 p.
- [81] SIEGFRIED, Heier. *Grid Integration of Wind Energy: Onshore and Offshore Conversion Systems*. UK, John Wiley & Sons, 2014, 528 p. ISBN: 978-1-119-96294-6.

ANNEXES

ANNEXE A**Paramètres de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne**

Les paramètres électriques et mécaniques de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne considérée dans cette thèse sont donnés par le tableau ci-dessous [75].

Paramètre	Valeur numérique
Diamètre de la turbine	28 m
Nombre de pales de la turbine	3 pales
Inertie totale de la turbine	42.9 kg.m ²
Rapport du multiplicateur de vitesse	1:30
Puissance nominale	300 kW
Type du générateur	MADA
Tension d'alimentation	400/690 V
Fréquence	50 Hz
Résistance statorique	54 mΩ
Résistance rotorique	46 mΩ
Inductance statorique	12.9 mH
Inductance rotorique	12.7 mH
Inductance mutuelle	12.5 mH

ANNEXE B

Paramètres des régulateurs utilisés dans la chaîne de conversion de l'énergie éolienne

Les paramètres des régulateurs fractionnaires utilisés pour l'asservissement de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne sont donnés aux tableaux ci-dessous.

Tableau B.1 : Paramètres des régulateurs utilisés pour le contrôle de la MADA

Régulateurs PI (Correcteur d'ordre entier)		
Gain proportionnel	Gain intégral	Ordre d'intégration
$K_p = 25.5$	$K_i = 19.2$	$\alpha = 1$
Régulateurs fractionnaires PI^α		
Gain proportionnel	Gain intégral	Ordre d'intégration
$K_p = 13.54$	$K_i = 7.3$	$\alpha = 0.63$
Régulateurs fractionnaires $(PI)^\alpha$		
$K_p = 786.3$	$K_i = 1844$	$\alpha = 0.588$

Tableau B.2 : Paramètres du régulateur utilisé pour le contrôle de la turbine

Régulateurs fractionnaires $(PI)^\alpha$		
Gain proportionnel	Gain intégral	Ordre d'intégration
$K_p = 73$	$K_i = 144$	$\alpha = 0.88$