République Algérienne Démocratique et populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Dr. YAHIA FARES

DE MEDEA

Faculté des Sciences et de la technologie

Département de Génie Electrique et informatique



Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master

En Electrotechnique

Option : Commande et Electronique Industrielle

Thème

Commande des puissances active et réactive de la Machine Asynchrone à Double Alimentation, en utilisant la logique floue type-2

Etudié par :

Allali Azzedine

Terfai Nouar

Proposé et dirigé par :

Promoteur : Dr . Boudana Djamel

Co-promoteur: Dr. Boulkhrachef Salah

Promotion 2013

ملخص:

هذا العمل يعالج إشكالية التحكم بإستراتيجية المنطق الغامض من الطراز 2 و تطبيقها في نظام تحويل الطاقة الهوائية الذي يحتوي على ماكنة لامتزامنة ذات تغذية مزدوجة (الساكن موصول مباشرة بالشبكة اما الدوار فبواسطة مموج على التسلسل مع منوب). هذه التقنية وجدت فعاليتها في تغير بنية الانظمة باستخدامها لقانون المراقبة غير الخطية. و الهدف من ذلك هو تطبيق هذه الإستراتيجية للتحكم في تبادل القدرة الفعالة و القدرة الرجعية للساكن بتغذية الدوار بواسطة مموج للتوتر الكهرابائي بتقنية النبضة معدلة العرض. نتائج المحاكاة العددية التي تم الحصول عليها تظهر الاهتمام المتزايد من هذا التحكم في أنظمة الطاقة في مجال الطاقة الهوائية.

كلمات مفتاحيه: ماكنة لامتزامنة ذات تغذية مزدوجة، المنطق الغامض من الطراز 2، التحكم الشعاعي، التحكم في القدرة.

Résumé :

Ce travail présente une technique de commande par logique floue type-2 au système de conversion d'énergie éolienne équipée d'une génératrice asynchrone à double alimentation. Cette technique trouve sa plus forte justification aux problèmes d'incertitudes du modèle par l'utilisation d'une loi de commande non linéaire. L'objectif est d'appliquer cette commande pour contrôler l'échange des puissances active et réactive générées par la machine asynchrone avec le réseau en agissant sur les signaux rotoriques via un onduleur de tension à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Les résultats de simulations numériques obtenus montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne.

Mots clés : génératrice asynchrone à double alimentation, logique floue type-2, commande vectorielle, contrôle des puissances

Abstract:

This work present a technique of type-2 fuzzy logic control applied to the system of wind energy conversion equipped with a doubly-fed induction generator. This technique finds its strongest justification for model uncertainty problems by using a nonlinear control law. The goal is to apply this command to control the exchange of active and reactive power generated by the doubly-fed induction generator with the network acting on the rotor signals via a Pulse Width Modulation (PWM) voltage source inverter . The numerical simulation results obtained show the growing interest of such a control to the system of wind energy.

Keywords: doubly-fed induction generator, type-2 fuzzy logic, oriented flux control, power control.

Remerciements

Avant tout nous remercions Dieu Le tout puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces années et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Nous remercions Monsieur BOUDANA DJAMEL, ainsi que Monsieur BOULKHRACHEF SALEH, pour leurs suivi et leurs conseils durant l'évolution de ce travail .

Nous adressons nos plus vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant la charge de juger ce travail.

Enfin, Nous voudrions associer à ces remerciements toutes les personnes qui ont contribué de prés ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce mémoire à :

Ma très chère mère et mon père qui se sont sacrifiés tout au long de mes études.

Mes frères et mes sœurs.

Toute la famille ALLALI.

Tous mes amis .

Et tous ceux qui me sont chers.

AZZEDINE

Dédicaces

Je dédie ce mémoire à :

Ma très chère mère et mon père qui se sont sacrifiés tout au long de mes études.

Mes frères et mes sœurs.

Toute la famille TERFAI.

Tous mes amis .

Et tous ceux qui me sont chers.

NOUAR

Sommaire

Introduction générale 01

Chapitre I : Généralités sur les éoliennes

I.1 Introduction 03
I.2 Historique 03
I.3 Définition de l'énergie éolienne 04
I.4 Les différents types d'éoliennes 04
I.4.1 Les éoliennes à axe vertical 05
I.4.2 Les éoliennes à axe horizontal 05
I.5 Principaux composants d'une éolienne 06
I.5.1 La tour 06
I.5.2 La nacelle 06
I.5.2.1 Arbre lent 07
I.5.2.2 Un multiplicateur 07
I.5.2.3 le système de refroidissement 07
I.5.2.4 la génératrice 07
I.5.2.5 Anémomètre 07
I.5.2.6 le système de control-commande 08
I.5.3 Le rotor et les pales 08
I.5.4 Le moyeu 09
I.6 Principe de fonctionnement 09
I.7 Conversion de l'énergie éolienne 09
I.7.1-Loi de BETZ 10
I.7.2-Production d'énergie mécanique 13
I.8 Système de régulation 13
I.8.1-Bilan des forces sur la pale 13
I.8.2-Moyens de réglage de la conversion de l'énergie 14
I.8.2.1 Système à décrochage aérodynamique « stall » 14
I.8.2.2 Système d'orientation des pales « Pitch » 15
I.9 Intérêt de la vitesse variable 16
I.10 Modélisation de la turbine éolienne 17
I.10.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine 17
I.10.2 Modélisation de la vitesse du vent 18
I.10.3 Modélisation de la turbine 19
I.10.4 Modèle du multiplicateur 21
I. 10.5 Equation dynamique de l'arbre de la génératrice 21
I.11-conclusion 22

Chapitre II : Modélisation et fonctionnement de la MADA

II.1 Introduction 23
II.2 Structure de la machine 23
II.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation 23
II.4 Classification des machines à double alimentation 24
II.5 Domaine d'application de la MADA 25
II.5.1 Fonctionnement moteur dans les applications industrielles 25
II.5.1.1 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs 26
II.5.1.2 Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur 26
II.5.2 Systèmes de génération éolienne à vitesse variable 27
II.6 Différentes structures d'alimentation de la MADA dans les systèmes éoliens 28
II.6.1 Machine asynchrone à double alimentation « type brushless » 28
II.6.2 MADA à énergie rotorique dissipée 28
II.6.3 Structure de kramer 29
II.6.4 Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI 29
II.6.5 Structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur 29
II.6.6 Convertisseur Matriciel 30
II.7 Mode de fonctionnement de la MADA 30
II.7.1 Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone 31
II.7.2 Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone 31
II.7.3 Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone 31
II.7.4 Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone 31
II.8 Modélisation de la machine à double alimentation 32
II.8.1 Hypothèses simplificatrices 33
II.8.2 Modèle de la MADA dans le repère abc 33
II.8.3 Changement de repère 35
II.8.3.1 La transformation de Park 35
II.8.3.2 Equations électriques et magnétiques dans le système d'axes (d, q) 37
II.8.4 Choix du référentiel 37
II.8.5 Modèle biphasé de la MADA lié au champ tournant 38
II.8.6 Equation du couple électromagnétique 38
II. 8.7 Mise sous forme d'équation d'état 38
II.8.8 Simulation de la machine asynchrone a double alimentation 39
II.8.9 Interprétation des résultats 42
II.9 Modélisation de l'alimentation de La MADA 42
II.9.1 Modélisation du redresseur 43
II.9.2 Modélisation du filtre 44

II.9.3 Modélisation de l'onduleur 45
II.9.4 Commande par modélisation de largeur d'impulsion (MLI)..... 46
II.10 Conclusion 47

Chapitre III
Commande vectorielle de la MADA

III.1-Introduction..... 48
III.2 Principe de la commande vectorielle 48
III.3 Modèle pour le contrôle indépendant des puissances 50
III.3.1 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques..... 51
III.3.2 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques..... 52
III.4 Commande indirecte..... 54
III.5 Simulation de la commande indirecte avec boucle de puissance..... 55
III.5.1 fonctionnement à vitesse fixe..... 55
III.5.2 fonctionnement en MPPT 59
III.5.2.1 Stratégie MPPT..... 60
III.5.2.2 Résultats de simulation 61
III.6 Robustesse de la régulation..... 63
III.6.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique 63
III.6.2 Robustesse vis-à-vis de la variation des inductances 64
III.7 Conclusion 66

Chapitre IV
Commande par la logique floue type-2
de la MADA

IV.1 Introduction..... 67
IV.2 Notations et terminologies..... 68
IV.2.1 Ensemble flou type-2..... 68
IV.2.2 Représentation d'une fonction d'appartenance type-2 69
IV.2.3 Coupe verticale..... 71
IV.2.4 Fonction d'appartenance secondaire..... 71
IV.2.5 Appartenance primaire 72
IV.2.6 Degré d'appartenance secondaire 72
IV.2.7 Empreinte d'incertitude 72
IV.2.8 Fonctions d'appartenance supérieure et inférieure 72
Fonction d'appartenance principale..... 73
IV.2.9 Ensemble encastré type-2 73
IV.3 Système flou type-2 général 74
IV.4 Système flou type-2 intervalle 75
IV.4.1 Ensemble flou type-2 intervalle 75
IV.4.2 Opérations MEET et JOIN 75
IV.4.3 Inférence..... 76

IV.4.4 Centroide d'un ensemble flou type-2 intervalle 76
IV.4.5 Défuzzification 79
IV. 5 Application de la commande par logique floue type-2 sur la MADA 79
IV. 5 .1 Réglage de la puissance active et réactive de la MADA 79
IV.5.2 Synthèse du régulateur flou type-2 80
IV. 6 Résultats de simulation 82
IV. 6.1 Fonctionnement à vitesse fixe 82
IV. 6.2 Fonctionnement en MPPT 85
IV.7 Tests de robustesse 87
IV.7.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique 87
IV.6.2 Robustesse vis-à-vis de la variation des inductances 88
IV.8 Etude comparative 89
IV.8 .1 Interprétation et évaluation 89
IV.9 Conclusion 91
IV.9 Conclusion 92

Conclusion général 92

Annexe

Donné de la première machine à induction double alimentée

Valeurs nominales : 4KW ; 220/380V- 50Hz ; 15/8.6A ; 1440 tr/min.

Paramètre :

Rs (Résistance du stator) =1.2Ω

R_r (Résistance du rotor) =1.8 Ω

Ls (Inductance stator) = 0.1554H

Lr (Inductance du rotor) = 0.1568H

M (Inductance Mutuelle) = 0.15H

Constantes mécaniques :

J (Moment d'inertie) = 0.2 $Kg.m^2$

f (Coefficient de frottement) = 0.001N.m.s/rd

Donner de la deuxième machine à induction double alimentée

Valeurs nominales : 1.5MW ; 690V/15KV ; 50Hz ;

Paramètre :

Rs (Résistance du stator) =0.012 Ω

R_r (Résistance du rotor) =0.021 Ω

Ls (Inductance stator) = 0.0137H

Lr (Inductance du rotor) = 0.0137H

M (Inductance Mutuelle) = 0.135H

Les paramètres de la turbine éolienne utilisée :

Nombre de pale =3

Diamètre d'une pale R=35.25

Gain du multiplicateur : G=90

Inertie J= 1000 $Kg.m^2$

Coefficient f=0.0024 N.m.s/rd

Notations et symbole

V_{vent} : Vitesse du vent

P_{vent} : Puissance du vent

V1 : La vitesse du vent en amont de l'aérogénérateur.

V2 : La vitesse du vent en aval de l'aérogénérateur.

V : La vitesse de l'air traversant l'aérogénérateur.

S1 : La section amont du tube d'air.

S2 : La section aval du tube d'air.

F : Force exercée sur les pales d'une éolienne à incidence variable.

ρ : Masse volumique du vent

R : Rayon de la surface balayée par la turbine.

P_{aere} : La puissance absorbée par l'aérogénérateur.

E_c : L'énergie cinétique de la masse d'air qui traverse l'aérogénérateur.

C_P : Coefficient de puissance

λ : La vitesse relative de l'éolienne.

$\Omega_{turbine}$:Vitesse de rotation de la turbine.

Ω_{mec}:Vitesse de rotation de l'arbre du générateur.

K : Multiplicateur mécanique

β : Angle de calage

i : Angle d'incidence.

V_{rot} :Composante de vent due à la rotation de l'aérogénérateur.

V_{res} :Vecteur du vent résultant.

F_{res} : Force produite par L'action du vent sur la pale.

F_{ax} : Force représentant la poussée axiale.

F_{rot} : Force produisant le déplacement de la pale.

Γ_T : Couple de la turbine

$C_T(\lambda)$: coefficient de couple

MADA : Machine asynchrone à double alimentation.

MLI : Modulation de largeurs d'impulsions.

s,r : Indices correspondants respectivement au enroulement statorique et rotorique.

sa , sb , sc : Phases du enroulement statorique.

Ar , Br , Cr : Phases rotoriques.

d , q : Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.

θ : Angle entre l'axe de la phase du premier enroulement statorique et l'axe du rotor.

θ_S : Angle entre l'axe de la première phase de l' enroulement statorique et l'axe d.

θ_r : Angle entre l'axe de la première phase du rotor et l'axe d.

g : Glissement de la machine

$V_{abc\,s}$: Tensions des trois phases de l'enroulement statorique.

$V_{dq\,s}$: Tensions de l'enroulement statorique dans l'axe d,q.

$V_{ABC\,r}$: Tensions des trois phases de l'enroulement rotorique.

$V_{dq\,r}$: Tensions de l'enroulement rotorique dans l'axe d,q.

$i_{abc\,s}$: Courants des trois phases de l'enroulement statorique.

$i_{dq\,s}$: Courants de l'enroulement statorique dans l'axe d,q.

$i_{ABC\,r}$: Courants des trois phases rotoriques.

$i_{dq\,r}$: Courants de l'enroulement statorique dans l'axe d,q.

Lss, Lrr : Inductances propres statorique et rotorique.

Ms, Mr : Inductances mutuelles phases statoriques et rotoriques.

Msr : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique.

Rs , Rr : Résistances statorique et rotorique par phase.

ls , lr : Inductances de fuites statoriques et rotoriques.

τ_r : Constant de temps rotorique.

σ : le coefficient de dispersion entre les enroulements.

$\Psi_{s\,abc}$: Flux des trois phases de l' enroulement statoriques.

$\Psi_{r\,ABC}$: Flux des trois phases de l' enroulement rotoriques.

$\Psi_{s\,dq}$: Flux de l'enroulement statorique dans l'axe d,q.

$\Psi_{r\,dq}$: Flux rotorique dans l'axe d,q.

Ψ_m : Flux magnétisant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

Uc : Tension d'entrée d'un niveau de l'onduleur.

Cr : Couple résistant

f_r : Coefficient de frottements visqueux.

Ω : Vitesse de rotation de la machine

J : Moment d'inertie de la machine.

p : Nombre de paire de pôles.

P : Operateur de LAPLAS.

N_r, N_s : Nombre de spires des bobinages rotoriques et statoriques.

ω_r, ω_S, ω : Pulsations électriques respectivement du rotor, du stator, et de glissement.

P_S : Puissance active transitant par le stator.

P_r : Puissance active transitant par le rotor.

Q_S : Puissance réactive transitant par le stator.

Q_r : Puissance réactive transitant par le rotor

$\overline{u}_{\tilde{A}}(x)$: Fonctions d'appartenance supérieure.

$\underline{u}_{\tilde{A}}(x)$: Fonctions d'appartenance inférieure.

R : Règle d'inférence.

w_j : Point où la fonction de type réduit atteint le maximum.

e :L'erreur

Δe : Variation de l'erreur.

G_e, G_{de} : Gains d'entréedu régulateur flou type-2.

G_{de} : Gain de sortie du régulateur flou type-2.

J_x : Appartenance primaire de x.

Liste des figures

Fig. I.1 : Conversion de l'énergie cinétique du vent 04
Fig.I.2 :Type d'éolienne 05
Fig.I.3 : La tour. 06
Fig. I.4 : La nacelle 07
Fig. I.5 : Les pales. 09
Fig. I.6 : Tube de courant d'air autour d'une éolienne 10
Fig. I.7 : Coefficient de puissance 12
Fig. I.8 : Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes 12
Fig.I.9 : Bilan des forces sur une section de pale 14
Fig. I.10 : Flux d'air sur un profil de pale " stall " 15
Fig. I.11 : Variation de l'angle de calage d'une pale 15
Fig. I.12 : Influence de l'angle de calage sur le coefficient de couple. 16
Fig. I.13 : Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et de la vitesse du vent. 16
Fig. I.14 :Modèle mécanique simplifié de la turbine. 18
Fig. I. 15 : Différents profiles de vent 19
Fig. I.16 : Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine (λ) pour une éolienne 1.5 MW . **…..** 20
Fig. 1.17 : Schéma bloc du modèle de la turbine 22
Fig.II.1 : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA 23
Fig.II.2 : Schéma de principe d'une simple MADA 24
Fig.II.3 : Schéma de principe de deux MADAs en cascade 25
Fig.II.4: Schéma de principe de deux machines asynchrones reliées mécaniquement électriquement par le rotor. 26
Fig.II.5: Schéma d'un system utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs 26
Fig.II.6 : Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul convertisseur 27
Fig Fig.II.7 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice. 27
Fig. II.8 : Machine asynchrone à double bobinage au stator statorique 28
Fig.II.9 Variation de la vitesse par réglage de la résistance du rotor 28
Fig.II.10 : Structure de kramer 29
Fig.II.11: Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI 29
Fig.II.12: Structure de scherbius avec cycloconvertisseur 29
Fig.II.13: Structure avec convertisseur matriciel 30
Fig.II.14 : Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone 31
Fig.II.15 : Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone 31
Fig.II.16 : Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone 32
Fig.II.17 : Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone 32
Fig.II.18 : Représentation schématique du modèle d'une MADA 32
Fig.II.19 : Représentation de la MADA dans le repère de Park. 36
Fig. II.20 : Le schéma bloc de simulation de la MADA alimenté en tension 39
Fig. II.21 : Réponses du système avec V_r= 0 V, f_r = 50 Hz, C_r=0 N.m 40
Fig. II.22 : Réponses du système avec V_r= 0 V, f_r = 50 Hz, C_r=55 N.m. 40
Fig. II.23 : Réponses du système avec Vr= 12 V, fr = 5 Hz, C_r=27 N.m 41
Fig. II.24 : Réponses du système avec Vr = 12 V, fr = 15 Hz ,C_r=27N.m 41

Fig. II.25: Réponses du système avec Vr= 30 V, fr = *5* Hz, C_r=27.....42
Fig. II.26 : Schéma du convertisseur statique 43
Fig. II.27 : Schéma du redresseur triphasé à diodes.....44
Fig. II.28 : Représentation d'un filtre 44
Fig.II.29: Onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.....45
Fig. II.30: Principe de la commande MLI.....47
Fig. III.1 : Principe de la commande vectorielle.....49
Fig. III .2: Schéma bloc de la MADA 54
Fig. III . 3: Schéma bloc de la commande indirecte.....55
Fig.III . 4: Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles de puissance 55
Fig.III.5: Puissance active et réactive du stator 56
Fig.III.6: Le courant rotorique selon l'axe d et q 57
Fig.III.7: Puissance active et réactive du rotor.....57
Fig.III.8: Le flux statorique selon l'axe d et q 57
Fig.III.9: Tensions et courants rotoriques.....58
Fig.III.10: Couple électromagnétique.....58
Fig.III.11: Schéma-bloc de la stratégie MPPT sans mesure de la vitesse du vent.....60
Fig.III.12: Vitesse du vent V(m/s) et coefficient de puissance Cp 61
Fig.III.13: Puissance active et réactive du stator.....61
Fig.III.14: Puissance active et réactive du rotor.....62
Fig.III.15: Tensions et courants rotoriques 62
Fig.III.16: Vitesse de rotation de la génératrice et glissement.....62
Fig.III.17: Puissance active statorique (Teste de robustesse avec variation de la résistance rotorique) 64
Fig.III.18: Puissance réactive statorique (Teste de robustesse avec variation de la résistance rotorique).....64
Fig.III.19: Puissance active statorique (Teste de robustesse avec variation Ls ,Lr et M à la fois.) ..65
Fig.III.20: Puissance réactive statorique (Teste de robustesse avec variation Ls ,Lr et M à la fois.) 65
Fig. IV.1: Fonction d'appartenance triangulaire avec une base à extrémités ncertaines 69
Fig. IV.2: Fonction d'appartenance type-2 70
Fig. IV.3 : Coupe verticale d'une fonction d'appartenance type-2.....71
Fig. IV.4 : Représentation tridimensionnelle d'un ensemble encastré type-2 74
Fig. IV.5 : Structure d'un régulateur flou type-2 74
Fig. IV.6 : Ensembles flou stype-2 intervalle 75
Fig IV.7 : schéma bloc de la commande floue type-2.....80
Fig. IV.8 : Structure d'un régulateur flou type-2 80
Fig. IV.9 : Fonctions d'appartenance des variables d'entrée 81
Fig. IV.10 : Fonctions d'appartenance de la variable de sortie.....81
Fig. IV.11 : Fuzzification avec le T-norm minimum 82
Fig. IV. 12: Puissance active et réactive du stator 83
Fig. IV. 13: Le courant rotorique selon l'axe d et q 83
Fig. IV. 14: Puissance active et réactive du rotor.....83
Fig. IV. 15: Le flux statorique selon l'axe d et q 84
Fig. IV. 16: Le couple électromagnétique 84
Fig. IV. 17: Vitesse du vent *V(m/s)* et coefficient de puissance *Cp*.....85
Fig. IV. 18: Puissance active et réactive du stator 85
Fig. IV.19: Puissance active et réactive du rotor 85
Fig. IV. 20: Tensions et courants rotoriques.....86
Fig. IV. 21: Vitesse de rotation de la génératrice et glissement.....86

Fig. IV. 22: Puissance active statorique (Teste de robustesse avec variation de la résistance rotorique) 87
Fig. IV. 23: Puissance réactive statorique (Teste de robustesse avec variation de la résistance rotorique **)**.....87
Fig. IV. 24: Puissance active statorique (Teste de robustesse avec variation L_s ,L_r et M à la fois.)...88
Fig. IV. 25: Puissance réactive statorique (Teste de robustesse avec variation L_s ,L_r et M à la fois.)88
Fig. IV.26 : Comparaison au niveau de la régulation de la puissance statorique 90
Fig. IV.27 : Comparaisons au niveau de la robustesse vis-à-vis de la variation dela résistance rotorique.....90
Fig. IV.28 : Comparaisons au niveau de la robustesse vis-à-vis de la variation de variation L_s ,L_r et M à la fois.....91

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

La croissance constante de la consommation d'énergie sous toutes ses formes et les effets polluants associés, principalement causés par la combustion des énergies fossiles, sont au cœur de la problématique du développement durable et du soin de l'environnement dans une discussion pour l'avenir de la planète.

Le secteur de la génération électrique est le premier consommateur d'énergie primaire et les deux tiers de ses sources sont des carburants fossiles. Il est techniquement et économiquement capable de faire des efforts importants pour réduire les atteintes de l'activité humaine sur le climat et l'environnement. Une des possibilités est d'accroître le taux de production d'électricité à partir de ressources de type non-fossiles et renouvelables [1].

Dans ce contexte général, notre étude s'intéresse à la filière éolienne qui semble une des plus prometteuses avec un taux de croissance mondial très élevé [2]. Si la filière du « grand éolien » (fermes de forte puissance, sites offshore,…) est en pleine expansion, l'idée de décentraliser l'énergie en produisant de petites quantités de façon localisée (proche du besoin) est de plus en plus présente. Parmi les applications potentielles de ce qu'on à l'habitude de qualifier de « petit éolien » (gamme jusqu'à 100kW), on peut citer le domaine de l'électrification rurale pour une consommation locale d'électricité ou pour sa transformation vers d'autres secteurs énergétiques : pompage, traitement de l'eau, électrolyse de l'eau et stockage d'hydrogène à plus long terme,...Au delà de ces réseaux isolés, on parle aussi aujourd'hui d'intégration des énergies renouvelables en site urbain. En effet, suite notamment aux incidents récemment intervenus sur les réseaux nationaux et internationaux, et dans le contexte « délicat » de la dérèglementation du secteur de l'énergie, l'idée d'un habitat partiellement, voir totalement autonome en énergie (« bâtiment zéro énergie ») fait son chemin. Or, pour ce qui concerne l'éolien, les gisements à proximité des habitations sont nettement moins réguliers et a priori moins performants que les sites 'dégagés' et nécessitent impérativement une gestion optimisée (systèmes à fréquence variable,…) tout en restant peu coûteuse.

La multiplication des éoliennes a conduit les chercheurs en génie électrique à mener des investigations de façon à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et la qualité de l'énergie fournie.

De nos jours, la machine asynchrone double alimentation (MADA) est la machine à vitesse variable la plus couramment utilisée dans des unités de production éolienne supérieure à 1MW. Pour une même puissance de production, celle-ci permet de réduire la puissance des convertisseurs de puissance tout en générant une puissance de sortie importante par rapport aux autres technologies des machines [3].

Les éoliennes sont aussi équipées d'un système de commande basé sur les convertisseurs d'électronique de puissance pour s'adapter aux conditions de vent. L'ensemble de l'éolienne est contrôlé de manière à maximiser en permanence la puissance produite en recherchant à chaque fois le point de fonctionnement à maximum de puissance.

Le présent mémoire décrit une étude sur l'utilisation d'une machines de type asynchrone à double alimentation dans un système éolien.

Un état de l'art de l'énergie éolienne sera présenté dans le premier chapitre de ce mémoire. Dans ce cadre, la technologie éolienne est alors abordée. Les méthodes de description du gisement éolien sont données, ce qui est un des facteurs du choix de la configuration de la chaîne éolienne. A la fin de ce chapitre, nous avons donné un modèle de la partie mécanique de la chaîne de conversion utilisée (vent et turbine éolienne).

La partie électrique de la chaîne de conversion étudiée est consacrée à la machine asynchrone à double alimentation et les convertisseurs d'électronique de puissance qui sont le sujet du deuxième chapitre. On présentera des généralités sur la MADA, ses applications, ses différents modes de fonctionnement suivis par un état de l'art sur la conversion électromécanique à travers les différents types de génératrices utilisées et les convertisseurs qui leur sont associés. Ensuite, on présentera la modélisation de la MADA, sa mise en équation permettra de simuler son modèle. On terminera cette partie par la modélisation de l'alimentation de la machine.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation qui est entraînée par la turbine éolienne.

Dans le chapitre quatre, nous introduisons un régulateur floue type-2 pour contrôler la puissance active et réactive du stator. Ensuite, une étude comparative des réponses données par ce régulateur à ceux données par le régulateur PI, sera effectuée.

Finalement, on terminera ce mémoire par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et expose quelques perspectives de recherche futures.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉ SUR LES ÉOLIENNES

I.1 Introduction

Depuis l'utilisation du moulin à vent, la technologie des capteurs éoliens n'a cessé d'évoluer. C'est au début des années quarante que de vrais prototypes d'éoliennes à pâles profilées ont été utilisés avec succès pour générer l'électricité. Plusieurs technologies sont utilisées pour capter l'énergie du vent (capteur à axe vertical ou à axe horizontal) et les structures des capteurs sont de plus en plus performantes. Outre les caractéristiques mécaniques de l'éolienne, l'efficacité de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est très importante. Là encore, de nombreux dispositifs existent et, pour la plupart, ils utilisent des machines synchrones et asynchrones. Les stratégies de commande de ces machines et leurs éventuelles interfaces de connexion au réseau doivent permettre de capter un maximum d'énergie sur une plage de variation de vitesse de vent la plus large possible, ceci dans le but d'améliorer la rentabilité des installations éoliennes.

I.2 Historique

Il y'a plus de 3000 ans déjà, l'énergie du vent était transformée en énergie mécanique, d'une part sur terre par les moulins et des systèmes de pompage de 1'eau, d'autre part en mer, par les bateaux [4]. La génération d'énergie électrique par le vent a débuté à la fin du 19eme siècle. Parmi les pionniers on peut citer **Paul La Cour** au Danemark qui a associé une dynamo à une éolienne en 1891. Dans les années 1950. **Johannes Jule** (élève de Paul La Cour) devient aussi un pionnier dans l'utilisation de 1'énergie éolienne en construisant les premières éoliennes produisant du courant alternatif.

La première crise pétrolière en 1973 contribua à éveiller 1'intérêt pour 1'énergie éolienne dans plusieurs pays. Les USA ont notamment lancé en Californie une opération à grande échelle au début des années 1980 en passant de 7MWen 1981 à 386 MW en 1985.

Aujourd'hui, les études portent sur l'amélioration de l'aérogénérateur ainsi que sur la chaine de conversion de 1'énergie du vent en énergie électrique exploitable par le réseau. Les premières éoliennes mettent en œuvre une génératrice asynchrone liée aux pâles par 1'intermédiaire d'une boite de vitesse, fonctionnant à vitesse fixe et directement reliée au réseau (pas d'interface électronique). Cette technologie est surtout employée au Danemark dans les années 1970. Les systèmes les plus récents se dirigent d'une part vers la vitesse variable pour maximiser la puissance captée du vent avec 1'insertion d'électronique entre la génératrice et

le réseau, et d'autre part vers l'utilisation de génératrices spéciales tournant à basse vitesse afin de s'affranchir du réducteur de vitesse [5].

I.3 Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'un générateur (Fig. I.1).

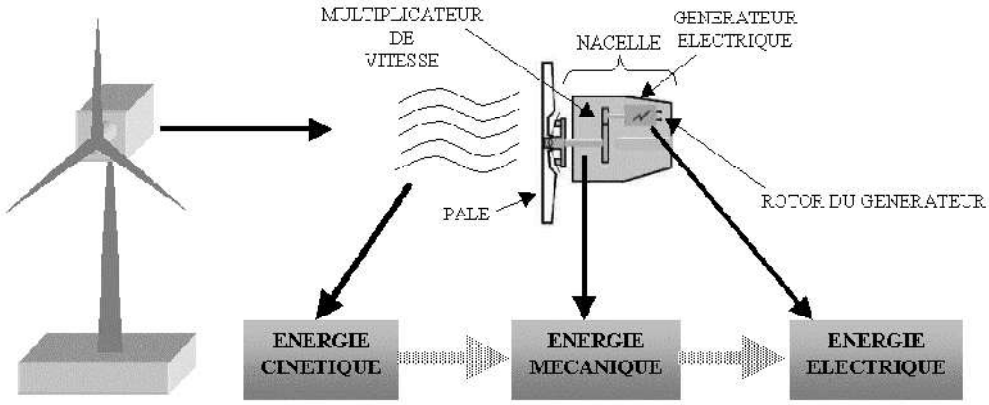


Fig. I.1 : Conversion de l'énergie cinétique du vent.

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée de plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif. Elle est toutefois aléatoire dans le temps et son captage reste assez complexe, nécessitant des mâts et des pales de grandes dimensions (jusqu'à 60 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts) dans des zones géographiquement dégagées pour éviter les phénomènes de turbulences [6].

L'énergie éolienne fait partie des nouveaux moyens de production d'électricité décentralisée proposant une alternative viable à l'énergie nucléaire sans pour autant prétendre la remplacer (l'ordre de grandeur de la quantité d'énergie produite étant largement plus faible).

Les installations peuvent être réalisées sur terre mais également de plus en plus en mer où la présence du vent est plus régulière. De plus, les éoliennes sont ainsi moins visibles et occasionnent moins de nuisances sonores.

I.4 Les différents types d'éoliennes

Selon la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice on classe les éoliennes selon deux types [6]:

I.4.1 Les éoliennes à axe vertical

Ce type d'éolienne a fait l'objet de nombreuses recherches. Il présente l'avantage de ne pas nécessiter de système d'orientation des pales et de posséder une partie mécanique (multiplicateur et génératrice) au niveau du sol, facilitant ainsi les interventions de maintenance [7]. En revanche, certaines de ces éoliennes doivent être entraînées au démarrage et le mat souvent très lourd, subit de fortes contraintes mécaniques poussant ainsi les constructeurs à pratiquement abandonner ces aérogénérateurs (sauf pour les très faibles puissances) au profit d'éoliennes à axe horizontal [6].

I.4.2 Les éoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal beaucoup plus largement employées, elles nécessitent souvent un mécanisme d'orientation des pales, présentant un rendement aérodynamique plus élevé, démarrent de façon autonome et présentent un faible encombrement au niveau du sol.

Dans ces types d'éoliennes l'arbre est parallèle au sol. Le nombre de pales utilisé pour la production d'électricité varie entre 1 et 3, le rotor tripale étant le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien, ce type d'éolienne a pris le dessus sur celles à axe vertical car elles représentent un coût moins important [8].

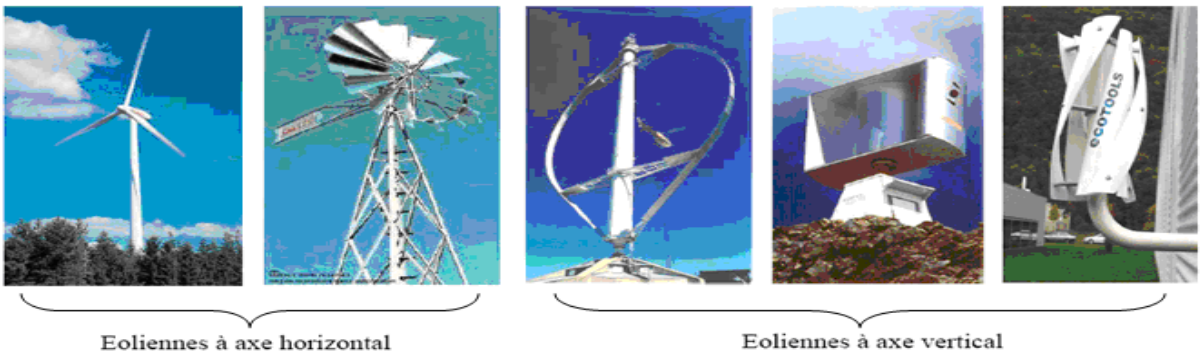


Fig.I.2 : Type d'éolienne.

Outre l'aspect visuel des éoliennes, leur impact sur l'environnement est réduit. Une éolienne ne couvre qu'un pourcentage très réduit de la surface totale du site sur laquelle elle est implantée, permettant alors à la plupart des sites de conserver leurs activités industrielles ou agricoles. Leurs nuisances sonores sont de plus relativement faibles. Les éoliennes sont divisées en trois catégories selon leur puissance nominale

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

I.5 Principaux composants d'une éolienne

Une éolienne est généralement constituée de trois éléments principaux : la tour ou mat, la nacelle et l'ensemble rotor-pales.

I.5.1 La tour

C'est un élément porteur, généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, il doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. La tour a une forme d'un tronc en cône où à l'intérieur sont disposés les câbles de transport d'énergie électrique, les éléments de contrôle, les appareillages de connexion au réseau de distribution ainsi que l'accès à la nacelle (Fig. I.3).



Fig.I.3 : La tour.

I.5 .2 La nacelle

Elle regroupe tout le système de transformation de l'énergie éolienne en énergie électrique et divers actionneurs de commande (Fig. I.4) :

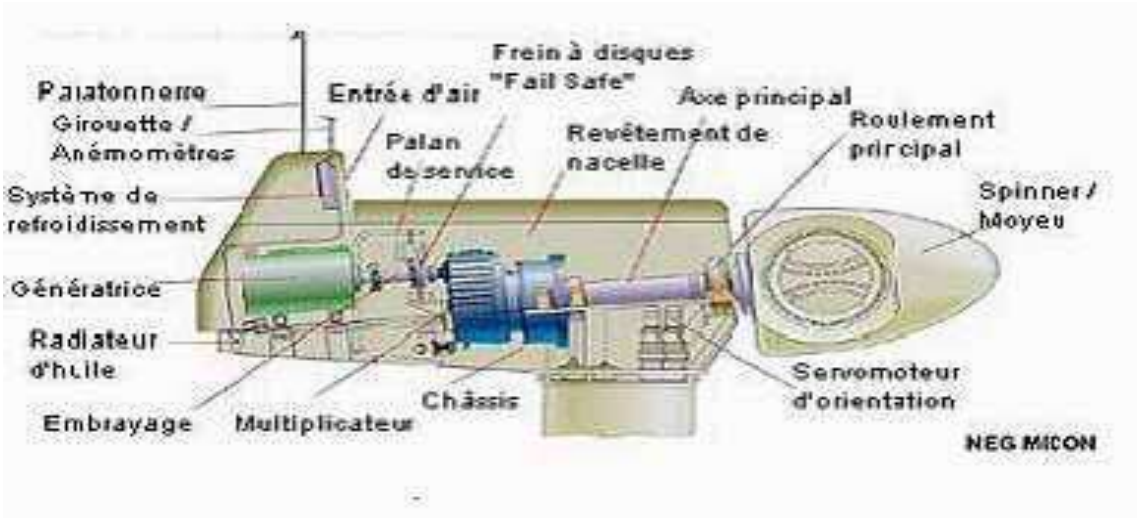


Fig. I.4 : La nacelle.

I.5.2.1 Arbre lent

Il relie le moyeu au multiplicateur et contient un système hydraulique permettant le freinage aérodynamique en cas de besoin.

I.5.2.2 Un multiplicateur

Il adapte la vitesse de la turbine éolienne à celle du générateur électrique (qui est généralement entraîné aux environs de 1500tr/min). Ce multiplicateur est muni d'un frein mécanique à disque actionné en cas d'urgence lorsque le frein aérodynamique tombe en panne ou en cas de maintenance de l'éolienne.

I.5.2.3 le système de refroidissement

Il comprend généralement un ventilateur électrique utilisé pour refroidir la génératrice et un refroidisseur à l'huile pour le multiplicateur. Il existe un certain type d'éoliennes comportant un refroidissement à l'eau.

I.5.2.4 la génératrice

La fonction de la génératrice est de transformer l'énergie mécanique disponible sur l'arbre de sortie du multiplicateur en énergie électrique. Cette fonction peut être réalisée au moyen de deux types de machines: une génératrice asynchrone ou alors une génératrice synchrone.

I.5.2.5 Anémomètre

Les signaux électriques émis par l'anémomètre sont utilisés par le système de control-commande de l'éolienne pour la démarrer lorsque la vitesse du vent atteint approximativement 5m/s. De même le système de commande électrique arrête automatiquement l'éolienne si la vitesse du vent est supérieure à 25m/s pour assurer la protection de l'éolienne.

I.5.2.6 le système de control-commande

Il comporte un ordinateur qui surveille en permanence l'état de l'éolienne tout en contrôlant le dispositif d'orientation à titre d'exemple en cas de surchauffe du multiplicateur ou de génératrice, le système arrête automatiquement l'éolienne et le signale à l'ordinateur de l'opérateur via un modem téléphonique.

I.5.3 Le rotor et les pales

Le rotor de l'aérogénérateur est constitué de pales qui sont elles-mêmes montées sur un moyeu. Le rôle essentiel du rotor est de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Le rendement maximal du rotor est d'environ 59% (limite de Betz). Le nombre des pales a relativement peu d'influence sur les performances d'une éolienne. Plus le nombre de pale est grand plus le couple de démarrage sera grand et plus la vitesse de rotation sera petite. Les turbines uni et bipales ont l'avantage de peser moins, mais elles produisent plus de fluctuations mécaniques. Elles ont un rendement énergétique moindre, et sont plus bruyantes puisque elles tournent plus vite. Elles provoquent une perturbation visuelle plus importante de l'avis des paysagistes. De plus, un nombre pair de pales doit être évité pour des raisons de stabilité.

La pale est une pièce techniquement difficile à réaliser car elle doit obéir à certaines règles géométriques concernant le profil aérodynamique, mais elle doit aussi être fabriquée avec un matériau suffisamment résistant à une force de pression exercée par le vent et aux agressions extérieures telles que la pollution ou certaines particules qui se trouvent dans l'air.

Les pales sont réalisées en fibre de verre ou en matériaux composites comme la fibre de carbone qui est légère et résistante (Fig. I.5).



Fig. I.5 : les pales.

I.5.4 Le moyeu

C'est le support des pales, il doit être capable de supporter des à-coups importants, surtout au démarrage de l'éolienne, ou lors de brusques changements de vitesse du vent. C'est pour cette raison que le moyeu est entièrement moulé et non réalisé par soudure.

I.6 Principe de fonctionnement

A la hauteur de la nacelle souffle un vent de vitesse V_{vent}. Tant que cette vitesse est en dessous de la vitesse de seuil, les pales sont en drapeau (la surface de ces derniers est perpendiculaire à la direction du vent) et le système est à l'arrêt. A la vitesse seuil détectée par l'anémomètre, un signal est donné par le système de commande pour la mise en fonctionnement, le mécanisme d'orientation fait tourner la nacelle face au vent, les pales sont ensuite placées avec l'angle de calage éolienne et commence à tourner. Une puissance P_{vent} est alors captée est transmise à l'arbre avec un coefficient de performance. Au rendement du multiplicateur pré, cette même puissance est retransmise à l'arbre de la génératrice à une vitesse plus élevée. Cette puissance mécanique va enfin être transformée en puissance électrique débitée par la machine. On distingue alors deux cas, soit l'éolienne est reliée au réseau de distribution (directement ou à travers des convertisseurs statiques), soit elle alimente en autonome une charge isolée à travers ou sans les convertisseurs statiques [9].

I.7 Conversion de l'énergie éolienne

La capacité de l'aérogénérateur à transformer l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique de rotation a été la déduction logique et inévitable, de son utilisation pour la production de l'énergie électrique.

Cependant, il est à noter que pour l'emploi efficace de cette ressource il est indispensable d'étudier les caractéristiques aérodynamiques de la turbine utilisée.

I.7.1 Loi de BETZ

La théorie du moteur éolien à axe horizontal a été établie par BETZ. Il suppose que « *le moteur éolien est placé dans un air animé à l'infini amont d'une vitesse V1 et à l'infini aval d'une vitesse V2 »* [10].

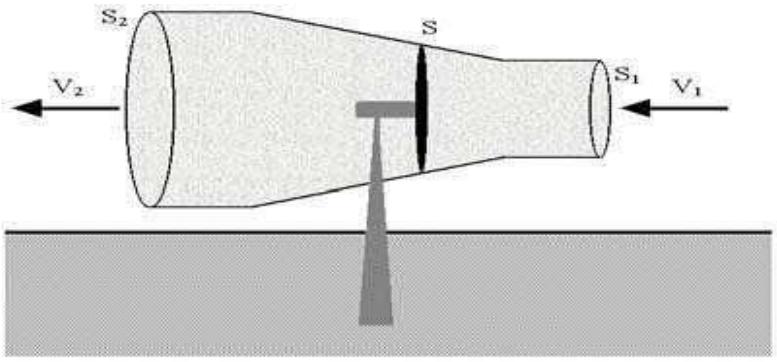


Fig. I.6 : Tube de courant d'air autour d'une éolienne.

Considérant le système éolien à axe horizontal représenté sur la Figure (I-6) sur lequel on a représenté la vitesse du vent V_1 en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval.

Désignant par V la vitesse de l'air traversant l'aérogénérateur, par S_1 et S_2 les sections amont et aval du tube d'air et par S la surface balayée par l'hélice. L'égalité qui traduit l'incompressibilité de l'air et la permanence de l'écoulement s'écrit [11]:

$$S_1V_1 = SV = S_2V_2 \qquad (I.1)$$

La force exercée par l'air sur l'aérogénérateur d'après le théorème d'EULER :

$$F = \rho.SV.(V_1 - V_2) \qquad (I.2)$$

D'où la puissance absorbée par l'aérogénérateur:

$$P_{aero} = F.V = \rho.SV^2(V_1 - V_2) \qquad (I.3)$$

La puissance absorbée par l'aérogénérateur est aussi égale à la variation de l'énergie cinétique E_c de la masse d'air qui le traverse d'où :

$$\frac{\Delta E_c}{\Delta t} = \frac{1}{2}\rho.SV.\left({V_1}^2 - {V_2}^2\right) = P_{aero} = \rho.SV^2.(V_1 - V_2) \quad (I.4)$$

On en déduit:

$$V = (V_1 + V_2)/2 \quad (I.5)$$

En remplaçant l'expression de V dans les relations(I.2) et (I.3) on obtient :

$$F = \frac{1}{2}\rho.S\left({V_1}^2 - {V_2}^2\right) \quad (I.6)$$

$$P_{aero} = \frac{1}{4}.\rho.S\left({V_1}^2 - {V_2}^2\right).(V_1 - V_2) \quad (I.7)$$

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V1, la puissance P_{mt} correspondante serait alors :

$$P_{mt} = \rho.S.V_1^3/2 \quad (I.8)$$

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

$$\frac{P_{aero}}{P_{mt}} = \frac{\left(1 + \frac{V_1}{V_2}\right).(1 - (\frac{V_1}{V_2})^2)}{2} = Cp \quad (I.9)$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation (I.9), on s'aperçoit que le ratio P_{aero}/P_{mt} appelé aussi coefficient de puissance Cp présente un maximum pour $\frac{V_1}{V_2} = \frac{16}{25}$ qui égale à 0,59 (Figure I.7). Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie expérimentalement par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative λ représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent.

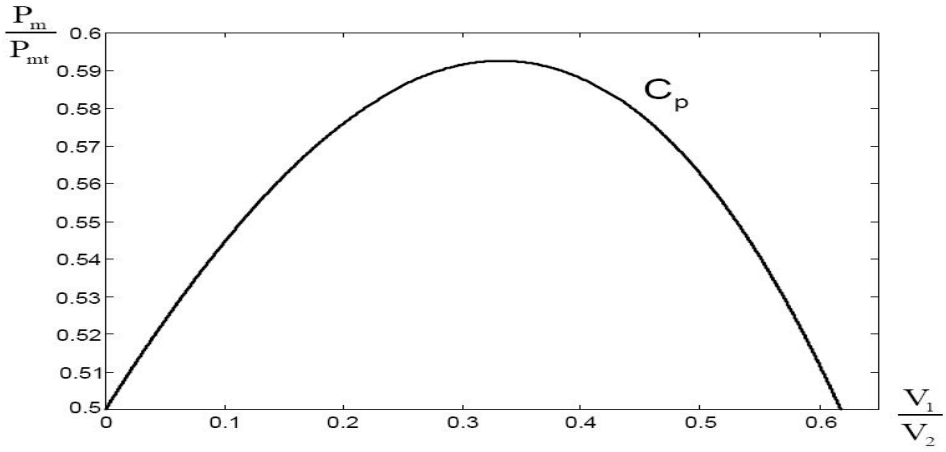


Fig. I.7 : Coefficient de puissance.

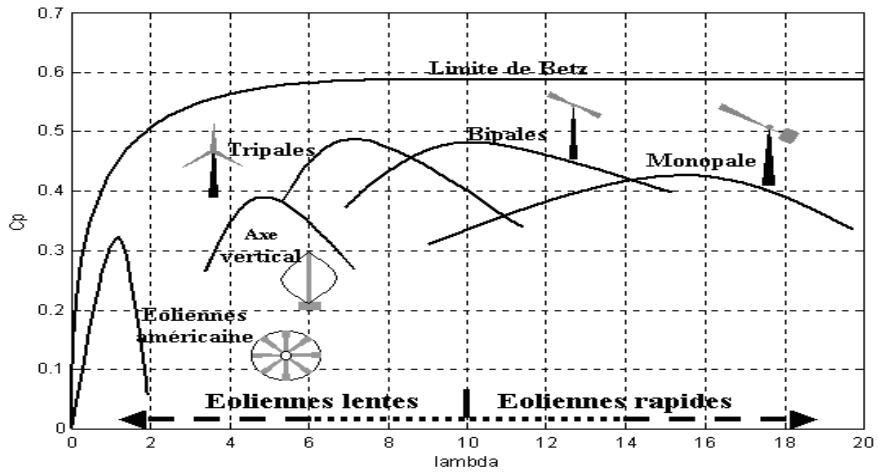


Fig. I.8 : Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes.

Les éoliennes à marche lente sont munies d'un grand nombre de pales (entre 20 et 40), leur inertie importante impose en général une limitation du diamètre à environ 8 m. Leur coefficient de puissance (Figure I.8) atteint rapidement sa valeur maximale lors de la montée en vitesse mais décroît également rapidement par la suite. Les éoliennes à marche rapide sont beaucoup plus répandues et pratiquement toutes dédiées à la production d'énergie électrique.

Elles possèdent généralement entre 1 et 3 pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Les pales peuvent atteindre des longueurs de 45 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts [11].

Les éoliennes tripales sont les plus répandues car elles représentent un compromis entre les vibrations causées par la rotation et le coût de l'aérogénérateur. De plus, leur coefficient de

puissance (Figure I.8) atteint des valeurs élevées et décroît lentement lorsque la vitesse augmente.

I.7.2 Production d'énergie mécanique

En combinant les équations (I.8) et (I.9), la puissance mécanique P_{aero} disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur s'exprime ainsi :

$$P_{aero} = \left(\frac{P_{aero}}{P_{mt}}\right).P_{mt} = C_P(\lambda).P_{mt} = \frac{1}{2}C_P(\lambda).\rho.\pi.R^2V_1^3 \quad (I.10)$$

Avec :

$$\lambda = \frac{\Omega_{turbine}.R}{V_1} = \frac{\Omega_{mec}.R}{K.V_1} \quad (I.11)$$

$\Omega_{turbine}$: Vitesse de rotation de la turbine.

Ω_{mec} : Vitesse de rotation de l'arbre du générateur.

ρ : la densité de l'air égale à 1,225 kg.m^{-3}.

R : rayon de l'aérogénérateur. Compte tenu du rapport du multiplicateur de vitesse K.

Cette relation permet d'établir un ensemble de caractéristiques donnant la puissance disponible en fonction de la vitesse de rotation du générateur pour différentes vitesses de vent.

I.8 Système de régulation

I.8.1 Bilan des forces sur la pale

La figure (I.9) représente la section d'une pale d'aérogénérateur **.**La vitesse du vent arrivant face à cette pale est représentée par le vecteur V, le vecteur V_{rot} représente la composante de vent due à la rotation de l'aérogénérateur. La résultante de ces deux vecteurs est appelée V_{res}.

L'action du vent sur la pale produit une force F_{res} qui se décompose en une poussée axiale F_{ax} directement compensée par la résistance mécanique du mât et une poussée F_{rot} en direction de la rotation qui produit effectivement le déplacement.

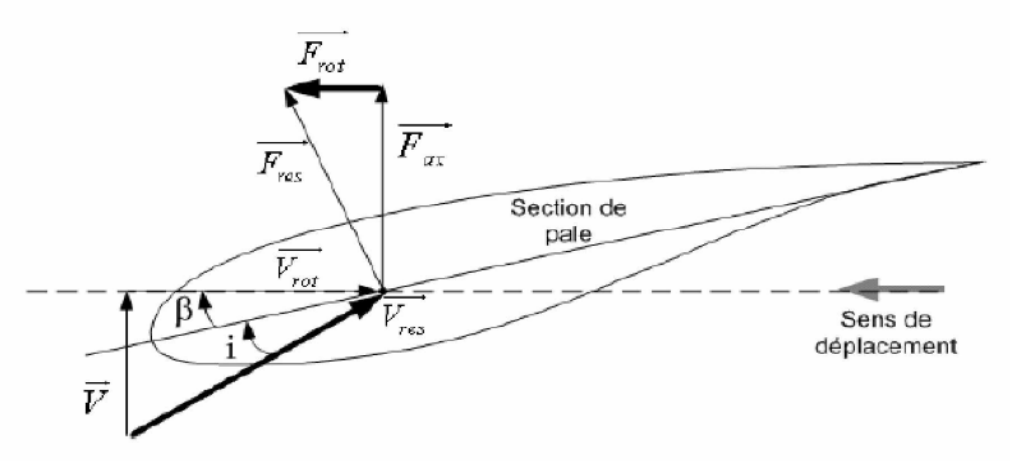


Fig. I.9 : Bilan des forces sur une section de pale.

Chaque turbine éolienne est ainsi dimensionnée pour que cette force atteigne sa valeur nominale pour une vitesse du vent nominale donnée. Lorsque la vitesse du vent devient trop élevée,

la puissance extraite par l'éolienne doit être annulée ou limitée à sa valeur nominale. Il est à noté que βet *i* sont respectivement l'angle de calage et l'angle d'incidence.

I.8.2 Moyens de réglage de la conversion de l'énergie

Dans la phase d'exploitation, compte tenu du caractère très fluctuant du vent et aussi de la résistance limitée de la structure, on est amené à opérer deux types de réglage. En effet, pour garantir un captage maximal (optimal) de l'énergie incidente, il faut ajuster en permanence la vitesse de l'éolienne à la vitesse du vent et l'angle d'incidence des pales.

I.8.2.1 Système à décrochage aérodynamique « stall »

C'est le système le plus simple et le moins coûteux car il se base sur le principe de limitation naturelle (intrinsèque à la forme de la pale) dit "stall". Il utilise le phénomène de décrochage aérodynamique. Lorsque l'angle d'incidence i devient important, c'est-à-dire lorsque la vitesse du vent dépasse sa valeur nominale V_n , l'aspiration créée par le profil de la pale n'est plus optimale ce qui entraîne des turbulences à la surface de la pale (Figure I.10) et par conséquent une baisse du coefficient de puissance. Ceci empêche alors une augmentation de la vitesse de rotation [9].

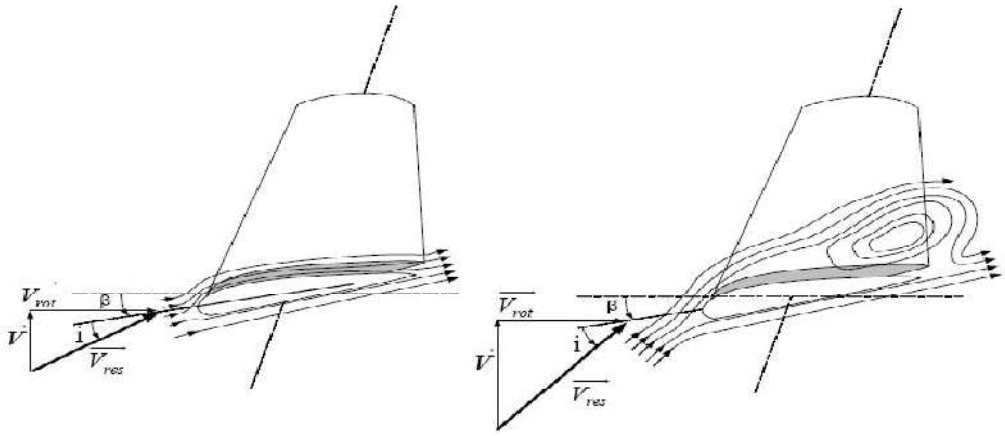


Fig. I.10 : Flux d'air sur un profil de pale " stall "

I.8.2.2 Système d'orientation des pales « Pitch »

Le système de réglage aérodynamique se base sur le principe de l'augmentation de l'angle de calage (Figure I.11) ce qui diminue la valeur du facteur de puissance (Figure I.12) d'où une diminution du rendement de la turbine, ceci empêche l'augmentation de la vitesse de rotation de l'aérogénérateur.

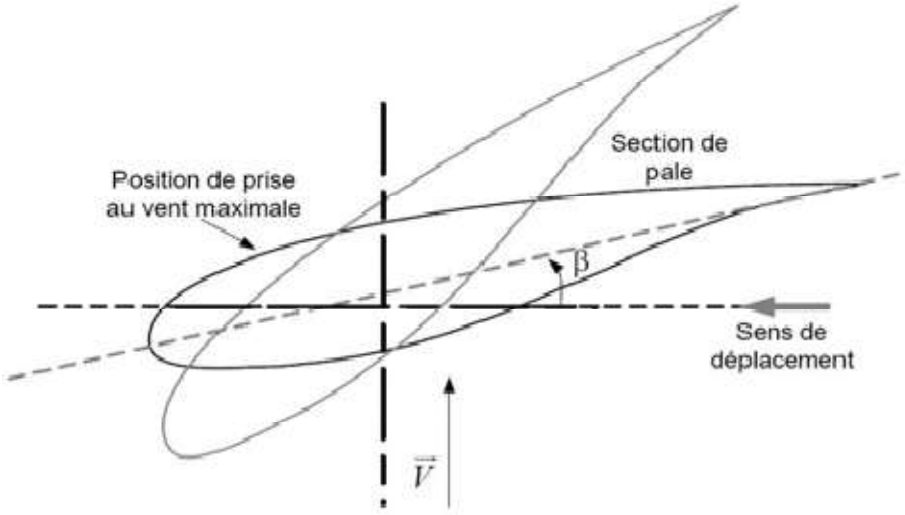


Fig. I.11 : Variation de l'angle de calage d'une pale.

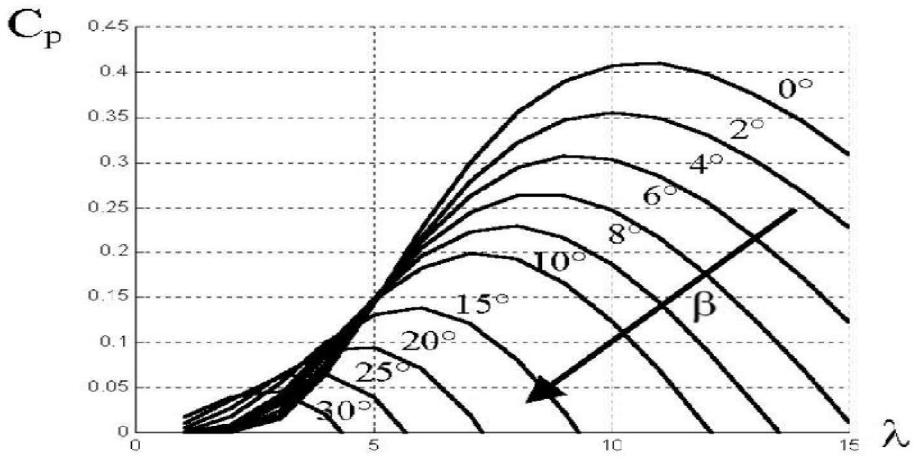


Fig. I.12 : Influence de l'angle de calage sur le coefficient de puissance.

I.9 Intérêt de la vitesse variable

Les premières éoliennes à avoir été adoptées, dans les années 90, fonctionnaient à vitesse fixe. Malgré la simplicité, la robustesse et le faible coût de réalisation, ce type de fonctionnement présentaient quelques inconvénients tels que la consommation en énergie réactive non contrôlée et le control limité de la qualité de puissance. Mais depuis quelques années, les éoliennes fonctionnant à vitesse variable sont devenues le type prédominant parmi les installations éoliennes actuelles.

Les éoliennes à vitesse variables sont conçues de sorte à extraire un maximum de puissance dans une large gamme de vitesse de vent.

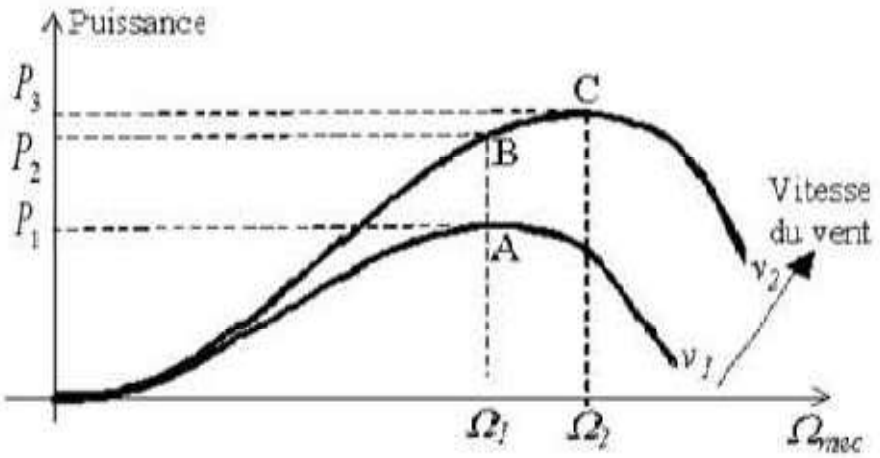


Fig. I.13 : Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et de la vitesse du vent.

D'après la figure (I.13), on peut voir que, pour une vitesse du vent V_1, et une vitesse mécanique de la génératrice Ω_1, on obtient une puissance maximale P_1 (point A). Si la vitesse du vent passe de V_1 à V_2,et que la vitesse de la génératrice reste inchangée (vitesse fixe), une puissance P_2 est transmise (point B) alors que la puissance maximale se trouve ailleurs sur la caractéristique (point C). Si on désire extraire une puissance maximale, il est nécessaire d'augmenter la vitesse de la génératrice à une vitesse Ω_2 . Il faut donc rendre la vitesse mécanique variable en fonction de la vitesse du vent.

Grâce au caractère variable de la vitesse, on peut de façon continuelle extraire un maximum de puissance, accroitre l'énergie captée et donc, améliorer le rendement énergétique.

I.10 Modélisation de la turbine éolienne

Le système éolien a pour but de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice. Ce système, dans notre cas, est constitué mécaniquement de quatre organes :

- Trois pales orientables possédant des coefficients propres d'inertie, d'élasticité et de frottement par rapport à l'air et par rapport au support de la turbine ;
- Un arbre d'entraînement des pales avec sa propre inertie, sa propre élasticité et son coefficient de frottement par rapport au multiplicateur ;
- Un multiplicateur de vitesse, de gain G ;
- Un rotor de génératrice possédant une inertie J_e et un coefficient de frottement f_e.

I.10.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine

Les modèles les plus fréquemment rencontrés dans le cadre d'étude électromécanique sont relativement simples et obéissent aux hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les pales sont considérées à conception identique avec les mêmes paramètres d'inertie, d'élasticité et de frottement ;
- Les coefficients des frottements des pales par rapport à l'air et par rapport au support sont très faibles et peuvent être ignorés ;
- La vitesse du vent est supposée à répartition uniforme sur toutes les pales, ce qui permet de considérer l'ensemble des pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de tous les systèmes mécaniques.

On obtient alors un modèle mécanique simple (voir figure I.14) [12].

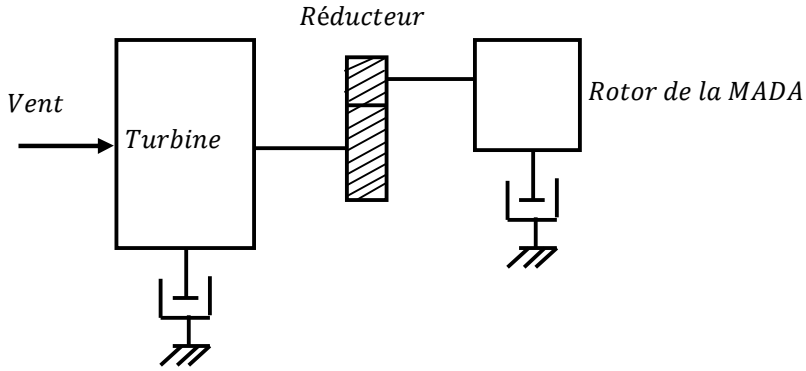


Fig. I.14 : Modèle mécanique simplifié de la turbine.

I.10.2 Modélisation de la vitesse du vent

Le vent est la raison d'être des aérogénérateurs. C'est l'entrée du système qu'on étudie. L'énergie cinétique contenue dans le vent est récupérée en partie, transformée en énergie mécanique par le biais de la turbine, puis en énergie électrique grâce au générateur.

Les propriétés dynamiques du vent sont donc capitales pour l'étude de l'ensemble du système de conversion d'énergie car la puissance éolienne, dans les conditions optimales, évolue au cube de la vitesse du vent. La vitesse du vent est un vecteur tridimensionnel. Néanmoins, la direction du vecteur de vitesse du vent considéré dans ce modèle se limite à la dimension horizontale. Le modèle comportemental de vent peut donc être simplifié considérablement. La vitesse du vent V est généralement représentée par une fonction scalaire qui évolue dans le temps.

$$V = f(t) \tag{I.12}$$

Cette fonction du vent, peut être décomposée en une composante moyenne, variant lentement, et des fluctuations [12] :

$$V(t) = V_0 + \sum_{i=1}^{n} A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \tag{I.13}$$

Tel que :

V_0 est la composante moyenne ;

A_i, ω_i et φ_i sont respectivement l'amplitude, la pulsation et la phase initiale de chaque composante spectrale fluctuantes.

La figure (I.15) présente deux profils de vent différents, l'un reflétant la stochastiquité que l'on peut trouver sur un site éolien et l'autre c'est un profil filtré et adapté à notre système éolien étudié qui a une dynamique lente.

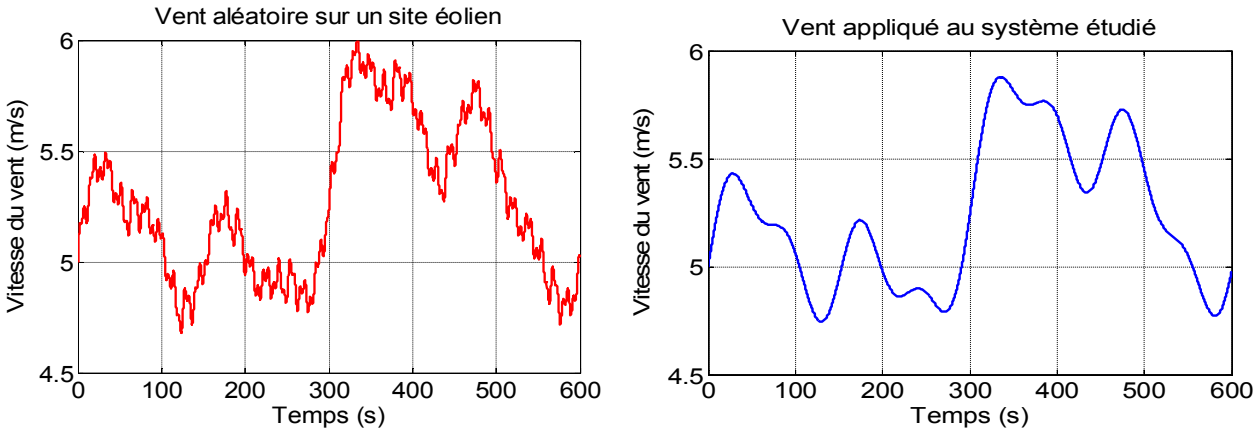


Fig. I. 15 : Différents profils de vent.

I.10.3 Modélisation de la turbine

Précédemment, on a vu que la puissance éolienne du vent est exprimée par la relation (I.8) comme suit :

$$P_v = \frac{1}{2}\rho S V^3$$

Et la puissance aérodynamique au niveau du rotor de la turbine s'écrit sous la forme suivante :

$$P_t = C_p P_v = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta)\rho S V^3$$

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne et il dépend de la caractéristique de la turbine. La figure (I.16) représente la variation

de ce coefficient en fonction du ratio de vitesse, et de l'angle de l'orientation de la pale β pour une éolienne de 1.5 MW prise comme exemple d'application dans cette étude [12].

Le ratio de vitesse est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire des pales et la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V}$$

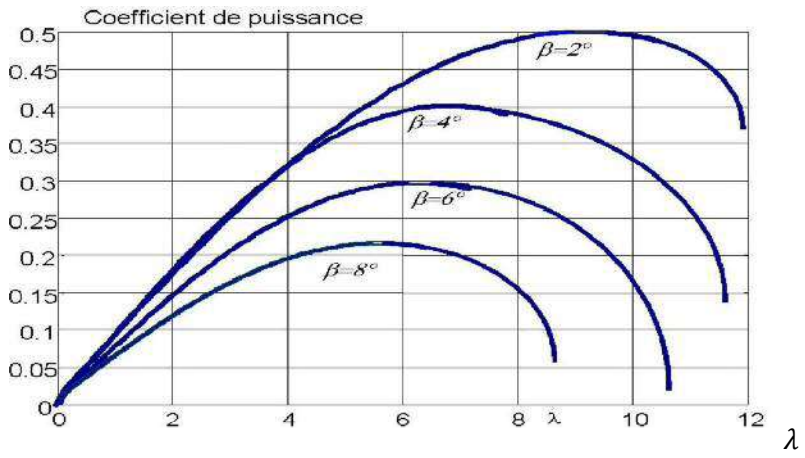


Fig. I.16 : Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine (λ) pour une éolienne de 1.5 MW [12].

A partir des relevés réalisés sur cette éolienne de 1.5 MW, l'expression du coefficient de puissance est interpolée sous la forme suivante [12] :

$$C_p(\lambda,\beta) = \big(0.5 - 0.00167(\beta - 2)\big)\sin\left[\frac{\pi(\lambda + 0.1)}{18.5 - 0.3(\beta - 2)}\right] - 0.00184(\lambda - 3)(\beta - 2) \quad (\text{I.14})$$

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique est donc directement déterminé par :

$$C_{aer} = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{1}{2\Omega_t} C_p \rho S V^3 \quad (\text{I.15})$$

On peut également définir un autre coefficient dit de couple C_t qui dépend de la vitesse du vent et de la vitesse spécifique de la turbine :

$$C_t = \frac{C_p}{\lambda} = C_p \frac{V}{R\Omega_t} \quad (\text{I.16})$$

On écrit donc :

$$C_{aer} = \frac{1}{2} C_t \rho S R V^2 \quad (I.17)$$

I.10.4 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur de gain G permet d'adapter les grandeurs mécaniques (vitesses et couples) de la turbine et la génératrice qui s'expriment selon les relations mathématiques suivantes :

$$\Omega_t = \frac{\Omega_e}{G} \quad (I.18)$$

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \quad (I.19)$$

Où C_g est l'effet du couple de la turbine sur l'arbre de la génératrice.

I.10.5 Equation dynamique de l'arbre de la génératrice

En ramenant les paramètres mécaniques de la turbine à l'arbre de la génératrice, on obtient le modèle définit par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega_e}{dt} + f\Omega_e = C_g - C_{em} \quad (I.20)$$

Avec :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_e \quad (I.21)$$

$$f = \frac{f_t}{G^2} + f_e \quad (I.22)$$

Où :

J_t, f_t, J_e, f_e, J et f : sont respectivement l'inertie et le coefficient de frottement de la turbine, de la génératrice et ceux ramenés sur l'arbre de la génératrice.

Basée sur les équations présentées précédemment, la figure (I.17) peut définir un modèle physique de la turbine ayant comme entrées l'angle de calage des pales, la vitesse du vent et le couple électromagnétique fourni par la génératrice.

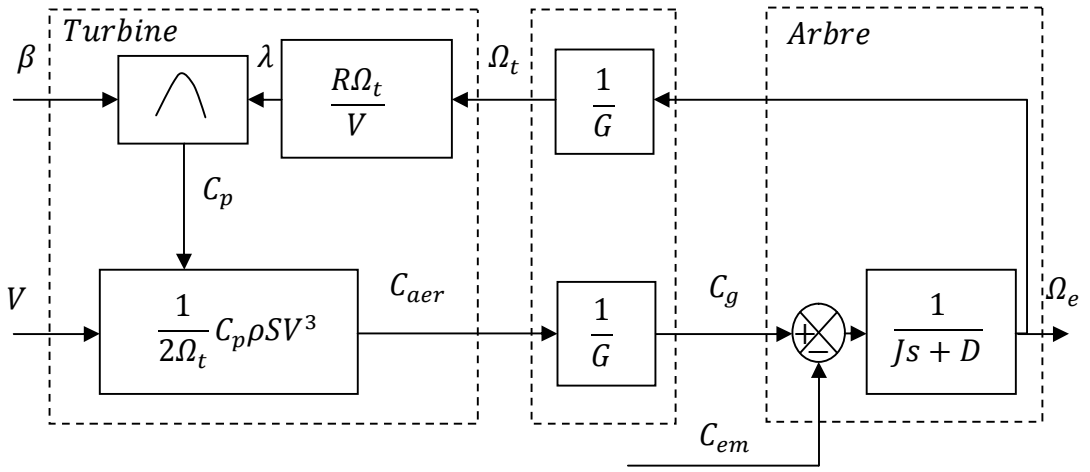


Fig. I.17 : Schéma bloc du modèle de la turbine.

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une vue d'ensemble des différentes turbines éoliennes utilisées dans l'industrie moderne pour la production d'énergie électrique. Afin d'arriver à une meilleure compréhension du fonctionnement des turbines éoliennes, partant de la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique par la turbine (**Loi de Betz),** nous avons décrit de façon explicite les différents éléments constitutifs de la turbine ainsi que le mode de régulation de la vitesse de rotation (pitch, stall).

Enfin nous avons établi un modèle mathématique de la turbine à partir de ses équations caractéristiques. Il est à noter que pour qu'un projet éolien soit rentable, il est essentiel de s'assurer que l'on dispose d'une ressource suffisante car la vitesse moyenne du vent sur un site est un facteur déterminant du fait que l'énergie produite varie proportionnellement au cube de cette vitesse. Un site idéal bénéficie de vents assez forts et constants. Dans ce qui suit nous allons étudier les générateurs les plus utilisés dans la conversion de l'énergie mécanique de la turbine en énergie électrique, notamment les génératrices asynchrones à double alimentation.

CHAPITRE 2

MODÉLISATION ET FONCTIONNEMENT DE LA MADA

II.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, et évaluer les performances apportées par cette machine. On présentera aussi sa modélisation dans le repère de Park avec ses deux alimentations, l'une alimente le stator avec un couplage direct au réseau et l'autre alimente le rotor à fréquences variables.

II.2 Structure de la machine

Une MADA a un stator identique à celui (d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone). C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques. On peut voir sur la figure (II.1) que les enroulements rotoriques sont connectés en étoile et les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais-bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor [13].

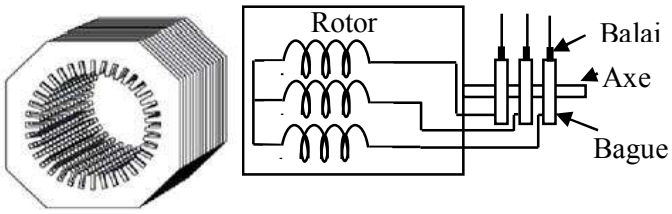


Fig.II.1 : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

II.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de *fmms* des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2.\pi.f_s$, et le rotor tourne avec la vitesse ω_r , alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur *fmms* des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_{gl} telle que :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s \cdot g \tag{II.1}$$

Où : g est le glissement et ω_{gl} est la vitesse angulaire de glissement.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques, dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés.

Pour que la rotation du vecteur résultant des *fmms* par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement rotorique doit avoir une fréquence f_r, définie à partir de $\omega_{gl} = 2.\pi.f_r$; c'est à dire :

$$f_r = g.f_s \tag{II.2}$$

II.4 Classification des machines à double alimentation

En effet, la dénomination Machine à double alimentation concerne aussi bien le fonctionnement en mode générateur que le fonctionnement en mode moteur et peut s'adresser à une multitude de configurations. Nous pourrons trouver un recensement de certains travaux où les MADA sont classées suivant leur architecture. Dans chacune des classes, les auteurs rappellent les équations fondamentales, et les principales applications. On ne citera ici que les six grandes classes qu'ils distinguent [14]:

a. MADA simple dont les enroulements statoriques sont connectées à un réseau triphasé, le rotor est relié à son propre onduleur (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (II.2) présente un schéma de principe de cette catégorie de MADA.

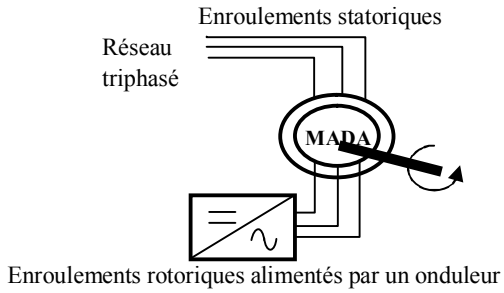


Fig.II.2 : Schéma de principe d'une simple MADA

b. MADA en "cascade" (Cascaded Doubly Fed Induction Machine), deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, la figure (II.3) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées.

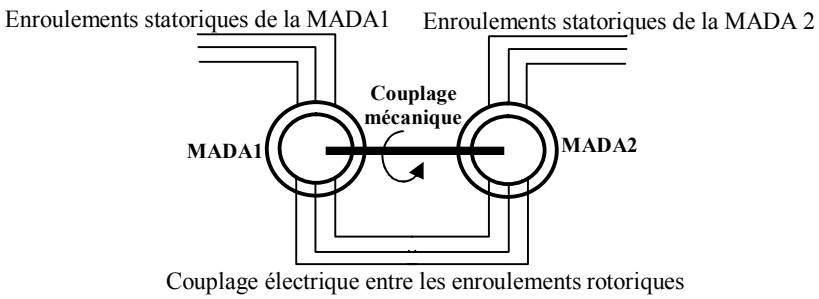


Fig.II.3 : Schéma de principe de deux MADAs en cascade

c. MADA cascadée à un repère, il s'agit de deux machines à cage dont l'axe rotorique est identique. Les barres rotoriques sont croisées entre les deux machines. Une machine à son stator relié au réseau, l'autre à un onduleur. (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine).
d. MADA sans balai, machine très proche de la précédente sauf que cette fois ci, les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et à cage d'écureuil. (Brushless Doubly Fed Machine). Nous présentons sur la figure (II.4) un schéma de principe de ce type de machine.

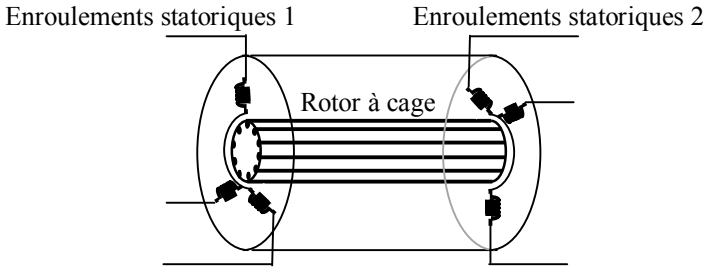


Fig.II.4: Schéma de principe de deux machines asynchrones reliées mécaniquement et électriquement par le rotor.

e. MADA à réluctance, machine utilisant le principe d'un rotor de moteur à réluctance variable. Elle est nommée « Doubly Fed Reluctance Machine».
f. MADA "tandem" (Tandem Induction Machine), machine possédant un rotor à cage et deux enroulements statoriques. Un stator est fixe tandis que l'autre peut être tournant.

II.5 Domaine d'application de la MADA

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [15].

II.5.1 Fonctionnement moteur dans les applications industrielles

La machine asynchrone à double alimentation été conçue pour fonctionner en moteur sur une grande plage de variation de vitesse comme première application. L'utilisation d'une MADA permet de varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques, ce dispositif sera donc économique quand on place les convertisseurs entre le rotor et le réseau en réduisant leurs tailles d'environ 70% [16].

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que [17]:

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime.
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc...

On note que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage.

II.5.1.1 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure (II.5),
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun,
- Deux cyclo-convertisseurs.

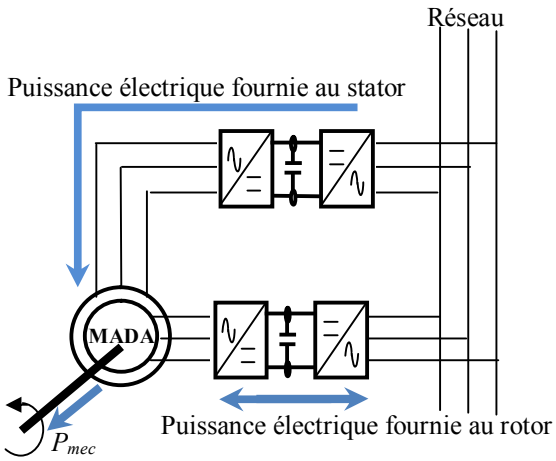


Fig.II.5: Schéma d'un system utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs

II.5.1.2 Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur qui peut être un cyclo-convertisseur ou une association redresseur-onduleur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur. La figure (II.6) présente le schéma de principe de cette catégorie [18].

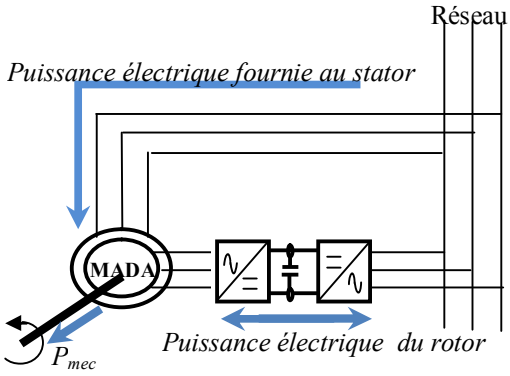


Fig.II.6 : Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul convertisseur

II.5.2 Systèmes de génération éolienne à vitesse variable

Une éolienne à vitesse variable a pour rôle de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique avec un rendement optimisé. Par conséquent les différents éléments du système éolien sont conçus pour maximiser cette conversion énergétique et d'une manière générale une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice électrique est indispensable.

Dans les systèmes éoliens de production de l'énergie électrique à vitesse variable, il existe une solution nouvelle et originale, utilisant la machine asynchrone à rotor bobiné. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle de synchronisme dont l'objectif d'avoir un convertisseur de puissance dimensionné à une fraction de 20-30 % de toute la puissance du système, et qui permet de minimiser les pertes et réduire le coût de celui-ci [18].

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure (II.7). Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau [15].

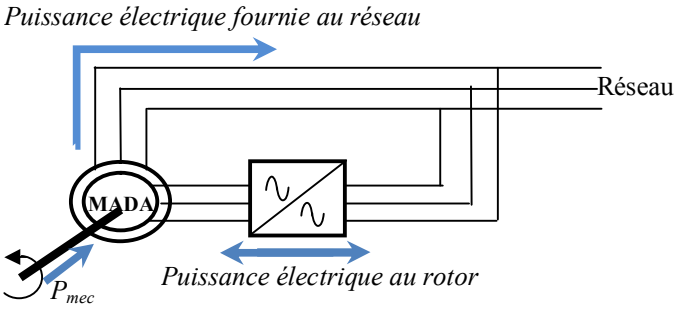


Fig.II.7 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice

II.6 Différentes structures d'alimentation de la MADA dans les systèmes éoliens

II.6.1 Machine asynchrone à double alimentation « type brushless »

Pour réaliser une double alimentation par le stator, la machine asynchrone est munie de deux bobinages statoriques distincts figure (II.8). Un des bobinages est directement connecté au réseau et constitue le principal support de transmission de l'énergie générée. On peut contrôler la vitesse de la génératrice autour d'un point de fonctionnement en agissant sur les tensions appliquées au second bobinage statorique qui sera appelé enroulement d'excitation.

Cet enroulement est connecté à des convertisseurs d'électronique de puissance qui sont dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la turbine, le coût s'en trouve réduit.

La machine n'a pas de contacts glissants mais possède deux stators à nombre de paires de pôles différent ce qui augmente son diamètre et sa complexité de fabrication. Il a été vérifié que cette structure génère des puissances fluctuantes sur le réseau [09].

Ce système n'a pas été exploité industriellement mais existe à l'état de prototype

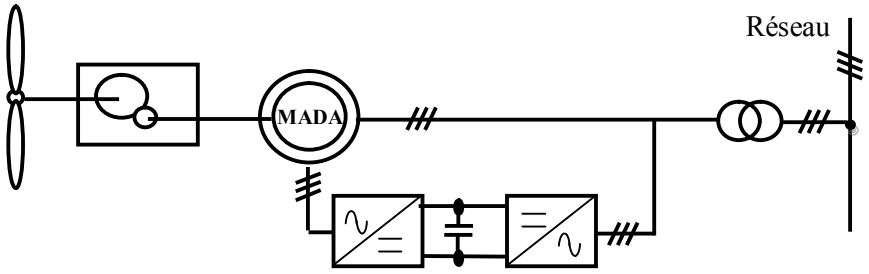


Fig. II.8 : Machine asynchrone à double bobinage au

II.6.2 MADA à énergie rotorique dissipée

Le stator de la génératrice est directement couplé au réseau, et le réglage électronique de l'énergie du rotor assure la variation du glissement. La chaîne rotor permet ainsi à l'ensemble de fonctionner à vitesse variable. Cette configuration permet une variation limitée de la vitesse à environ 10% autour de la vitesse de synchronisme par le changement de la résistance rotor. Outre la plage de variation de vitesse limitée, l'inconvénient de cette solution est la dissipation de la puissance rotorique dans les éléments résistifs figure (II.9) [19].

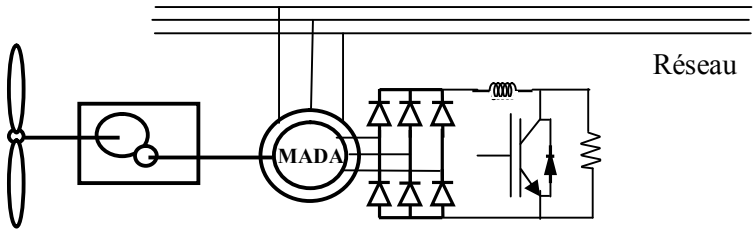


Fig.II.9 : Variation de la vitesse par réglage de la résistance du rotor

II.6.3 Structure de Kramer

La structure d'alimentation de Kramer comporte un redresseur à diodes sur le côté du rotor et un onduleur non autonome sur le côté réseau, figure (II.10) [20]. L'onduleur à thyristors non autonome applique à ce redresseur une tension qui varie par action sur l'angle d'amorçage**.** Ce dispositif permet de faire varier la plage de conduction des diodes, de rendre variable la puissance extraite du circuit rotorique et donc le glissement de la génératrice asynchrone. Le principal avantage est que l'onduleur est assez classique, et moins coûteux, puisqu'il s'agit d'un onduleur non autonome dont les commutations sont assurées par le réseau [21].

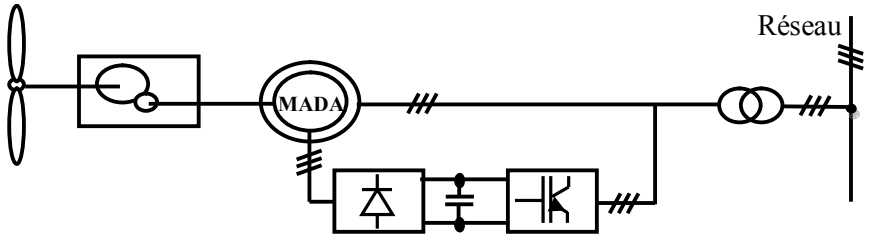


Fig.II.10 : Structure de Kramer

II.6.4 Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Le stator de la génératrice est directement couplé au réseau et transfère la plus grande partie de la puissance alors que le rotor de moindre puissance permet de faire varier les courants rotoriques d'excitation de la MADA figure (II.11). C'est sur ce bobinage de moindre puissance que le convertisseur de puissance, composé d'un ensemble à deux convertisseurs à IGBT commandés en MLI, en cascade, est inséré afin de contrôler le flux et la vitesse de rotation de la génératrice asynchrone du côté de la machine et contrôler aussi des puissances actives et réactives transitées du côté du réseau [22].

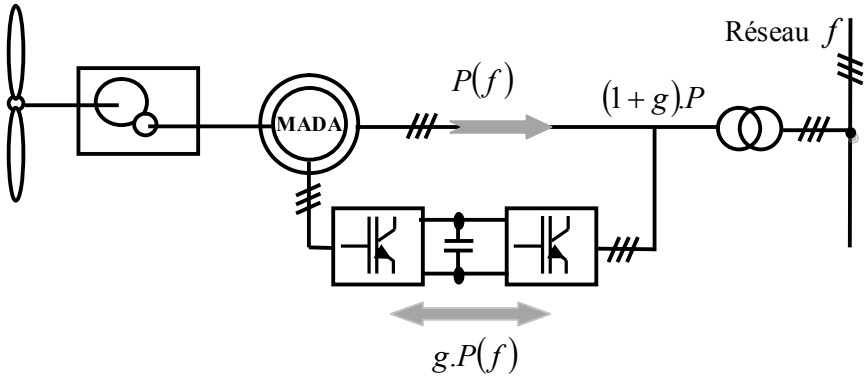


Fig.II.11: Structure de **Scherbius** avec convertisseurs MLI

II.6.5 Structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur onduleur peut être remplacée par un cyclo-convertisseur figure (II.12), l'ensemble est alors appelé structure de Scherbius. Comme le flux de la puissance est bidirectionnel, il est

possible d'augmenter ou de diminuer l'énergie de glissement et ainsi faire fonctionner la machine en génératrice ou en moteur. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cycloconvertisseur par une structure à deux convertisseurs à **IGBT** commandés en **MLI** [22].

II.6.6 Convertisseur Matriciel

Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération de convertisseurs directs AC /AC, qui est constitué par des interrupteurs de puissance bidirectionnels ultra rapides. Généralement il a une topologie d'une source de tension. L'apparition des IGBTs et des contrôleurs puissants DSP permettent de mettre en évidence le convertisseur matriciel et d'exploiter les hautes performances apportées par celui-ci par rapport aux convertisseurs de puissances traditionnels. La tension à la sortie de celui-ci est formée par des sections de tensions d'entrée à 1'aide de techniques de commande MLI intelligentes. A 1'entrée du convertisseur matriciel, on place un filtre *LC* pour le filtrage des harmoniques.

La réalisation pratique du convertisseur matriciel exige des interrupteurs bidirectionnels capables de bloquer la tension et le courant dans les deux directions, mais jusqu'à nos jour ce genre d'interrupteurs ne sont pas disponibles ce qui mène à réaliser ces derniers par la combinaison d'interrupteurs comme les **IGBTs**, **MCTs, IGCTs** et **MOSFETs** avec les diodes figure(II.13) [22].

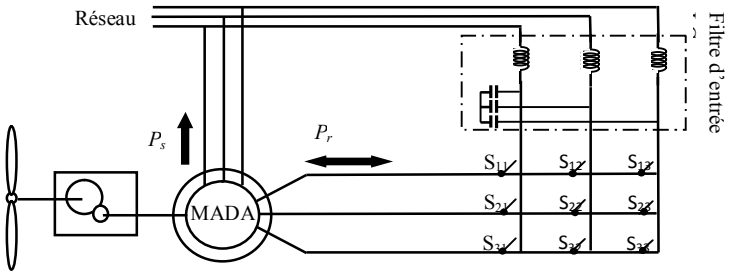


Fig.II.13: Structure avec convertisseur matriciel

II.7 Mode de fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et en dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions

rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [23] :

II.7.1 Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone

La figure (II.14) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjecter au réseau. On a donc un fonctionnement moteur au-dessous de la vitesse de synchronisme. Ce régime est généralement connu comme mode de récupération de l'énergie de glissement. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes joule dans le rotor.

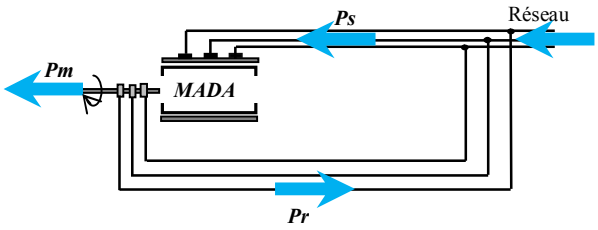


Fig.II.14 : Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone

II.7.2 Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone

La figure (II.15) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator, la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor, on a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

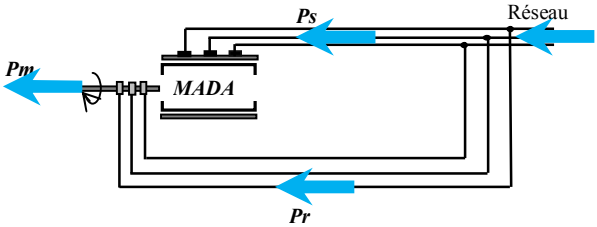


Fig.II.15 : Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone

II.7.3 Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone

La figure (II.16) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement

générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

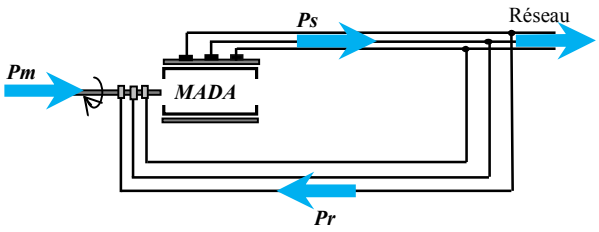


Fig.II.16 : Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone

II.7.4 Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone

La figure (II.17) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée comme des pertes joule dans le rotor.

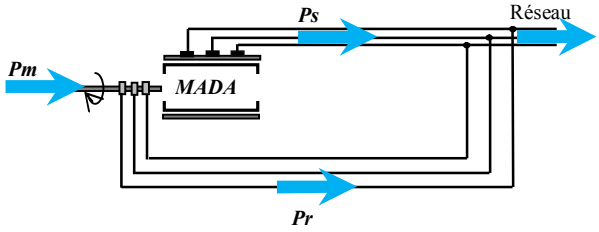


Fig.II.17 : Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone

II.8 Modélisation de la machine à double alimentation

La machine asynchrone est représentée sur la figure (II.18) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère le décalage de l'axe de la phase rotorique (OAR) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique (OAS).

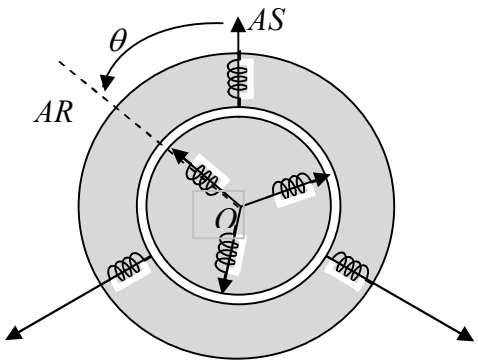


Fig.II.18 : Représentation schématique du modèle d'une MADA

II.8.1 Hypothèses simplificatrices

Pour cette mise en équation, nous supposons que le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimente par des courants sinusoïdaux.

Nous supposerons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et effet de peau.

Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Ces chois signifient entre autres que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de 1'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.8.2 Modèle de la MADA dans le repère abc

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations électriques des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [V_S] = [R_S][I_S] + \dfrac{d}{dt}[\phi_S] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \dfrac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \tag{II.3}$$

Avec :

Grandeurs statoriques : $\begin{cases} [V_S] = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T \\ [I_S] = [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}]^T \\ [\Phi_S] = [\Phi_{as} \quad \Phi_{bs} \quad \Phi_{cs}]^T \end{cases}$,

Grandeurs rotoriques : $\begin{cases} [V_r] = [V_{ar} \quad V_{br} \quad V_{cr}]^T \\ [I_r] = [I_{ar} \quad I_{br} \quad I_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\Phi_{ar} \quad \Phi_{br} \quad \Phi_{cr}]^T \end{cases}$,

Les flux statorique et rotorique en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{cases}[\Phi_s] = [L_s].[I_s] + [M_{ss}].[I_s] + [M_{sr}].[I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r].[I_r] + [M_{rr}].[I_r] + [M_{rs}].[I_s]\end{cases} \quad \text{(II.4)}$$

Où :

$[R_s],[R_r]$: sont les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$[L_s],[L_r]$: sont les matrices des inductances propres statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}],[M_{rs}]$: sont les matrices des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$[M_{ss}],[M_{rr}]$: sont les matrices des inductances mutuelles statorique-statorique et rotorique-rotorique.

Avec :

$$\begin{cases}[R_s] = R_s.[I]_{3\times3} \\ [R_r] = R_r.[I]_{3\times3}\end{cases} \quad \text{(II.5)}$$

$$\begin{cases}[L_s] = L_s.[I]_{3\times3} \\ [L_r] = L_r.[I]_{3\times3}\end{cases} \quad \text{(II.6)}$$

$$[M_{ss}] = M_{ss}.\begin{bmatrix} 0 & \cos(2.\pi/3) & \cos(2.\pi/3) \\ \cos(2.\pi/3) & 0 & \cos(2.\pi/3) \\ \cos(2.\pi/3) & \cos(2.\pi/3) & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(II.7)}$$

$$[M_{rr}] = M_{rr}..\begin{bmatrix} 0 & \cos(2.\pi/3) & \cos(2.\pi/3) \\ \cos(2.\pi/3) & 0 & \cos(2.\pi/3) \\ \cos(2.\pi/3) & \cos(2.\pi/3) & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(II.8)}$$

$$[M_{sr}] = M.\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-2.\pi/3) & \cos(\theta-4.\pi/3) \\ \cos(\theta-4.\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta-2.\pi/3) \\ \cos(\theta-2.\pi/3) & \cos(\theta-4.\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{(II.9)}$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad \text{(II.10)}$$

Avec :

$[I]_{3*3}$: est la matrice identité d'ordre 3.

M : est le maximum d'inductance mutuelle entre une phase statoriques et entre une phase rotorique pour $\theta = 0$.

L'énergie magnétique peut être calculée à partir de l'expression suivante :

$$W_{mag} = \frac{1}{2}\left([I_s]^T[\phi_s] + [I_r]^T[\phi_r]\right) \quad \text{(II.11)}$$

Le couple électromagnétique s'exprime par le dérivé de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [25] :

$$C_e = \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_{geom}} = n_p \cdot \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_{elect}} \quad \text{(II.12)}$$

On peut déduire :

$$C_e = \frac{n_p}{2}[I_s]^T\left(\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_{elect}}\right)[I_r] \quad \text{(II.13)}$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J_m \frac{d\Omega r}{dt} + f_m \cdot \Omega_r = C_{em} - C_r \quad \text{(II.14)}$$

Où :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{n_p} \quad \text{(II.15)}$$

Avec : J_m moment d'inertie de la machine, C_{em} couple électromagnétique C_r couple résistant, et f_m coefficient de frottement de la machine.

Nous constatons la complexité des équations électriques et l'équation mécanique de la machine asynchrone qui ne peuvent être facilement exploitées à cause des dimensions des matrices entrant dans les calculs et de la dépendance de la matrice inductance vis à vis de la position de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique, qui est variable dans le temps.

II.8.3 Changement de repère

Le but d'un changement de repère est de rendre l'écriture des équations de la machine plus simple à exploiter. Dans notre étude nous avons utilisé la transformation de Park.

II.8.3.1 La transformation de Park

Afin de rechercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, nous pouvons la modéliser dans un repère (d, q) tournant dont l'orientation est à priori arbitraire. Ce modèle

est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en une machine diphasée équivalente [23].

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires, directes et en quadrature, figure (II.19).

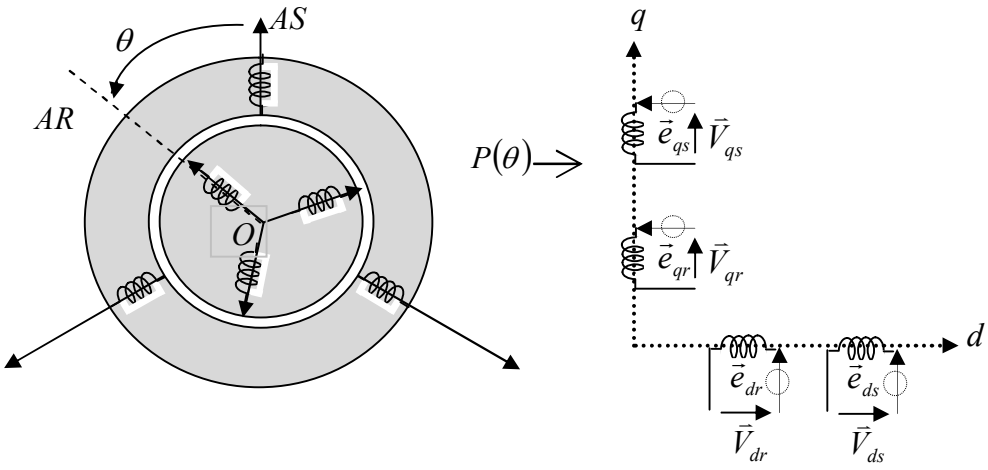


Fig.II.19 : Représentation de la MADA dans le repère de Park

Donc pour le passage du système triphasé au système biphasé en utilise la matrice $P(\theta)$:

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta-\frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta-\frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{(II.16)}$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (II.16) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{(II.17)}$$

Avec x : tension, courant ou flux, et les indices suivant représentent :

- o : indice de l'axe homopolaire.
- d : indice de l'axe direct.
- q : indice de l'axe en quadrature.

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice $[P(\theta)]^{-1}$:

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.18)}$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad \text{(II.19)}$$

II.8.3.2 Equations électriques et magnétiques dans le système d'axes *(d, q)*

Les expressions des tensions statorique et rotorique suivant l'axe (d, q) sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \dfrac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_{coor}\Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \dfrac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_{coor}\Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \dfrac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r)\Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \dfrac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r)\Phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(II.20)}$$

Avec :

ω_{coor} : Vitesse du système d'axe (d, q).

Les expressions des flux statoriques et rotoriques dans le système (d, q)

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad \text{(II.21)}$$

II.8.4 Choix du référentiel

Pour étudier les régimes transitoires des machines électriques, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe. A partir du système d'axe (*d, q*) on

peut avoir d'autres axes qui sont des cas particuliers. Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles :

- Référentiel fixé par rapport au stator : ω_{coor}=0
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_{coor} = \omega_r$
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant : $\omega_{coor} = \omega_s$

Cette dernière représentation qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, la conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux.

II.8.5 Modèle biphasé de la MADA lié au champ tournant

On exprime les tensions par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s.I_{ds} + \dfrac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s.\phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s.I_{qs} + \dfrac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s.\phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r.I_{dr} + \dfrac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r.I_{qr} + \dfrac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(II.22)}$$

I.8.6 Equation du couple électromagnétique

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement (II. 14) au système d'équations différentielles modélisant la machine [17]. La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante:

$$C_{em} = P(\phi_{ds}\mathrm{i_{qs}} - \phi_{qs}i_{ds}) \quad \text{(II. 23)}$$

II. 8.6 Mise sous forme d'équation d'état

Les équations (II.20) peuvent être disposées sous la forme de représentation d'état. On choisit pour vecteur d'état $x = \lfloor \phi_{ds}, \phi_{qs}, I_{dr}, I_{qr} \rfloor$, on trouve les équations d'état sous forme matricielle :

$$\begin{cases} L.\dfrac{dx}{dt} = A.x + B.U \\ y = C.x \end{cases} \qquad \text{(II.24)}$$

Avec : $U = \left[V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}\right]^T$, $B = [I]_{4*4}$,

$$A = \begin{bmatrix} \dfrac{-R_s}{L_s} & \omega_s & \dfrac{R_s.M}{L_s} & 0 \\ -\omega_s & \dfrac{-R_s}{L_s} & 0 & \dfrac{R_s.M}{L_s} \\ 0 & \dfrac{M}{L_s}(\omega_s - \omega_r) & -R_r & \sigma.(\omega_s - \omega_r) \\ -\dfrac{M}{L_s}(\omega_s - \omega_r) & 0 & -\sigma(\omega_s - \omega_r) & -R_r \end{bmatrix} \text{ et } L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \dfrac{M}{L_s} & 0 & \sigma & 0 \\ 0 & \dfrac{M}{L_s} & 0 & \sigma \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r) \text{ : Coefficient de dispersion.}$$

II.8.7 Simulation de la machine asynchrone a double alimentation :

Afin de simuler notre machine, on a fait appel au logiciel MATLAB/SIMULIK. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe .

Le schéma bloc de la MADA est donné par :

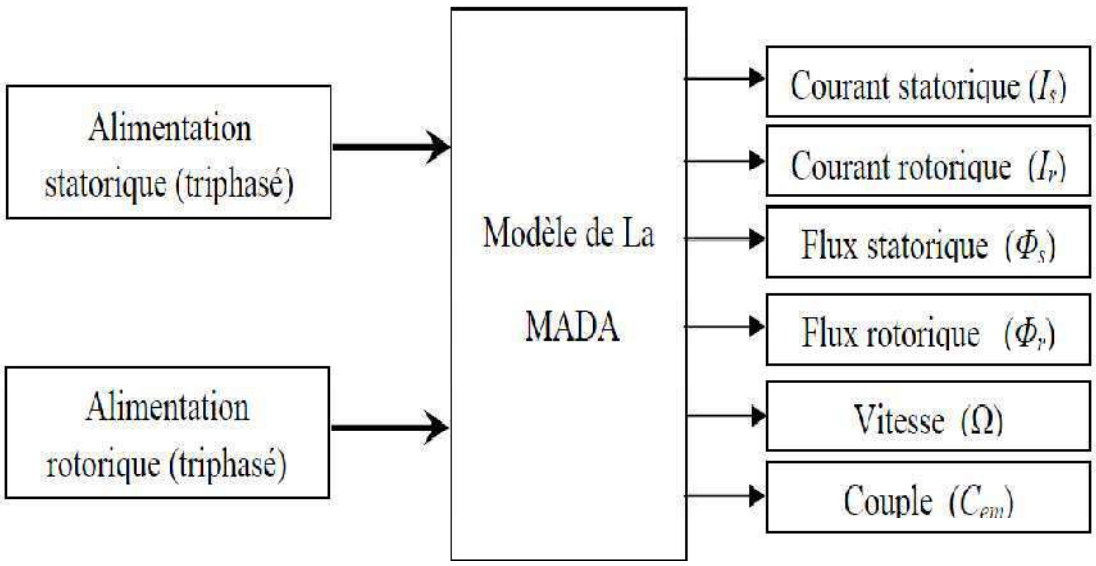


Figure II.20 : Le schéma bloc de simulation de la MADA alimenté en tension

Les résultats obtenus sont représentés par les figures suivantes :

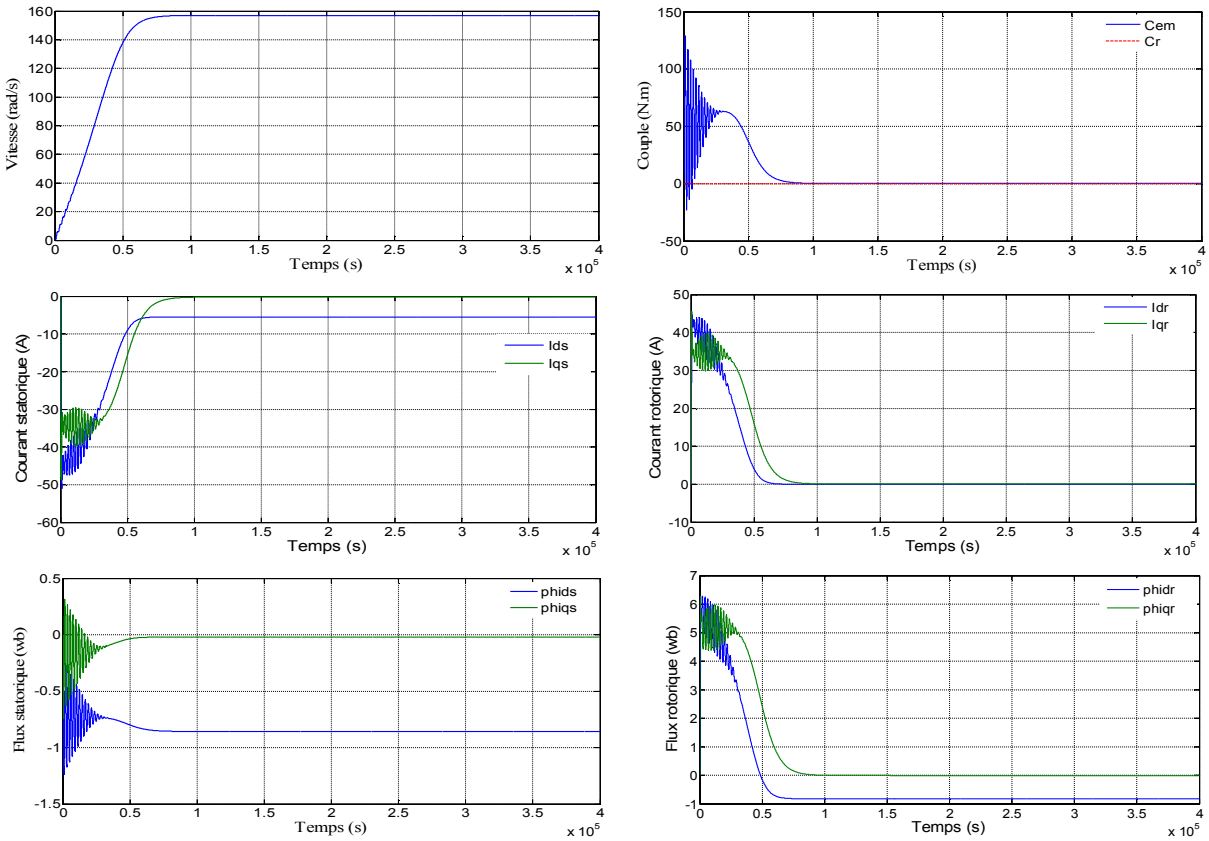


Figure II.21 : Réponses du système avec V_r= 0 V, f_r = 50 Hz, C_r=0

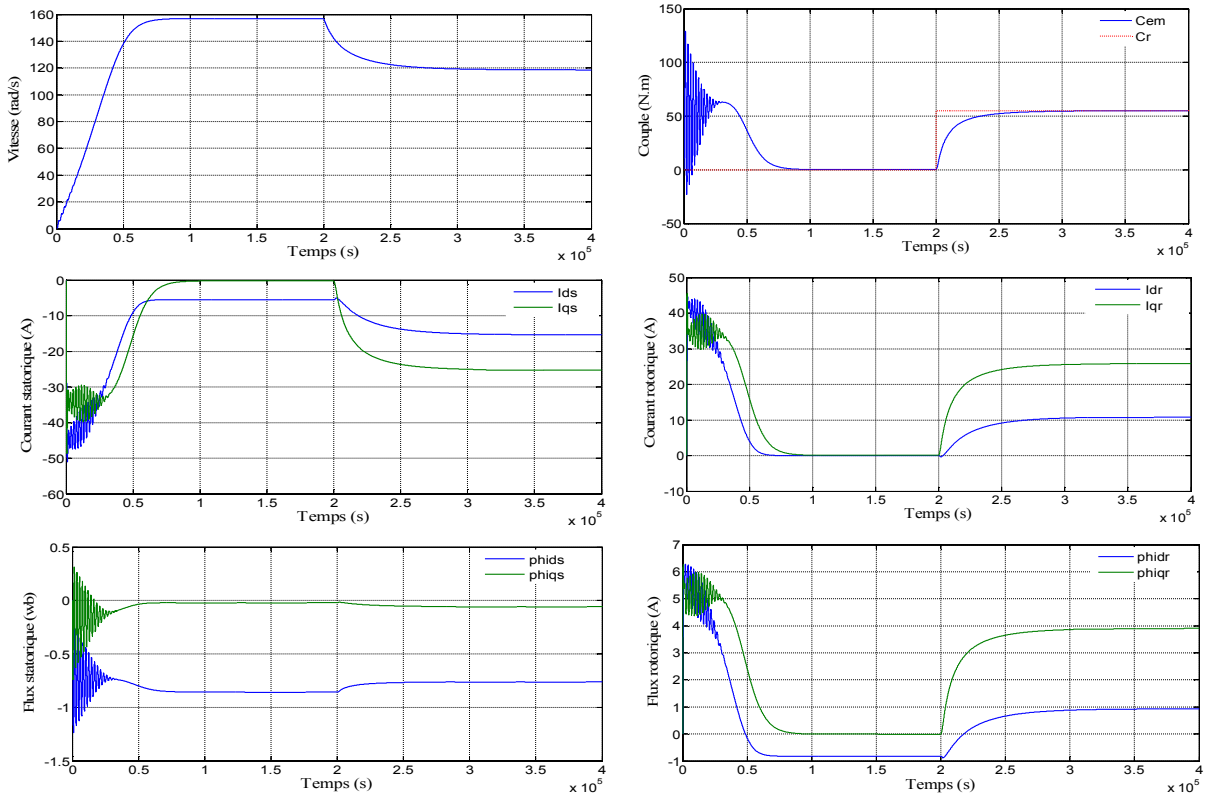


Figure II.22 : Réponses du système avec V_r= 0 V, f_r = 50 Hz,

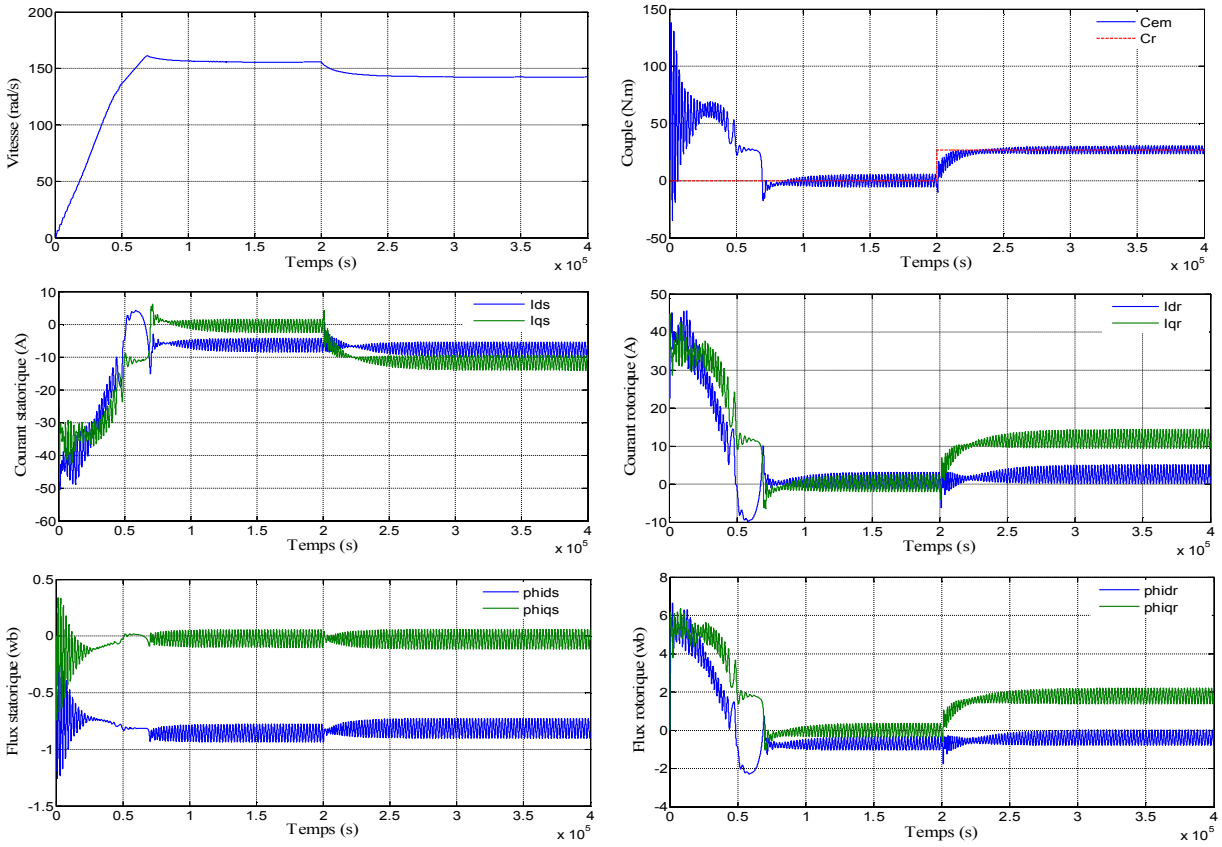


Figure II.23 : Réponses du système avec Vr= 12 V, fr = 5 Hz,

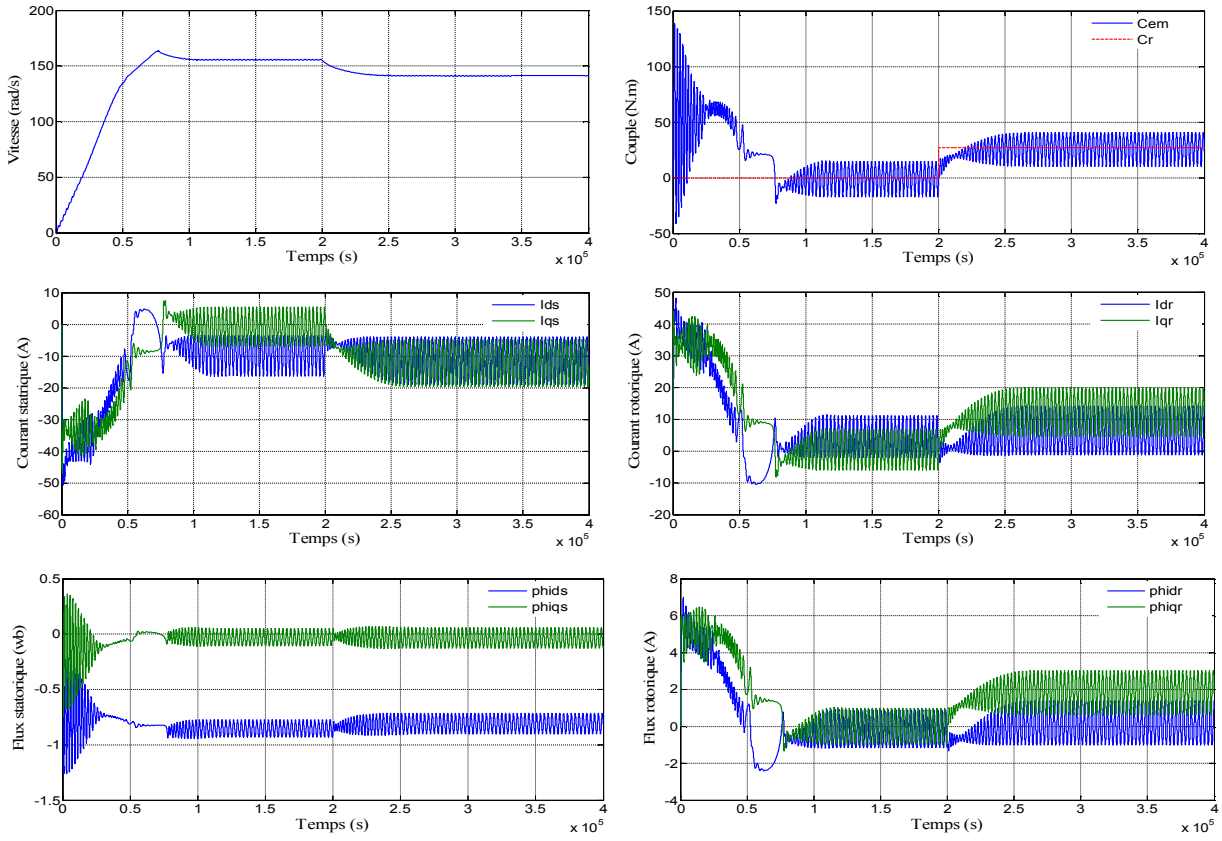


Figure II.24 : Réponses du système avec Vr = 12 V, fr = 15 Hz

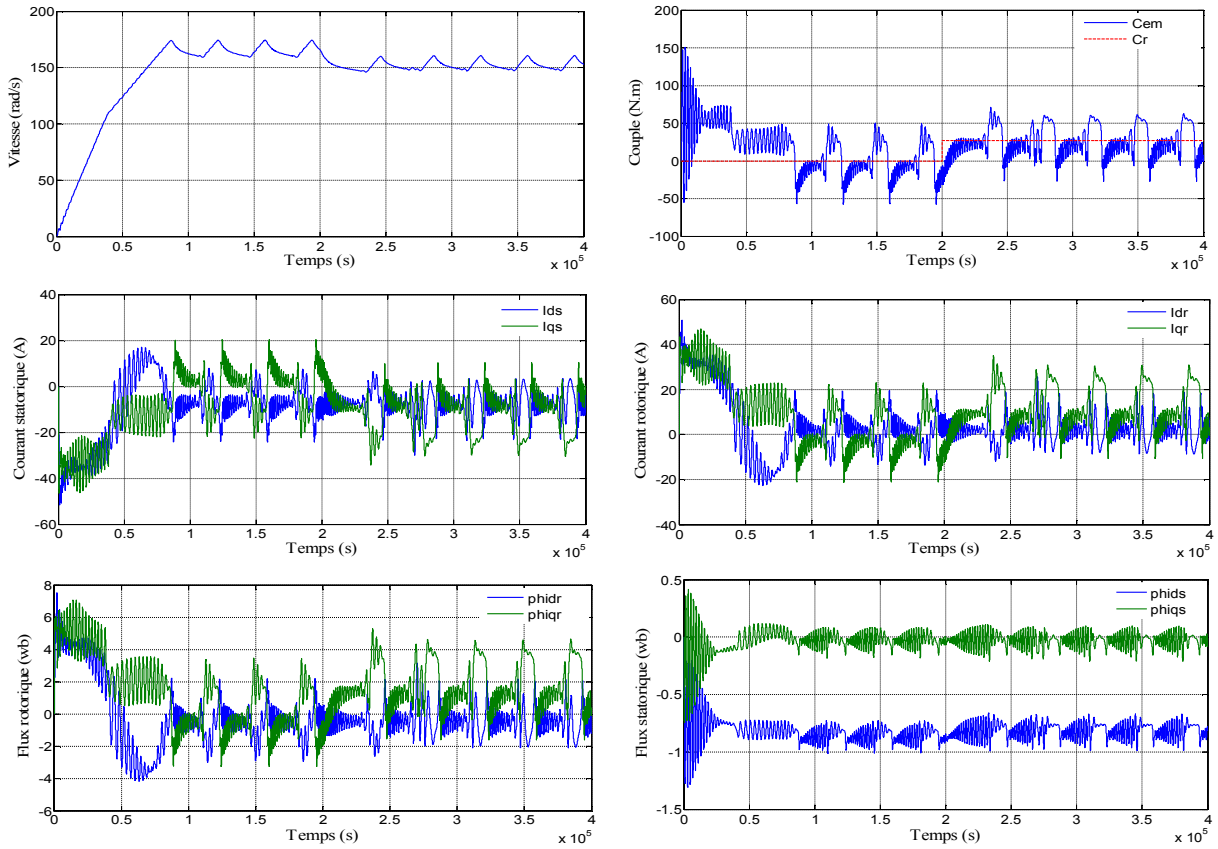


Figure II.25: Réponses du système avec Vr= 30 V, fr = *5* Hz,

II.8.8 Interprétation des résultats

La tension d'attaque de la MADA à t=0 coté stator c'est la tension de réseau électrique à fréquence et tension constantes (*Vr= 220 V ; fr = 50 Hz*). Dans le coté rotorique deux cas sont étudies :

- 1er cas : tension constante et fréquence variable.
- 2^{éme} cas : tension variable et fréquence constante.

D'après les résultats de simulation obtenus, on observe que toute variation au niveau de la fréquence ou tension rotoriques a une influence directe sur la vitesse et le couple.

La figure (II.21) représente le fonctionnement de la MADA après un démarrage à vide (Elle fonctionne comme une machine asynchrone classique). Après l'introduction de la charge à l'instant t = 2 s, on remarque que la vitesse diminue puis elle se stabilise (figure (II.22)). Dans le cas ou on fait varier la fréquence rotorique de (5 Hz à 15 Hz) et on maintient la tension rotorique constante (12 V), on constate que cette variation implique des oscillations importantes au niveau des grandeurs saufs pour la vitesse comme il est illustré sur les figures (II.23) et (II24).

Dans le cas ou la fréquence rotorique est constante (5 Hz), et la tension rotorique est variable de (12 V à 25 V) on remarque qu'elle a une influence directe sur la vitesse, et implique des oscillations plus importantes au niveau des grandeurs par rapport au cas précédent comme il est illustré sur les figures (II.23)et (II.25).

On peut signaler aussi que la machine peut supporter le double de la charge nominale mais avec une vitesse plus inférieure que celle obtenu avec sa charge nominale comme il est démontré sur la Figure (II.22).

On remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse.

II.9 Modélisation de l'alimentation de la MADA

Le long de tout notre travail, les différentes structures de commande sont constituées de l'association d'une machine asynchrone à double alimentation avec un onduleur de tension. La tension de sortie de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). L'association redresseur-filtre-onduleur de tension est représentée dans la figure (II.26).

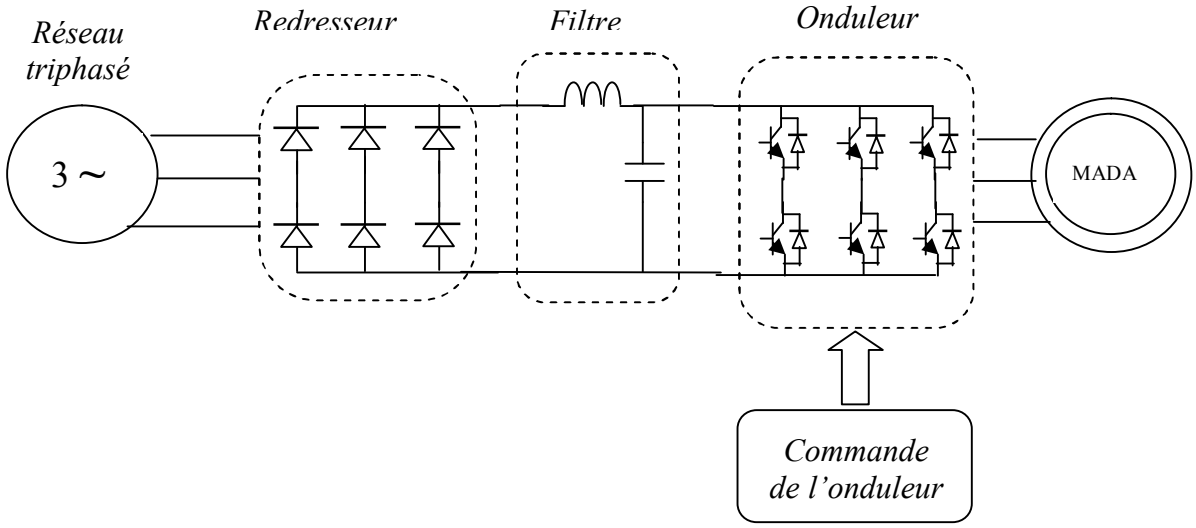


Figure II.26 : Schéma du convertisseur statique

II.9.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative [25].

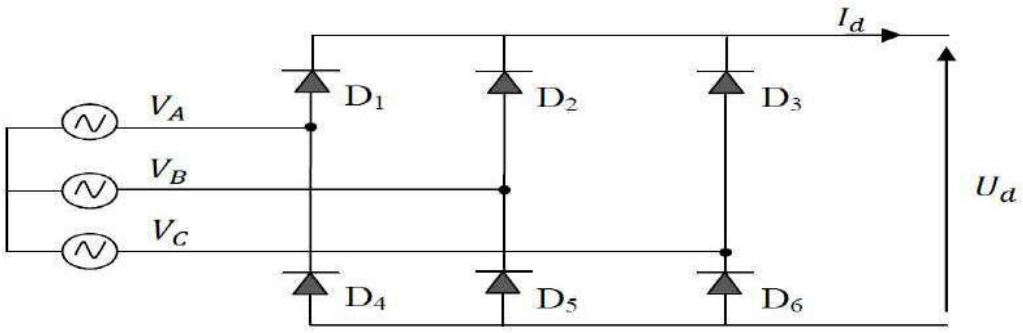


Figure II.27 : Schéma du redresseur triphasé à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes D_1, D_2, D_3 à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D_4, D_5, D_6 à anode commune assurant le retour du courant I_d. Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_{max} sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_{max} sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_{max} sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(II-25)}$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_d(t) = Max[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - Min[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad \text{(II-26)}$$

La tension redressée présente un taux d'ondulations. Pour réduire ces ondulations il faut placer un filtre passe bas entre le redresseur et l'onduleur.

II.9.2 Modélisation du filtre

Le filtre est constitué par une inductance L_{ft} en série avec une capacité C_{ft} en parallèle comme il est représenté à la figure (II.28).

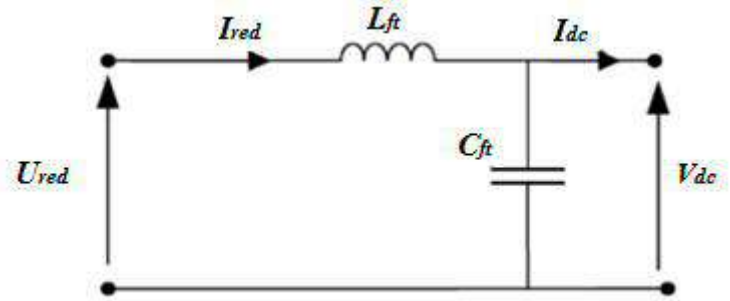


Figure II.28 : Représentation d'un filtre

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{red} = \frac{1}{L_{ft}} (U_{red} - V_{dc}) \\ \frac{d}{dt} V_{dc} = \frac{1}{C_{ft}} i_c = \frac{1}{C_{ft}} (i_{red} - i_{dc}) \end{cases} \quad \text{(II-27)}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{V_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1+\left(\sqrt{L_{ft}C_{ft}}s\right)^2} \quad \text{(II-28)}$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_{ft}C_{ft}}}$

II.9.3 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables [26]. Il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone. La Figure (I.29) illustre le schéma structurel d'un onduleur à 3 niveaux alimentant le stator d'une machine asynchrone à double alimentation.

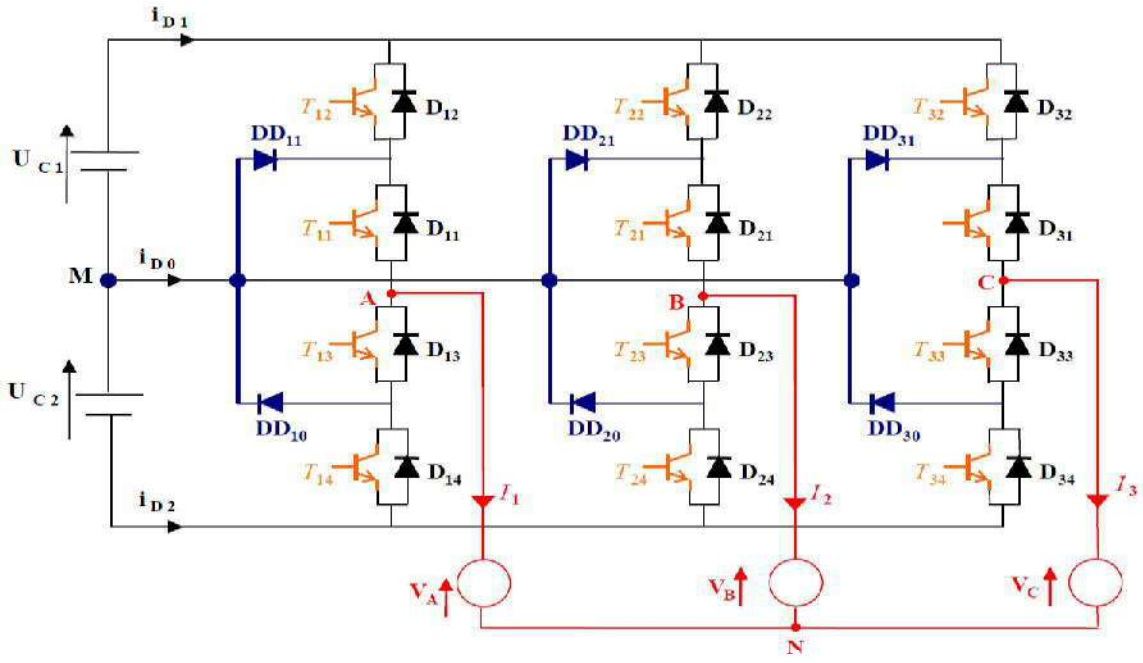


Fig.II.29: Onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit en plus la fonction de connexion d'un demi-bras notée F_{km}^{b}

Où K : Numéro du bras (K=1; 2; 3)

$$m=\begin{cases}0 & pour\,le\,demi-bras\,du\,bas\\ 1 & pour\,le\,demi-bras\,du\,haut\end{cases}$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit:

$$\begin{cases}F_{k1}^{b}=F_{k1}.F_{k2}\\ F_{k0}^{b}=F_{k3}.F_{k4}\end{cases} \qquad (II.29)$$

Avec: F_{ki} commande des transistors (K = 1, 2,3 et i = 1, 2,3, 4).

Les tensions simples de charges sont données par le système suivant:

$$\begin{bmatrix}V_A\\ V_B\\ V_C\end{bmatrix}=\frac{1}{3}.\begin{bmatrix}2 & -1 & -1\\ -1 & 2 & -1\\ -1 & -1 & 2\end{bmatrix}.\left\{\begin{bmatrix}F_{11}^{b}\\ F_{21}^{b}\\ F_{31}^{b}\end{bmatrix}.U_{C1}-\begin{bmatrix}F_{10}^{b}\\ F_{20}^{b}\\ F_{30}^{b}\end{bmatrix}.U_{C2}\right\} \qquad \textbf{(II.30)}$$

Les courants d'entrée id1 et id2 sont exprimés en fonction des courants de la charge i_1, i_2, i_3, par les relations suivantes:

$$\begin{cases}i_{d1}=F_{11}^{b}.i_1+F_{21}^{b}.i_2+F_{31}^{b}.i_3\\ i_{d2}=F_{10}^{b}.i_1+F_{20}^{b}.i_2+F_{30}^{b}.i_3\end{cases} \qquad (II.29)$$

Le courant id0 est lié aux courants de charge comme suit:

$$i_{d0}=(1-F_{11}^{b}-F_{10}^{b}).i_1+(1-F_{21}^{b}-F_{20}^{b}).i_2+(1-F_{31}^{b}-F_{30}^{b}).i_3 \qquad (II.31)$$

II.9.4 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les onduleurs de tension sont le plus souvent commandés par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), c'est-à-dire, qu'au lieu de former chaque alternance des tensions de sortie d'un seul créneau rectangulaire, on la forme d'une succession de créneau de largeurs convenables [27]. Cela permet d'obtenir des tensions ne contenant pas d'harmoniques à basses fréquences.

La technique de modulation de largeur d'impulsion retenue dans cette étude est la méthode à MLI triangulo-sinusoïdale présentée en [27] . Les commandes des interrupteurs du

convertisseur sont définies à l'aide d'un algorithme comportant uniquement des expressions algébriques, directement adaptables à un système numérique de contrôle.

Pour commander l'onduleur à trois niveaux par la modulation de largeurs d'impulsions (MLI), on a utilisé la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale avec deux porteuses triangulaires bipolaires [26].

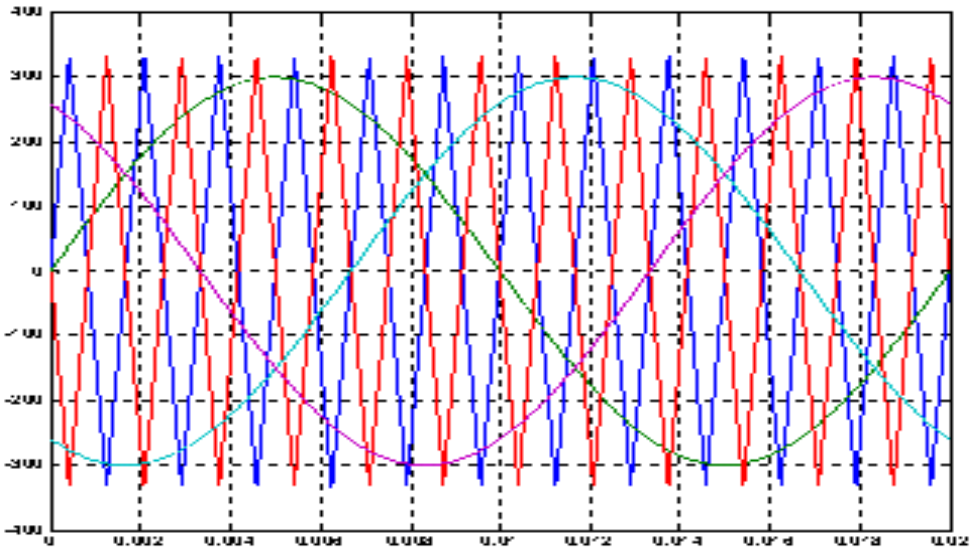


Figure II.30: Principe de la commande MLI

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une brève étude sur la machine asynchrone à double alimentation, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ainsi que ses domaines d'application. On a aussi présenté le modèle de la machine dans le repère (a, b, c) auquel on a appliqué la transformation de Park pour le rendre linéaire et plus adapté à la commande. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI à triangulo-sinusoïdale pour le commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation ont pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle. Cette dernière est le sujet du deuxième chapitre.

CHAPITRE 3

COMMANDE VECTORIELLE

DE LA MADA

III.1 Introduction

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère (d,q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner [28],[29].

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur.

Dans cette optique, nous avons proposé une loi de commande pour la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [9].

III.2 Principe de la commande vectorielle

La commande par orientation de flux proposé par Blaschke, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones.

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, I_{dr} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant I_{qr} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes I_{dr} et I_{qr} sont mutuellement découplées [29].

La figure (III.1) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une MADA.

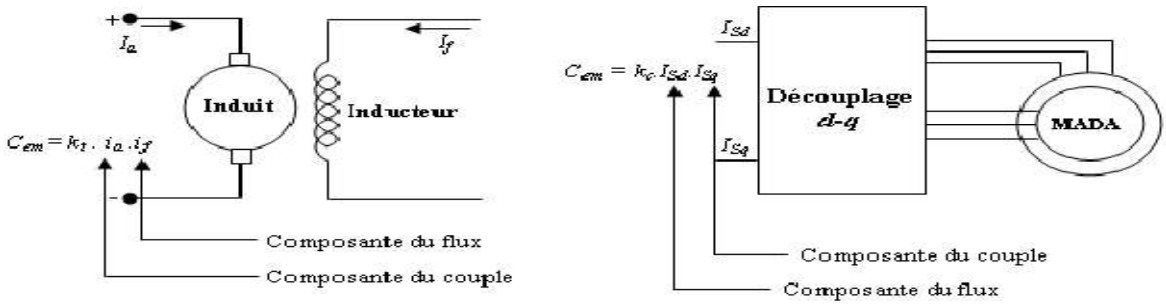


Figure III.1 : Principe de la commande vectorielle

De nombreuses variétés ont été présentées dans les littératures, et classées

❖ Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension,
- Commande en courant;

❖ Suivant l'orientation du repère :

- Le flux rotorique,
- Le flux statorique,
- Le flux d'entrefer;

❖ Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation du vecteur flux,
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

L'examen de l'expression du couple montre une différence entre deux composantes en quadrature, celles du courant statorique et du flux rotorique, qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe d coïncide avec la direction désirée du flux qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ainsi il est possible d'orienter les différents flux de la machine.

Le choix de type d'orientation est une étape nécessaire dans la modélisation vectorielle, en général il existe trois principaux choix [30]:

Orientation du flux rotorique

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = \Psi_r \\ \Psi_{qr} = 0 \end{cases}$$

Orientation du flux statorique

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = \Psi_s \\ \Psi_{qs} = 0 \end{cases}$$

Orientation du flux magnétisant

$$\begin{cases} \Psi_{dm} = \Psi_m \\ \Psi_{qm} = 0 \end{cases}$$

Avec:

Ψ_r Flux rotorique ; Ψ_s flux statorique, Ψ_m flux magnétisant (d'entrefer).

III.3 Modèle pour le contrôle indépendant des puissances

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'électricité de l'éolienne, nous allons réaliser un contrôle indépendant des puissances actives et réactives en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotoriques, générées par un onduleur multi nivaux, aux puissances actives et réactives statoriques[14],[31], [32], [33], [34] .

Nous utilisons la modélisation diphasée de la machine. On oriente le repère (d,q) afin que l'axe d soit aligné sur le flux statorique Ψ_{ds}.

Ainsi : $\Psi_{ds} = \Psi_s; \Psi_{qs} = 0$

L'expression du couple électromagnétique devient alors :

$$C_e = n_p \frac{M}{L_s} \psi_{ds} . I_{qr} \qquad \text{(III .1)}$$

Dans l'hypothèse où le flux Ψ_{ds} est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator), le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendante du courant rotorique d'axe q [11].

Dans le repère triphasé a,b,c, la tension aux bornes d'une phase n du stator s'exprime par la relation générale :

$$V_{sn} = R_s I_{sn} + \frac{d\Psi_{sn}}{dt}$$

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique Rs, ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les machines de moyenne et forte puissance utilisée dans l'énergie éolienne, cette relation devient :

$$V_{sn} = \frac{d\Psi_{sn}}{dt} \qquad \text{(III .2)}$$

La relation (III .2) montre qu'un repère lié au flux statorique tourne alors à la même vitesse angulaire que le vecteur tension statorique et qu'il est en avance de π/2 sur ce même vecteur .On peut alors écrire (toujours dans l'hypothèse d'un flux statorique constant) :

$$V_{ds} = 0 \; et \; V_{qs} = V_s \tag{III .3}$$

En s'alignant sur le repère choisi et en utilisant les simplifications ci-dessus inhérentes à ce repère, nous pouvons simplifier les équations des tensions comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = \omega_s \Psi_{ds} \end{cases} \tag{III .4}$$

Et les équations des flux (II.21) deviennent :

$$\begin{cases} \Psi_s = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ 0 = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \tag{III .5}$$

A partir de l'équation(III .5), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{ds} = \dfrac{\Psi_s}{L_s} - \dfrac{M}{L_s} I_{dr} \\ I_{qs} = -\dfrac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \tag{III .6}$$

III.3.1 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

Dans un repère diphasé quelconque, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent :

$$\begin{cases} P = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{cases} \tag{III .7}$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas (Vds=0) donne

$$\begin{cases} P = V_s I_{qs} \\ Q = V_s I_{ds} \end{cases} \tag{III .8}$$

En remplaçant Ids et Iqs par leurs expressions données l'équation (III .6), nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive :

$$\begin{cases} P = -\ V_s \dfrac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q = \dfrac{V_s \Psi_s}{L_s} - \dfrac{V_s M}{L_s} I_{dr} \end{cases} \qquad \text{(III .9)}$$

A partir des équations (III.3) et (III.4), nous obtenons, pour le flux statoriques, l'expression suivante : $\Psi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$

L'expression des puissances (III.9) peut donc se simplifier de la manière suivante :

$$\begin{cases} P = -\ V_s \dfrac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q = -\dfrac{V_s M}{L_s} I_{dr} + \dfrac{{V_s}^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \qquad \text{(III .10)}$$

Compte tenu du repère choisi et des approximations faites et si l'on considère l'inductance magnétisante M comme constante, le système obtenu lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d à la constant $\frac{{V_s}^2}{L_s \omega_s}$ près imposée par le réseau [13].

III.3.2 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

Afin de pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut alors établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront appliqués à la machine.

Exprimons d'abord les flux rotoriques d'après les équations (II.21) en remplaçant les courants statoriques par leur expression dans l'équation (III.6) :

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = \left(L_r - \dfrac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + \dfrac{M V_s}{\omega_s L_s} \\ \Psi_{qr} = \left(L_r - \dfrac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \end{cases} \qquad \text{(III .11)}$$

Ces expressions des flux rotoriques d'axe d et q sont alors intégrées aux expressions des tensions rotoriques diphasées de l'équation (II.22). Nous obtenons alors :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \left(L_r - \dfrac{M^2}{L_s}\right)\dfrac{dI_{dr}}{dt} - g\omega_s\left(L_r - \dfrac{M^2}{L_s}\right)I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \left(L_r - \dfrac{M^2}{L_s}\right)\dfrac{dI_{qr}}{dt} + g\omega_s\left(L_r - \dfrac{M^2}{L_s}\right)I_{dr} + g\omega_s\dfrac{MV_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad \text{(III .12)}$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} - g\omega_s\left(L_r - \dfrac{M^2}{L_s}\right)I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + g\omega_s\left(L_r - \dfrac{M^2}{L_s}\right)I_{dr} + g\omega_s\dfrac{MV_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad \text{(III .13)}$$

V_{dr} et V_{qr} : Sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus. L'influence des termes de couplage entre les deux axes en (L_r-(M^2/L_s) est minime. Une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande permettra de les compenser.

En revanche, le terme (g.(M.Vs/Ls)) représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de traînage. Le contrôle du système devra donc prendre en compte cette erreur [11].

En examinant les équations (III.11) et (III.13), on peut établir le schéma bloc de la figure (III.2) qui comporte en entrées les tensions rotoriques et en sorties les puissances actives et réactives statoriques [13].

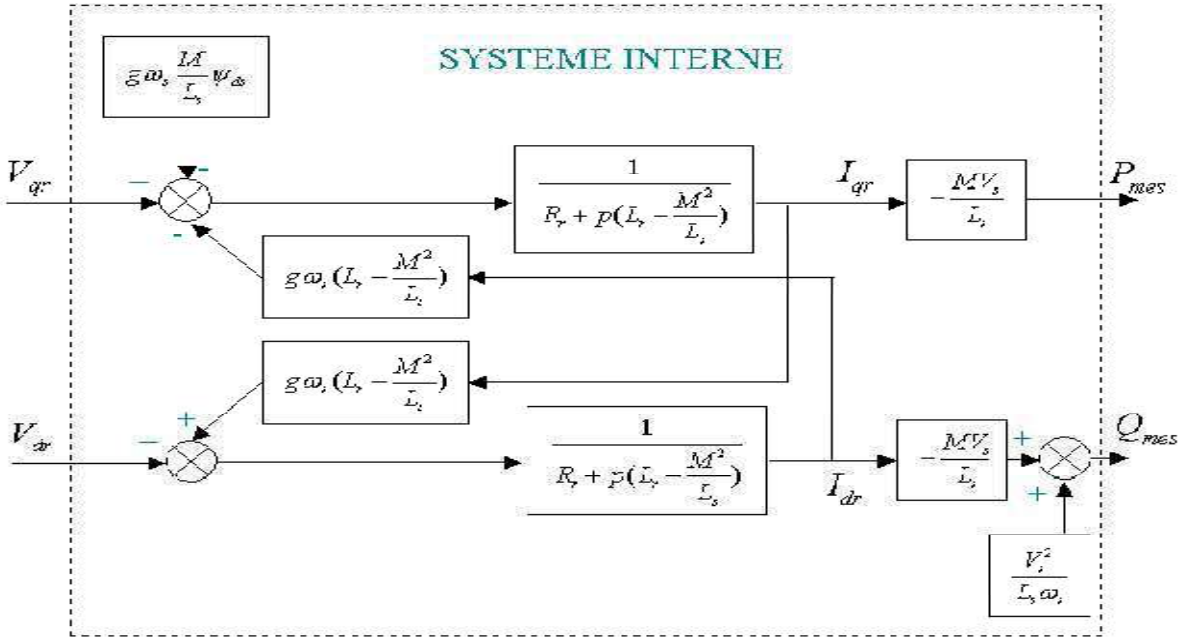


Fig. III .2: Schéma bloc de la MADA.

On remarque que les puissances et les tensions sont liées par une fonction de transfert du premier ordre. De plus, du fait de la faible valeur du glissement g, il sera possible d'établir sans difficulté une commande vectorielle car les influences des couplages resteront faibles et les axes d et q pourront donc être commandés séparément avec leurs propres régulateurs.

Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine :

- **La première méthode** consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. Cette méthode sera appelée *méthode directe* car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- **La deuxième méthode** consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode appelée *méthode indirecte* découle directement des équations (III.10) et (III.12) [13].

Cette dernière méthode va être étudiée et simulée dans la suite de cette partie

III.4 Commande indirecte

La méthode indirecte consiste à reproduire, en sens inverse, le schéma bloc du système à réguler. On construit ainsi un schéma bloc permettant d'exprimer les tensions en fonction des puissances. On aboutit alors à un modèle qui correspond à celui de la machine mais dans

l'autre sens. La commande indirecte va donc contenir tous les éléments présents dans le schéma bloc que la MADA [13].

On part donc de la puissance statorique en fonction des courants rotoriques et des expressions des tensions rotoriques en fonction des courants rotoriques

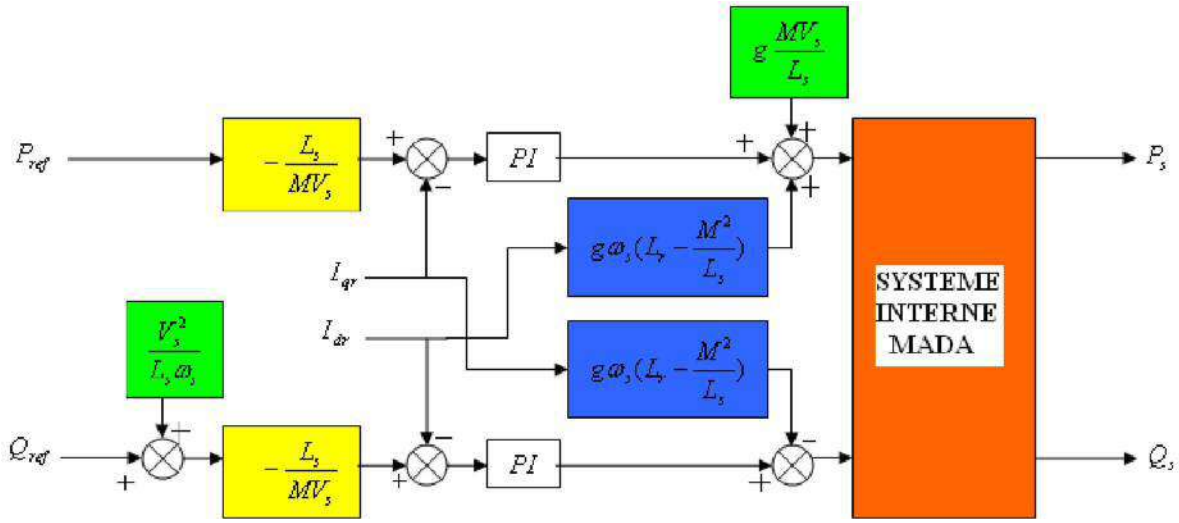


Fig. III . 3: Schéma bloc de la commande indirecte.

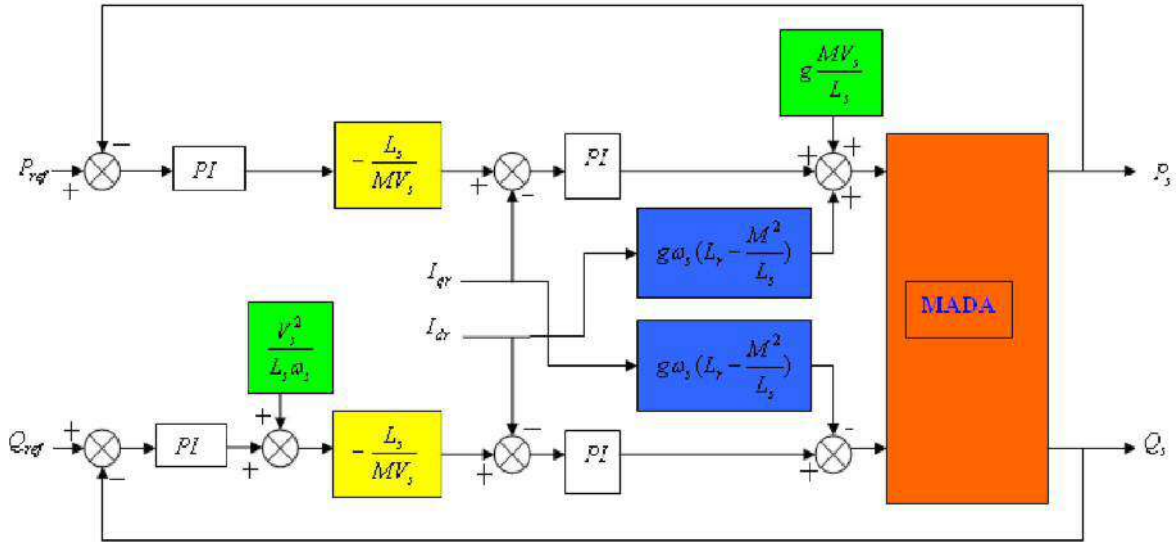


Fig.III . 4: Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles de puissance.

La commande indirecte avec un seul régulateur est sensible au changement des paramètres de la machine ou du réseau (Ls, M ou Vs), tandis que la commande indirecte avec deux boucles imbriquées permet d'accroitre la robustesse du système, Ce type de régulation donne une dynamique satisfaisante et une erreur statique très faible [13].

III.5 Simulation de la commande indirecte avec boucle de puissance

III.5.1 Fonctionnement à vitesse fixe

Le premier essai consiste à appliquer aux entrées de commande des échelons de puissance active et réactive, alors que la machine est entrainée a vitesse fixe de 1600 *tr/min*.

- Pour la puissance active :
  - De t=0s à t=1s : un échelon négatif de -6000 W,
  - De t=1s à t=2.5s : un échelon négatif de -10000 W,
  - De t=2.5s à t=3.5s : un échelon négatif de -3000 W.
- Pour la puissance réactive :
  - De t=0s à t=1s : un échelon négatif de -3000VAR,
  - De t=1.5s à t=2s : un échelon négatif de -5000VAR,
  - De t=2s à t=3s : un échelon négatif de -3000VAR,
  - De t=3s à t=3.5s : un échelon positif de 2000VAR.

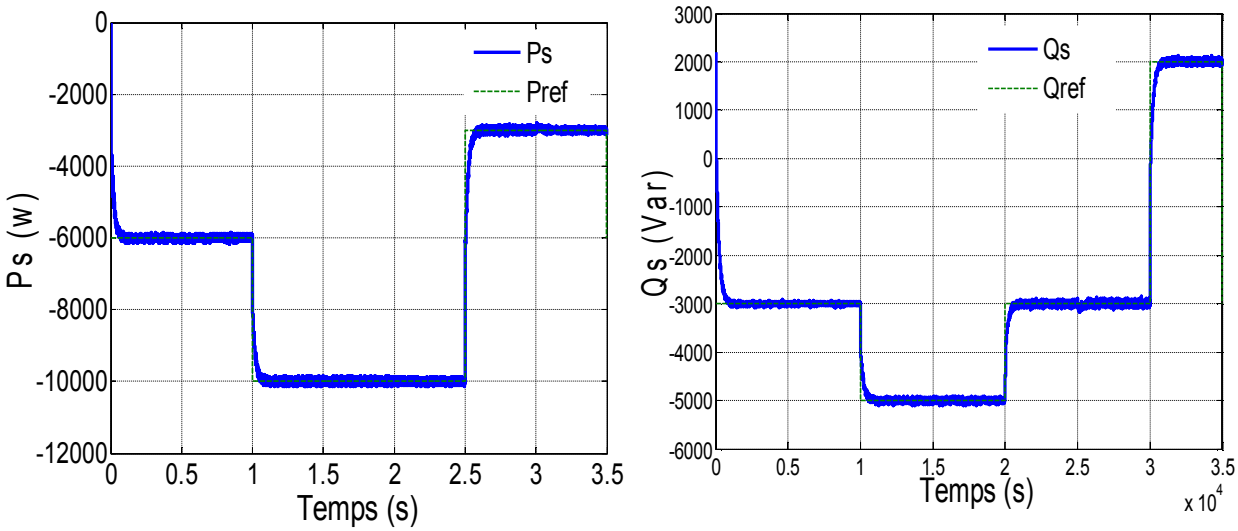


Fig.III.5: Puissance active et réactive du stator.

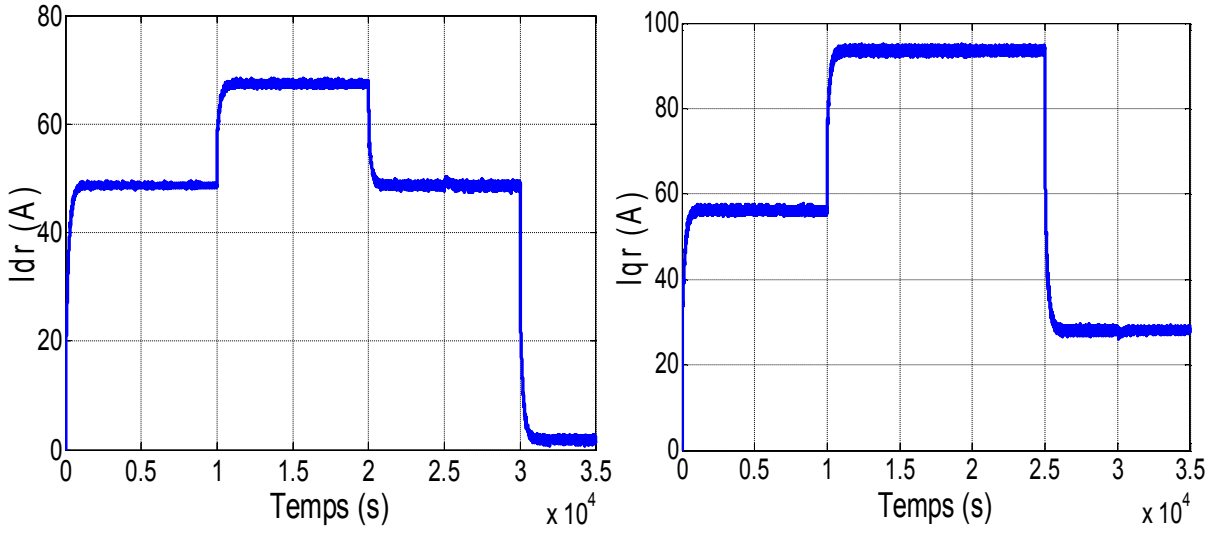


Fig.III.6: Le courant rotorique selon l'axe d et q

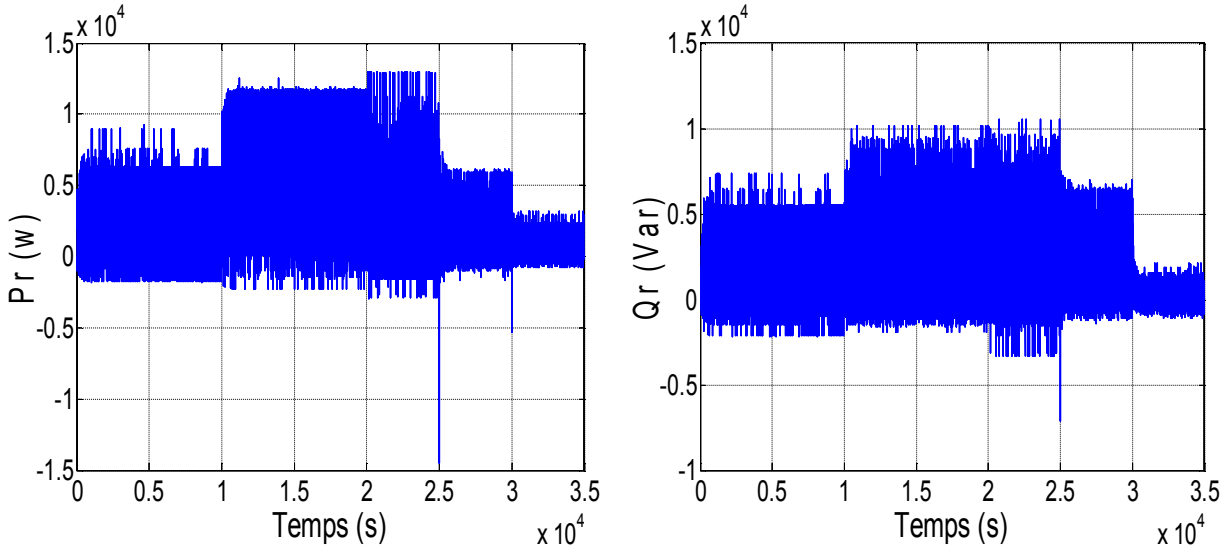


Fig.III.7: Puissance active et réactive du rotor.

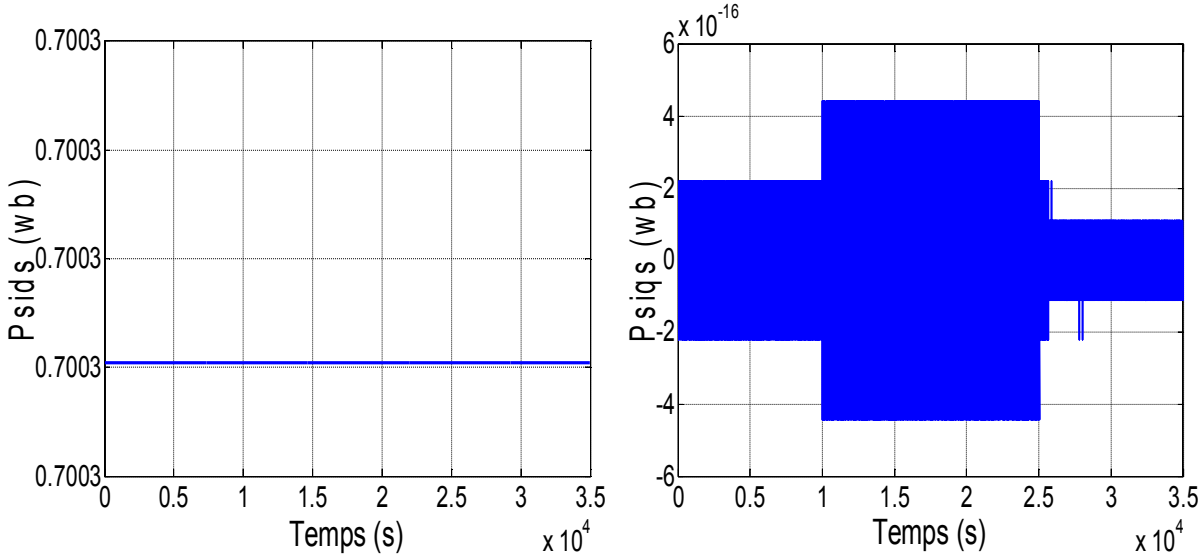


Fig.III.8: Le flux statorique selon l'axe d et q

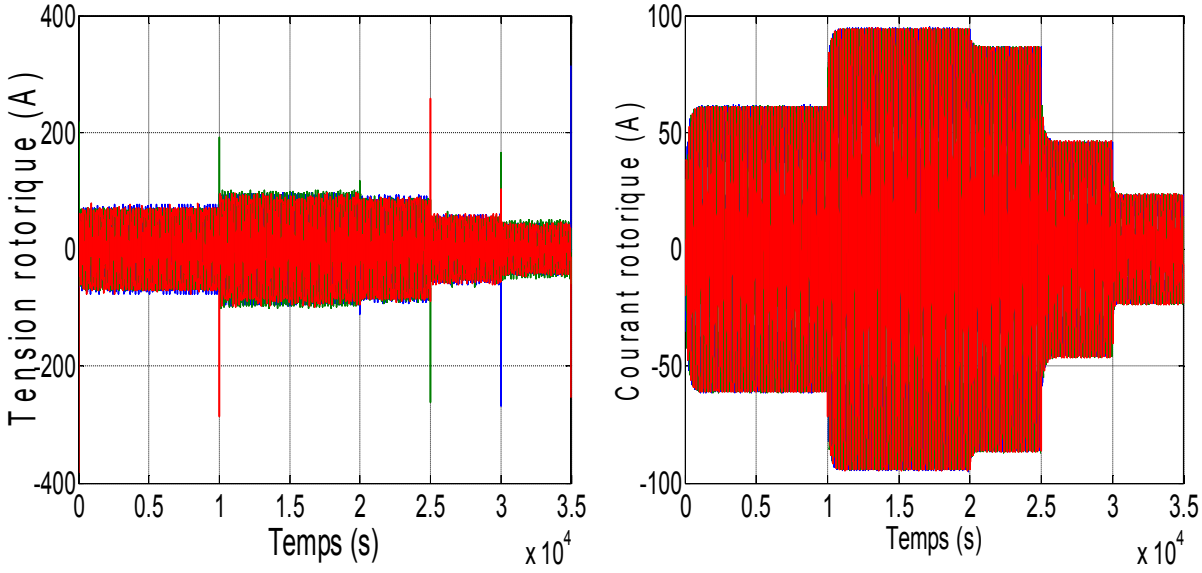


Fig.III.9: Tensions et courants rotoriques

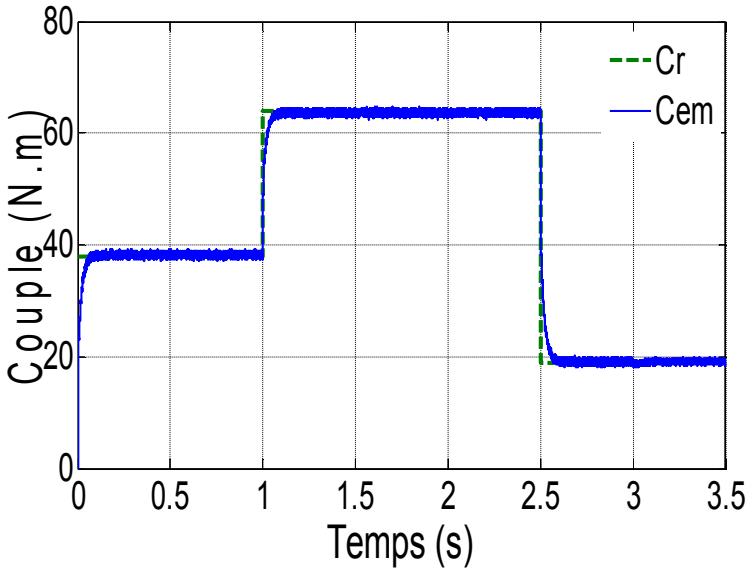


Fig.III.10: Couple électromagnétique

Interprétation des résultats

Observant les figures précédentes, on peut faire les observations suivantes:

Une dynamique satisfaisante et une erreur statique très faible.

Concernant les puissances active ou réactive, on observe une dynamique qui réagit rapidement et sans dépassement. Les échelons sont correctement suivis et il n'y a plus d'erreur sur les puissances. Le couplage entre les deux puissances est très faible et peu perceptible.

Le fonctionnement de contrôle de puissance réactive nous permet d'avoir une puissance réactive négative (comportement capacitif) ou positive (comportement inductif).

Les valeurs des puissances actives et réactives sont proportionnelles respectivement aux composantes en quadrature et directe du courant rotorique.

Le couple dépend essentiellement la composante en quadrature du courant rotorique (*Iqr*).

La composante directe du flux statorique est pratiquement constante ; de plus, la composante en quadrature reste négligeable.

Les valeurs des puissances rotoriques restent positives ; la MADA est pilotée par le rotor par une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme donc elle fonctionne en troisième Mode.

III.5.2 Fonctionnement en MPPT :

III.5.2.1 Stratégie MPPT :

La vitesse du vent étant difficilement mesurable, une stratégie MPPT sans cette mesure est présentée. Nous supposons que la vitesse du vent est constante sur la période d'étude, la vitesse de rotation de la turbine est supposée constante au regard de l'inertie importante de celle-ci. Si nous négligeons le coefficient de frottement de l'arbre mécanique, on peut écrire selon l'équation (I.20) :

$$C_g = C_{em} \qquad \text{(III .14)}$$

Tel que C_g : est le couple exercé sur l'arbre après le multiplicateur.

Alors, la référence du couple électromagnétique de la turbine est obtenue à partir du couple de la turbine :

$$C_{em-ref} = \frac{C_{aer}}{G} \qquad \text{(III .15)}$$

Afin d'atteindre la valeur optimale de la vitesse de rotation rotorique lorsque la vitesse du vent est modifiée, le coefficient de puissance doit être maintenu à sa valeur maximale ($C_{p-\max}$). Alors, le couple aérodynamique absorbé est exprimé par [3]:

$$C_{aer} = \frac{1}{2.\Omega_t} C_{p-\max} \rho.S.V^3 \qquad \text{(III .16)}$$

La vitesse de rotation de la turbine est estimée à partir de la vitesse de la génératrice par :

$$\Omega_t = \frac{\Omega_r}{G} \qquad \text{(III .17)}$$

Pour une valeur constante de l'angle d'incidence de la pale β et du rapport de vitesse λ égale à sa valeur optimale λ_{opt}, la vitesse du vent peut être estimée :

$$V = \frac{R\Omega_t}{\lambda_{opt}} \qquad \text{(III .18)}$$

Alors, le couple électromagnétique de référence est obtenu par [3]:

$$C_{em-ref} = \frac{1}{2\lambda_{opt} G^3} C_{p-\max} \rho\pi R^2 \Omega^2 \qquad \text{(III .19)}$$

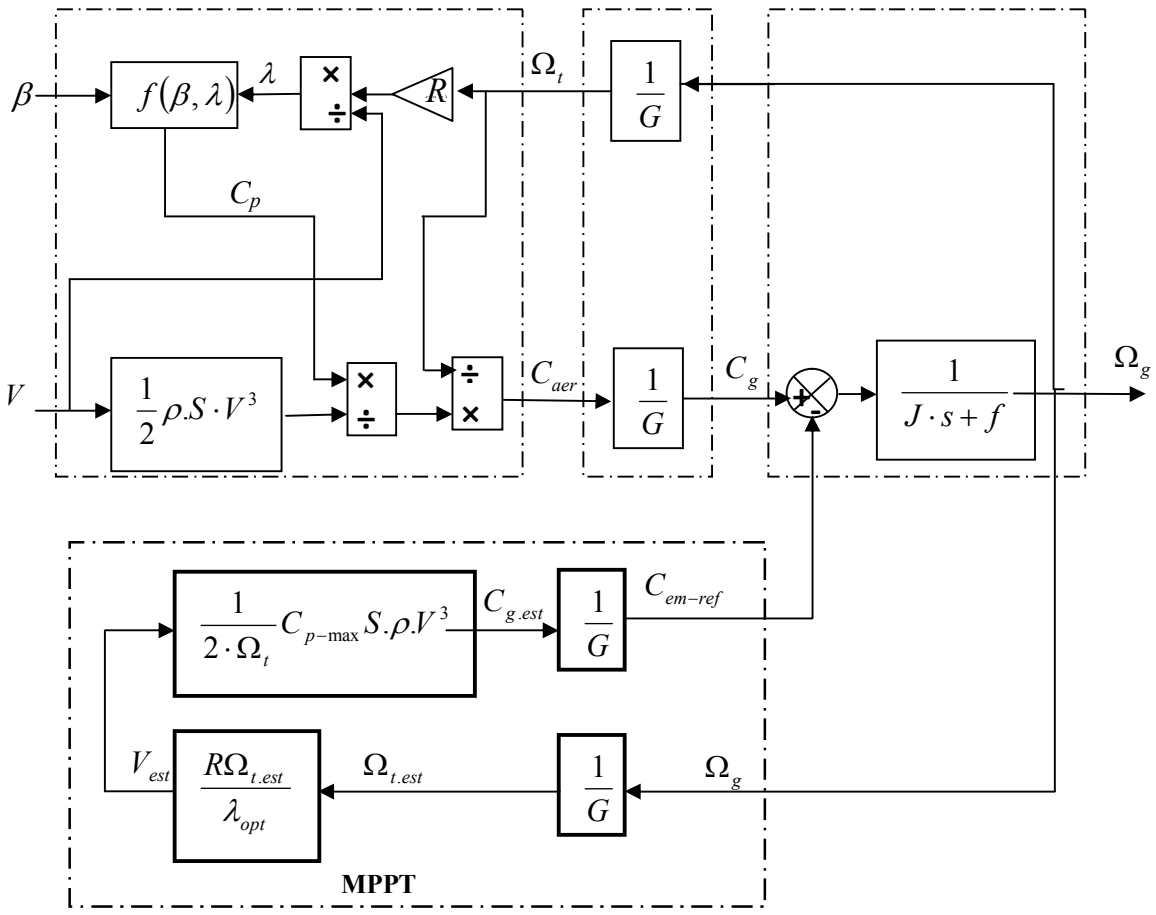


Fig.**III.11**: Schéma-bloc de la stratégie MPPT sans mesure de la vitesse du vent

III.5.2.2 Résultats de simulation :

Vitesse de vent variable avec l'implémentation de l'algorithme MPPT

- L'angle de calage β est fixé à 1^{o}.
- La référence de puissance est choisie selon l'MMPT.
- Une consigne de la puissance réactive de 0 pour maintenir le facteur de puissance à l'unité.

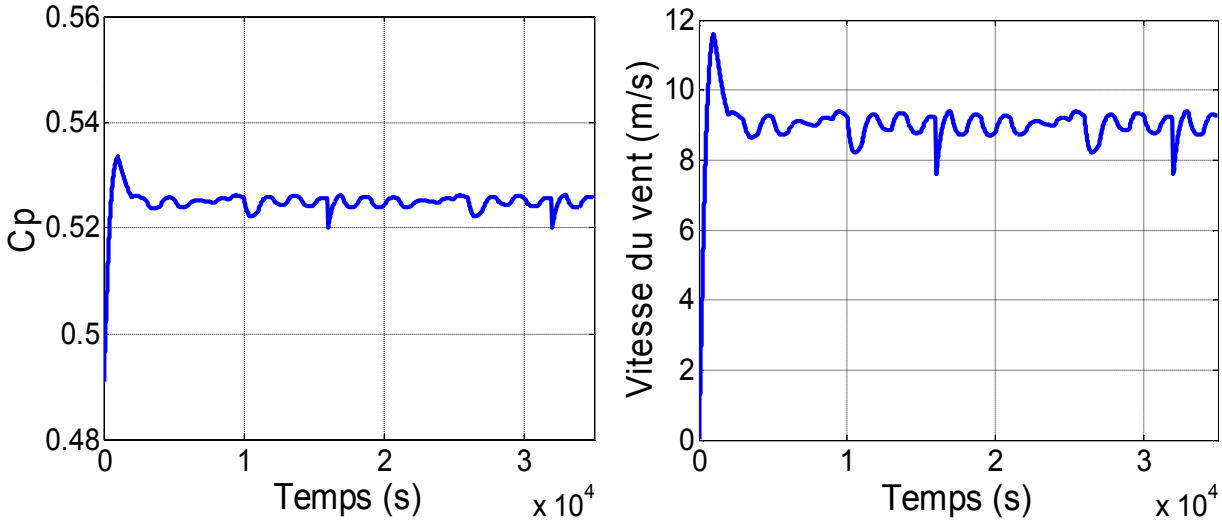


Fig.**III.12**: Vitesse du vent V(m/s) et coefficient de puissance Cp

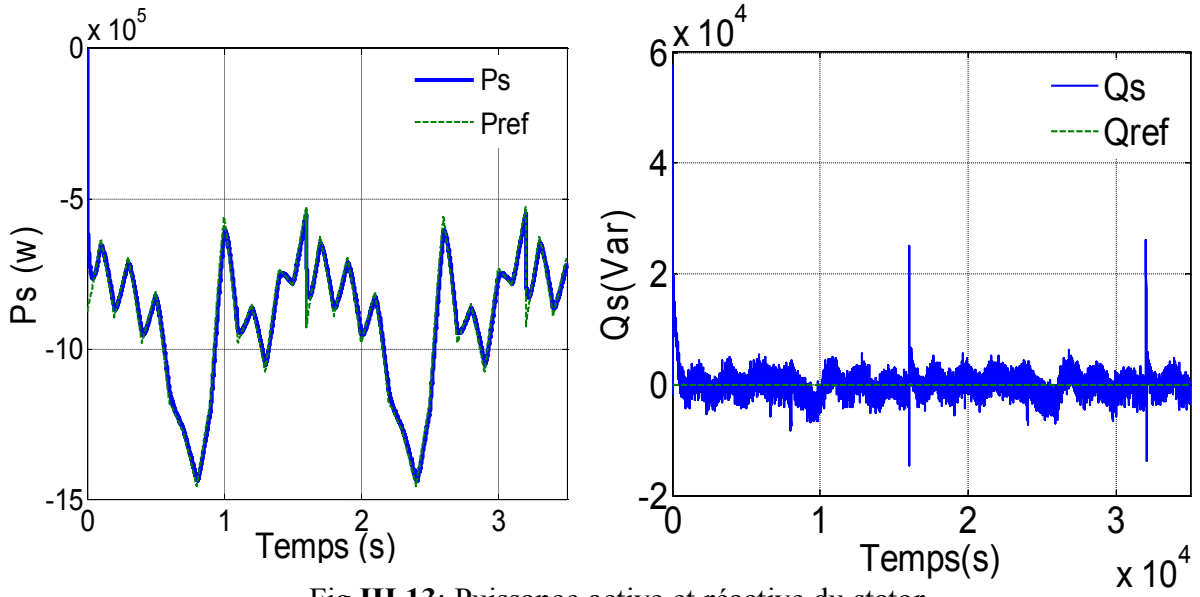


Fig.**III.13**: Puissance active et réactive du stator

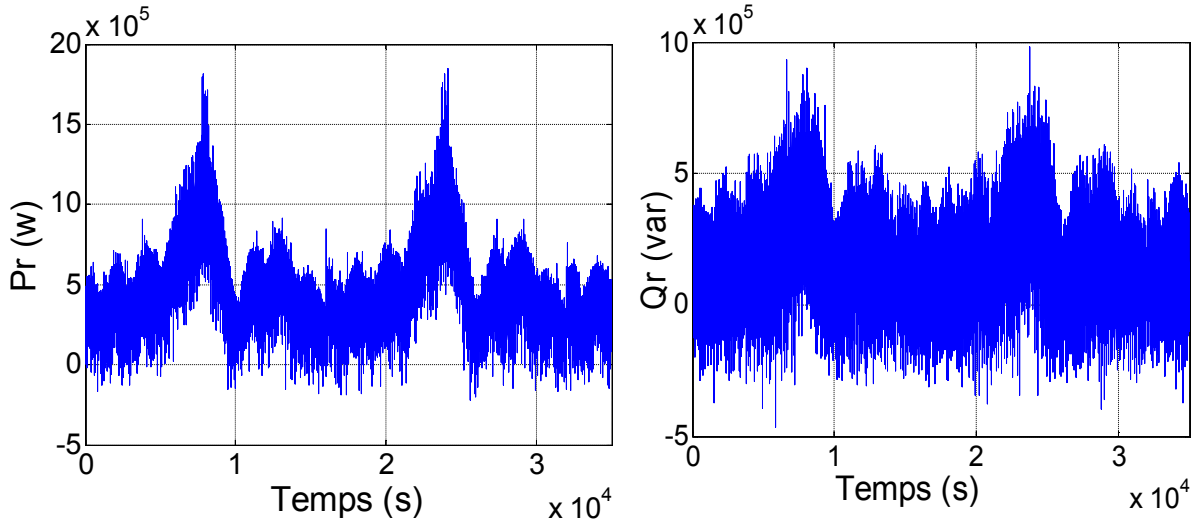


Fig.**III.14**: Puissance active et réactive du rotor

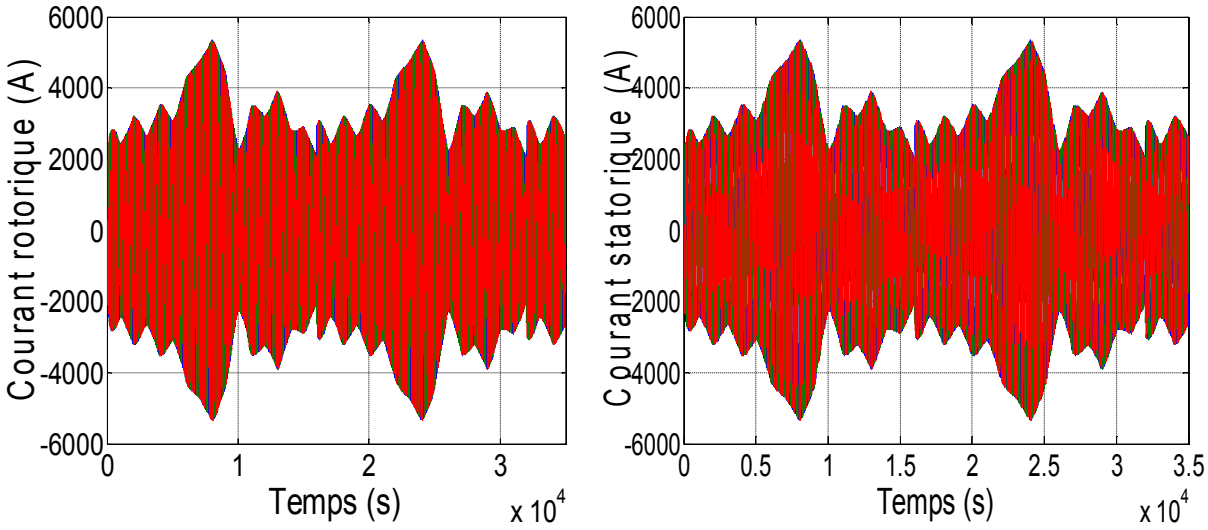


Fig.**III.15**: Tensions et courants rotoriques

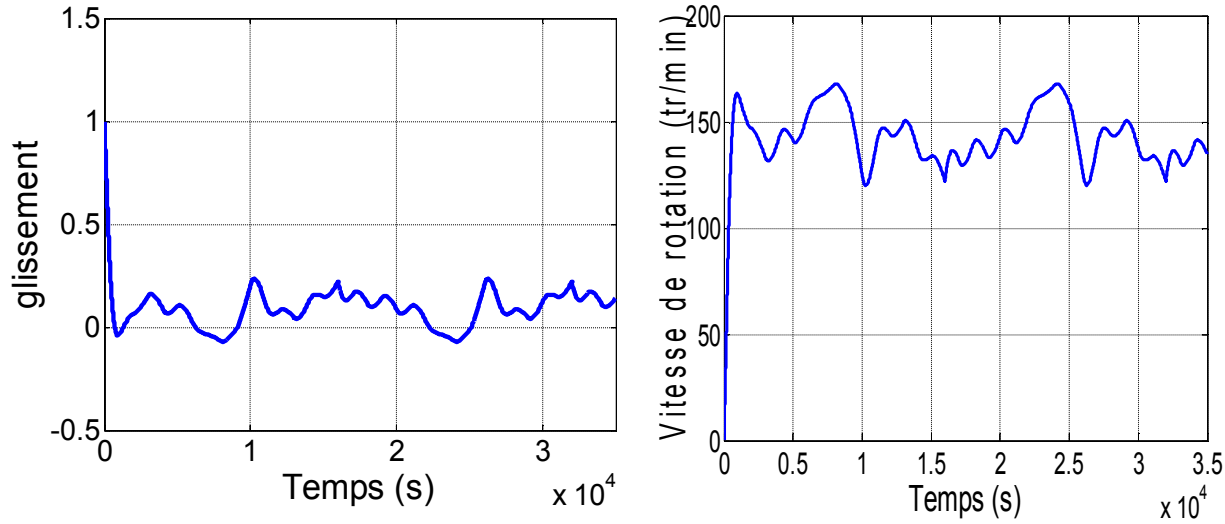


Fig.III.16: Vitesse de rotation de la génératrice et glissement

Interprétation des résultats

La figure (III.12) présente le profil du vent qui sera appliqué pour la turbine éolienne, sa valeur moyenne est autour de (9 m/s). Une petite variation de la vitesse du vent introduit une grande variation de la puissance extraite car elle est proportionnelle au cube de la vitesse du vent. Cette puissance est appliquée au système de réglage pour que la puissance active du rotor suit cette puissance, et la puissance réactive du stator est réglée suivant les besoins du réseau (correction du facteur de puissance) figure (III.13). On constate que la puissance active du stator suit donc sa référence pour permettre à l'éolienne à fonctionner dans les conditions optimales. Cette manière de fonctionnement est justifiée par la valeur maximale du coefficient de puissance (C_p=0.525).

Comme le montre la courbe de la puissance active rotorique, cette puissance évolue en fonction de la puissance active du stator et la valeur de glissement g ; ce qui vérifie l'expression $Pr=-g*Ps$.

III.6 Robustesse de la régulation

La robustesse des commandes est un point important, car dans un système réel les paramètres de la machine sont soumis à des variations causées par différents phénomènes physiques (Saturation et échauffement). Il en est de même si la mesure des paramètres ne peut s'effectuer avec précision.

L'objectif principal de cette partie est d'étudier l'influence des variations de la résistance rotorique et les inductances sur le comportement de la MADA alimentée par onduleurs à trois niveaux dans type de commande indirecte avec boucle de puissance:

Nous avons alors choisi d'étudié les cas suivants :

1- Variation de la résistance rotorique R_r de 50%.
2- Variation de 30% des inductances propres et mutuelle (L_r, L_s et M).

II.6.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique

Le fait d'avoir une commande indirecte avec deux boucles imbriquées permet justement d'accroître la robustesse du système. Effectivement, Pour cette commande en remarque que la variation de la résistance rotorique n'a quasiment aucune influence sur le fonctionnement de la génératrice car les deux boucles nous permettent de rattraper les erreurs dues aux termes de compensation qui ne sont plus en rapport avec la bonne valeur de la résistance, ce qui montre encore une fois l'importance de ce type de commande- Voire les figures ((III.17) et (III.18)).

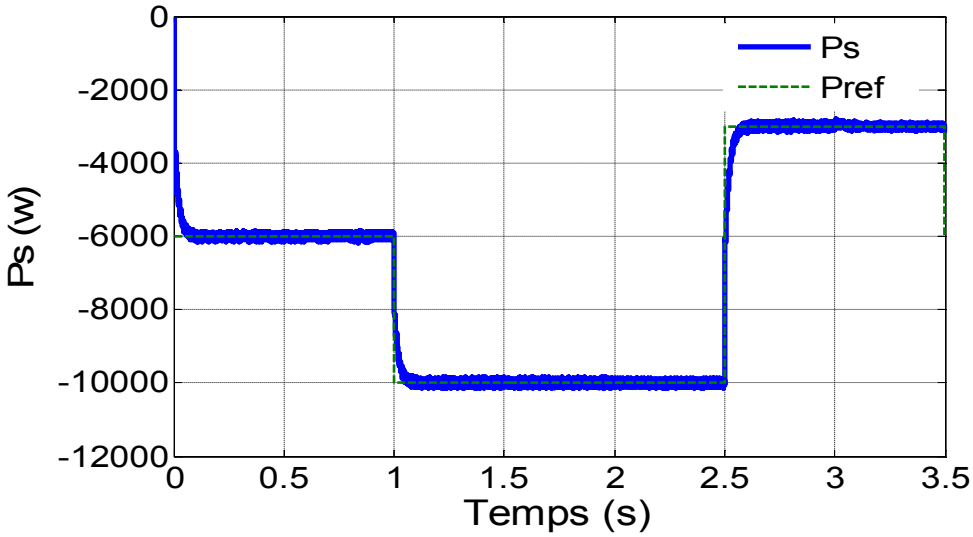


Fig.III.17: Puissance active statorique (Teste de robustesse avec variation de la résistance rotorique)

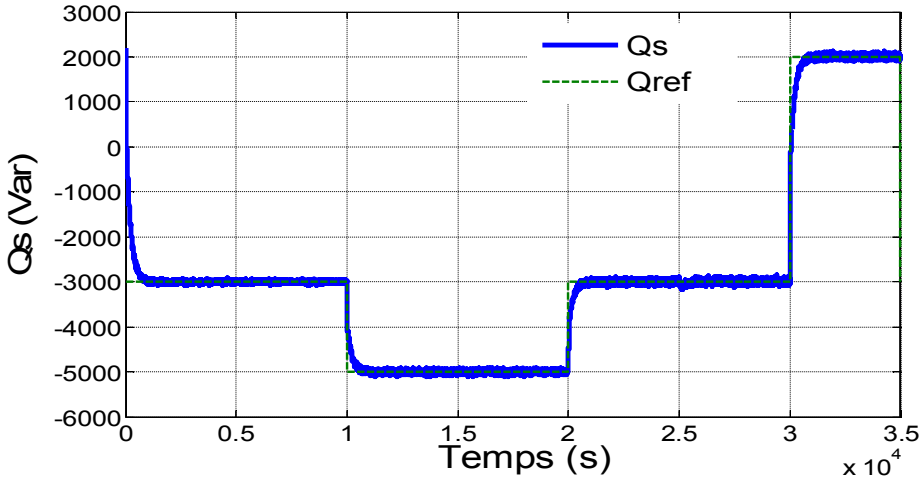


Fig.III.18: Puissance réactive statorique (Teste de robustesse avec variation de la résistance rotorique)

III.6.2 Robustesse vis-à-vis de la variation des inductances

On voit bien que cette variation affecte peu le système. Le contrôle des puissances reste efficace, le suivi des puissances est toujours assuré mais l'on remarque néanmoins que la puissance active et réactive subit également une petite perturbation, mais comme nous avons prévu un régulateur de puissance, ce dernier l'oblige à suivre sa valeur de consigne. La stabilité n'est pas affectée par ces variations de paramètres (figures (III.19) et (III.20)).

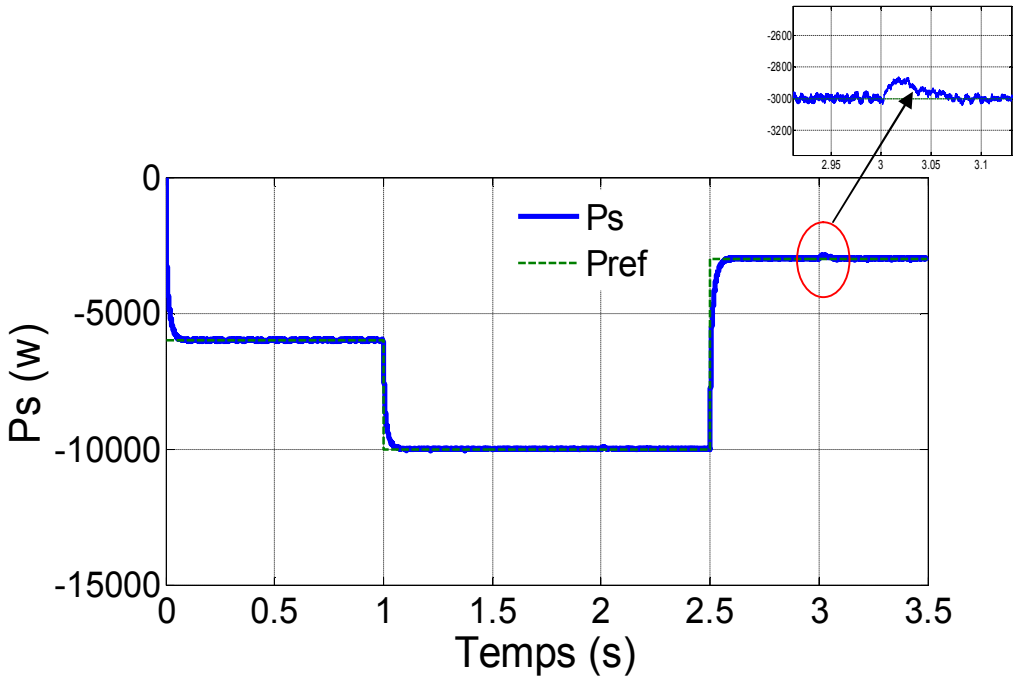


Fig.III.19: Puissance active statorique (Teste de robustesse avec variation L_s ,L_r et M à la fois.)

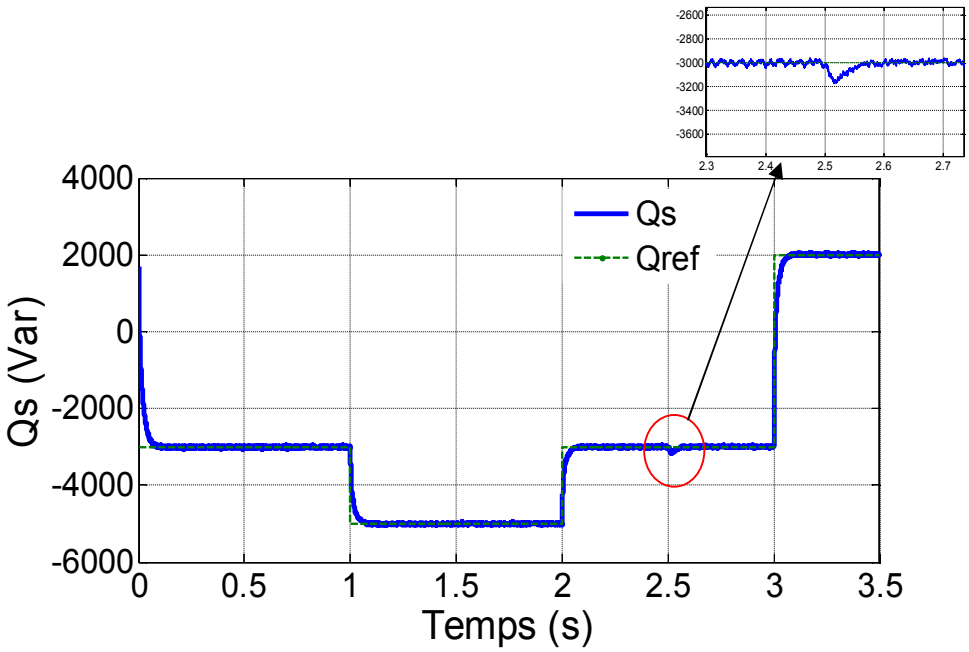


Fig.III.20: Puissance réactive statorique (Teste de robustesse avec variation L_s ,L_r et M à la fois.)

III.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Le

choix de l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe d. La méthode du flux orienté est appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus répandue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. A partir de la simulation numérique, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler le flux et les puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive, et la composante en quadrature contrôle la puissance active. Ceci nous permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la MCC.

CHAPITRE 4

COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2 DE LA MADA

IV.1 Introduction

La logique floue est une méthode mathématique capable d'émuler le raisonnement humain dans un système physique, de quantifier les informations imprécises de ce dernier et d'obtenir des conclusions basées sur des données vagues et incomplètes. Les systèmes flous sont influencés par plusieurs sources d'incertitude. Les termes linguistiques utilisés dans les prémisses et dans les conséquences des règles peuvent signifier des choses différentes à des personnes différentes, les mesures et les données utilisées pour ajuster les paramètres du système flou peuvent être contaminées de bruit non stationnaire.

Toutes ces incertitudes se traduisent par des fonctions d'appartenance incertaines. Cependant, dans un système flou ordinaire, dit de type-1, les fonctions d'appartenance bidimensionnelles, une fois déterminées, sont totalement précises donc incapable de prendre en charge de telles incertitudes. Pour contourner ce problème, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par Zadeh [35] comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire de type-1. Le degré d'appartenance de chaque élément d'un ensemble flou type-2 est lui-même un ensemble flou dans [0,1]. De ce fait, un ensemble flou type-2 est tridimensionnel. La troisième dimension offre un degré de liberté additionnel pour la prise en compte des incertitudes dans les termes linguistiques. De tel ensemble, est utilisé dans les circonstances où la forme et/ou l'un des paramètres de la fonction d'appartenance sont incertains. Les ensembles flous type-2 fournissent donc une méthode capable de tenir en compte les incertitudes linguistiques en utilisant des fonctions d'appartenance de type-2.

De nos jours, de nombreuses publications ont été dédiées au système flou type-2. Mizumoto et Tanaka ont étudié l'ensemble des opérations théoriques des ensembles flous type-2 ainsi que les propriétés de ses fonctions d'appartenance [36]. Karnik et Mendel ont étendu les travaux de Mizumoto et Tanaka et ont obtenu des algorithmes pour calculer l'union, l'intersection et le complément des ensembles flous type-2. Ils ont développé également le concept du centroide d'un ensemble flou type-2 et ont parvenu à un algorithme pratique pour le calculer [37] . Dubois et Prade ont donné une formule pour la composition des relations floues type-2 comme une extension de la composition sup-star type-1 pour la Tnorm minimum [38]. Karnik etMendel ont présenté une formule générale pour l'application de la composition sup-star étendue aux relations floues type-2 [39]. Hisd a étudié les règles et les ensembles flous intervalles des systèmes flous d'ordre supérieur du type-1 [40]. Liang et Mendel ont développé la théorie des systèmes flous type-2 intervalles, pour différentes types de fuzzification, et ont montré comment les paramètres de tel système flou peuvent être

ajustés en utilisant une base de données [41] . Plus de discussion sur le système flou type-2 intervalle peuvent être trouvés dans [42].

Les systèmes flous type-2 sont applicables à chaque secteur où il est possible d'appliquer les systèmes flous type-1. Plusieurs exemples d'application du système flou type-2 ont été cités dans la littérature. Particulièrement, dans le domaine de commande des systèmes, on repère entre autres: la commande des moteurs diesel utilisés dans les domaines de traction et propulsion navale [36], la commande des robots mobiles autonomes [43] , la commande par les réseaux de neurones flous [44] , la commande du niveau d'un réservoir de liquide [45], la configuration du réseau électrique de distribution [46] et la commande des hacheurs [47].

D'autre part, il a été montré que le fonctionnement de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes repose sur les valeurs des sources de tension coté continu. La substitution de ces sources par des condensateurs alimentés par des redresseurs donne naissance à une structure plus intéressante mais plus complexe. L'évolution non contrôlée des tensions aux bornes des condensateurs peut être néfaste pour le bon fonctionnement de l'onduleur. Ainsi, une méthode de commande est nécessaire afin de maintenir ces tensions à leurs justes valeurs.

Dans ce chapitre, nous allons présenter une méthode de commande basée sur la notion des systèmes flous type-2 pour assurer le découplage entre la puissance active et réactive de la MADA. La première partie de ce chapitre sera consacrée à la théorie des systèmes flous type-2 et à ses concepts fondamentaux. Chaque composante de ce système est analysée d'une façon effective et cohérente. Ensuite, nous terminons par l'application de cette technique sur la MADA et nous allons enfin montrer les avantages apportés par ce type de réglage par rapport à ceux obtenus par les régulateurs classiques PI, après illustration et visualisation des résultats de simulation.

IV.2 Notations et terminologies

IV.2.1 Ensemble flou type-2

Dans un univers de discours X , un ensemble flou type-2, noté $\tilde{A}$, est décrit par une fonction d'appartenance type-2 $\mu_{\tilde{A}}(x ,u)$ tel que $x \in X$ et $u \in J_x \subseteq [0 ,1]$. Il peut être représenté comme suit :

$$\tilde{A}=\{ (x,u),\ 0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x,u) \leq 1 \mid \forall x \in X, \forall u \in J_x \subseteq [0 ,1]\} \qquad \text{(IV.1)}$$

avec

$x \in X$: dite variable primaire .

$u \in J_x$: dite variable secondaire.

L'équation (IV.1) montre que la fonction d'appartenance type-2 $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ est une fonction tridimensionnelle. Il est possible d'exprimer également l'ensemble type-2 $\tilde{A}$ sous la forme suivante :

$$\tilde{A}=\int_{x\in X} \int_{u\in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x,u) \,/\, (x,u) \; ; J_x \subseteq [0,1] \qquad \text{(IV.2)}$$

L'intégrale double signifie l'union de toutes les valeurs sur x et u.

IV.2.2 Représentation d'une fonction d'appartenance type-2

Une représentation graphique bidimensionnelle d'une fonction d'appartenance type-2 est montrée sur la figure (IV.1). Il s'agit de multiples représentations d'une fonction d'appartenance triangulaire type-1 proposées par différents experts. L'exemple suppose qu'il y a N triangles de même sommet et avec différentes bases. Chaque point d'intersection u_i $(i = 1,..,N)$ de x' avec les fonctions d'appartenance est assigné à un poids w_i relatif au degré d'expertise de chaque expert. De tels poids sont les possibilités liées à chaque triangle à cette valeur de x' [48]

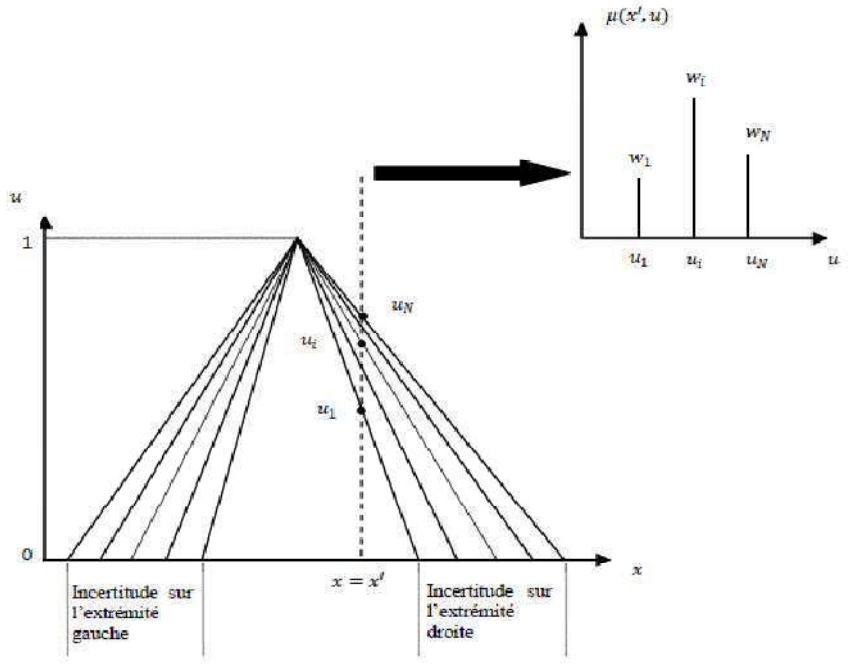


Fig. IV.1: Fonction d'appartenance triangulaire avec une base à extrémités incertaines

La figure (IV.2) est une représentation tridimensionnelle de la fonction d'appartenance type-2. Dans ce cas x et u sont considérés comme discrets.

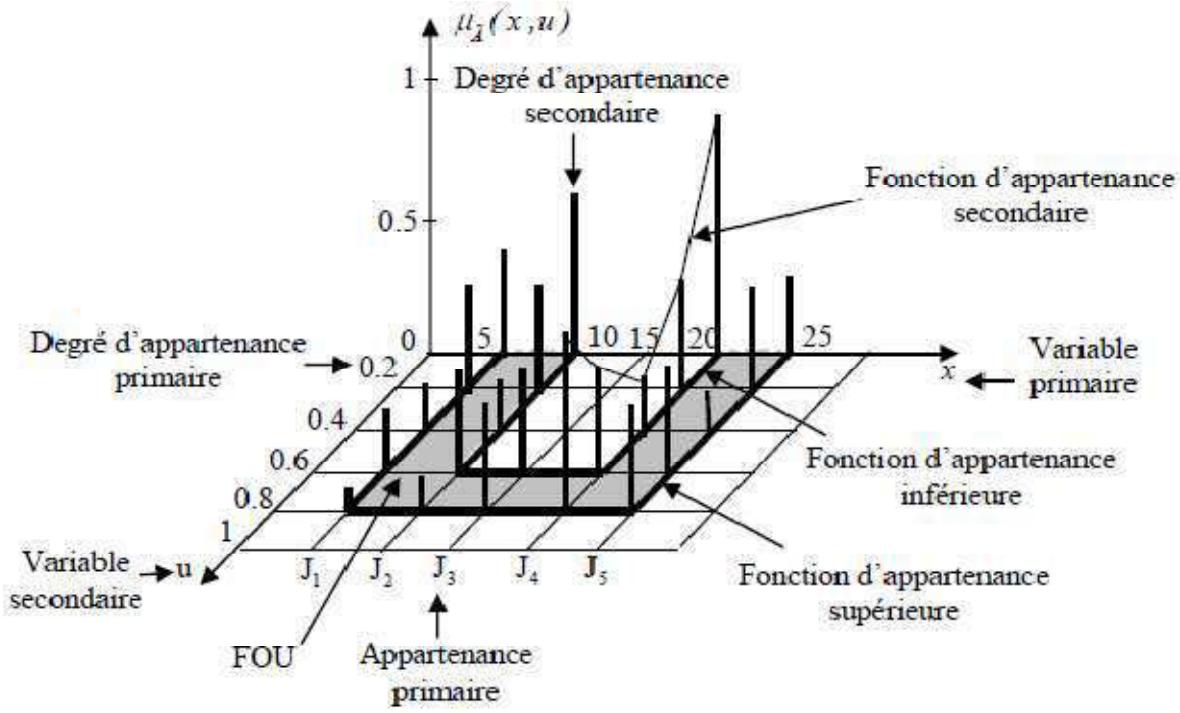


Fig. IV.2: Fonction d'appartenance type-2

IV.2.3 Coupe verticale

A chaque valeur de x , notée $x = x'$, le plan dont les axes sont u et $\mu(x',u)$ est appelé coupe (tranche) verticale (vertical slice) de $\mu(x,u)$. La fonction d'appartenance type-2 représentée par la figure (IV.2) possède cinq coupes verticales. La coupe verticale correspond à $x = 20$ est montrée sur la figure (IV.3).

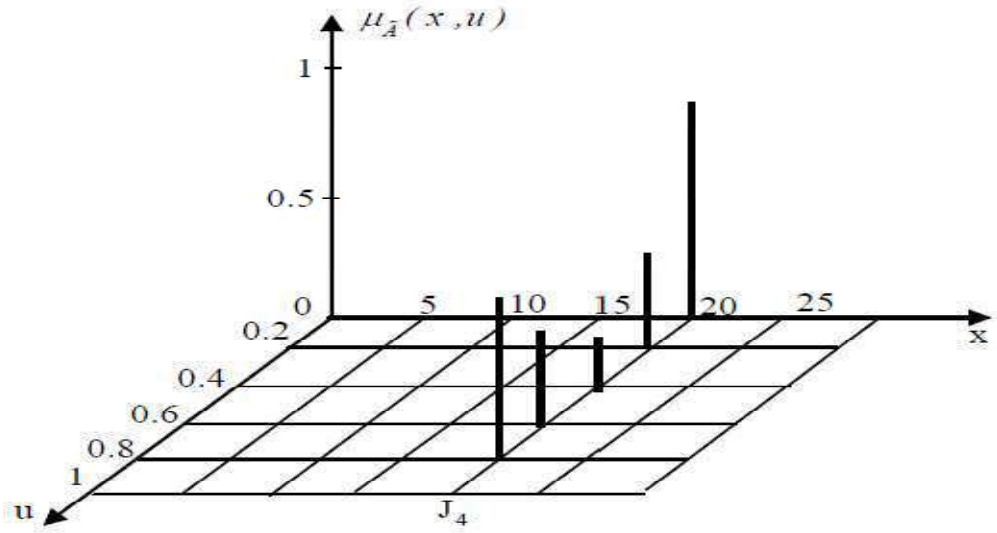


Fig. IV.3 : Coupe verticale d'une fonction d'appartenance type-2

IV.2.4 Fonction d'appartenance secondaire

Une fonction d'appartenance secondaire est une coupe verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x,u)$. Elle représente un

ensemble secondaire de type-1. Pour tout $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0,1]$ *et* $0 \leq f_{x'}u \leq 1$, la fonction d'appartenance secondaire est donnée par [36] :

$$\mu_{\tilde{A}}(x',u) = \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_x} f_{x'}(u)/u \text{ avec } J_{x'} \subseteq [0,1] \text{ et } 0 \leq f_{x'}u \leq 1 \qquad \text{(IV.3)}$$

Puisque $\forall x' ; x' \in X$, nous pouvons omettre donc le prime dans $\mu_{\tilde{A}}(x')$ et adopter la notation $\mu_{\tilde{A}}(x)$ pour la fonction d'appartenance secondaire, qui est une fonction d'appartenance flou type-1.

On peut interpréter un ensemble flou type-2, en se basant sur le concept des ensembles secondaires comme étant l'union de tous les ensembles secondaires, comme suit :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu_{\tilde{A}}(x)) \mid \forall x \in X\} \qquad \text{(IV.4)}$$

Ou bien sous la forme :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x)/x = \int_{x \in X} [\int_{u \in J_x} f_x(u)/u]/x \quad \text{avec } J_x \subseteq [0,1] \qquad \text{(IV.5)}$$

Dans le cas où X et J_x sont discrets, l'équation (IV.5) devient :

$$\tilde{A}=\sum_{x_i \in X} \mu_{\tilde{A}}(x_i) /x_i = \sum_{x_i \in X} [\sum_{u_i \in J_x} f_x(u_i) /u] / x_i \quad avec\ J_x \subseteq [0,1] \qquad \text{(IV.6)}$$

Le nom attribué à la fonction d'appartenance type-2 est associé à celui qui décrit la forme de la fonction d'appartenance secondaire.

IV.2.5 Appartenance primaire

L'appartenance primaire de x dans $\tilde{A}$, noté J_x , est le domaine de la fonction d'appartenance secondaire. J_x est défini tel que : $\forall x \in X$, $J_x \subseteq [0,1]$.

IV.2.6 Degré d'appartenance secondaire

Le degré d'appartenance secondaire de x dans $\tilde{A}$, noté $f_x(u)$, est l'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire.

IV.2.7 Empreinte d'incertitude

L'empreinte d'incertitude (Footprint Of Uncertainty), notée FOU, est une région bornée qui reflète la présence des incertitudes dans les appartenances primaires d'un ensemble flou type-2.

Le FOU d'un ensemble flou type-2 Ã est l'union de toutes les appartenances primaires :

$$\text{FOU}(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \qquad \text{(IV.7)}$$

L'empreinte d'incertitude permet de dépeindre graphiquement les ensembles flous type-2 dans un espace bidirectionnel. De cette manière, le FOU vient de surmonter la difficulté liée à la nature tridimensionnelle des fonctions d'appartenance type-2 qui les rend difficiles à représenter.

IV.2.8 Fonctions d'appartenance supérieure et inférieure

Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure sont deux fonctions d'appartenance primaires de type-1. Elles représentent les frontières supérieure et inférieure de la région FOU d'un ensemble flou type-2.

En désignant par $\overline{u}_{\tilde{A}}(x)$ et $\underline{u}_{\tilde{A}}(x)$ les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure respectivement, il vient :

$$\overline{u}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \qquad \forall \quad x \in X \tag{IV.8}$$

$$\underline{u}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \qquad \forall \quad x \in X$$

IV.2.9 Fonction d'appartenance principale

Une fonction d'appartenance principale d'un ensemble flou type-2, $\mu_{\tilde{A}}^{prin}(x)$ notée , est définie comme étant l'union de tous les points qui satisfaits la condition suivante :

$$\mu_{\tilde{A}}^{prin}(x) = \int_{x \in X} u/x \,, \; \forall x \in J_x \subseteq [0,1] \,, f_x(u) = 1 \tag{IV.9}$$

IV.2.10 Ensemble encastré type-2

En supposant que la variable primaire x est discrétisée en N valeurs $x_1, x_2, ..., x_N$, et chaque appartenance primaire J_{xi} $(i = 1,...,N)$ est discrétisée en M i valeurs $u_{i1}, u_{i2}, ..., u_{iM\,i}$. Chaque ensemble encastré type-2 (type-2 embedded set) d'un ensemble flou type-2 contient un élément u_{ik} $(k = 1,...,M\,i)$ de chaque J_{xi} $(i = 1,...,N)$ possédant un degré d'appartenance secondaire $f_{xi}(u_{ik})$. Le j^{eme} ensemble encastré, noté par $\tilde{A}_e^j$ est donné par :

$$\tilde{A}_e^j = \{(x_i, u_i^j, f(u_i^j)), u_i^j \in J_{xi} = \{u_{ik}, k = 1,...,M_i\} \subseteq [0,1],\ i = 1,...,N\} \tag{IV.10}$$

L'ensemble $\tilde{A}_e^j$ peut être exprimé aussi par [36] :

$$\tilde{A}_e^j = \sum_{i=1}^{N} [f_{xi}(u_i^j)/u_i^j]/xi \,, u_i^j \in J_{xi} = \{u_{ik}, k = 1,...,M_i\} \subseteq [0,1] \tag{IV.11}$$

L'ensemble flou type-2 $\tilde{A}$ peut être considéré comme étant l'union de tous ses ensembles encastrés type-2.

$$\tilde{A} = \sum_{j=1}^{n} \tilde{A}_e^j \quad \text{avec} \qquad n = \prod_{i=1}^{n} M_i \tag{IV.12}$$

La figure (IV.4) représente l'un des 1250 ensembles encastrés type-2 de la fonction d'appartenance type-2 de la figure IV.2. Cependant, il faut noter que pour un ensemble flou

type-2 continu il y a une infinité d'ensembles encastrés type-2. Dans ce cas, le concept d'ensemble encastré n'est pas très utile [36].

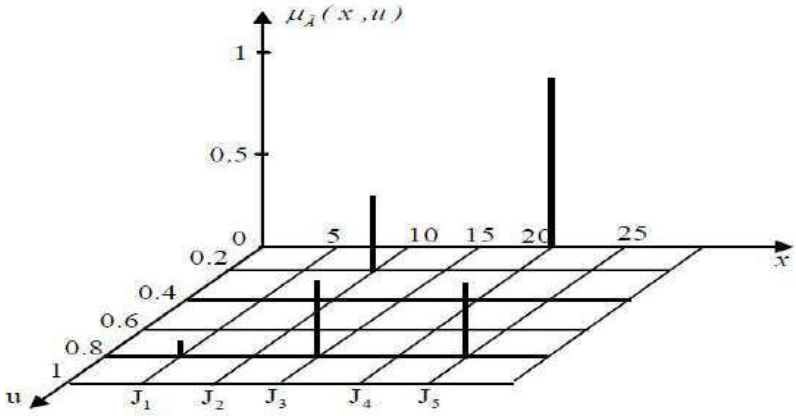


Fig. IV.4 : Représentation tridimensionnelle d'un ensemble encastré type-2

IV.3 Système flou type-2 général

Un système flou peut être considéré comme type-2 si l'un de ses ensembles flous du prémisse ou de la conséquence est de type-2. La structure générale d'un système flou type-2 (type-2 fuzzy system : T2FS) est représentée par la figure(IV.5)

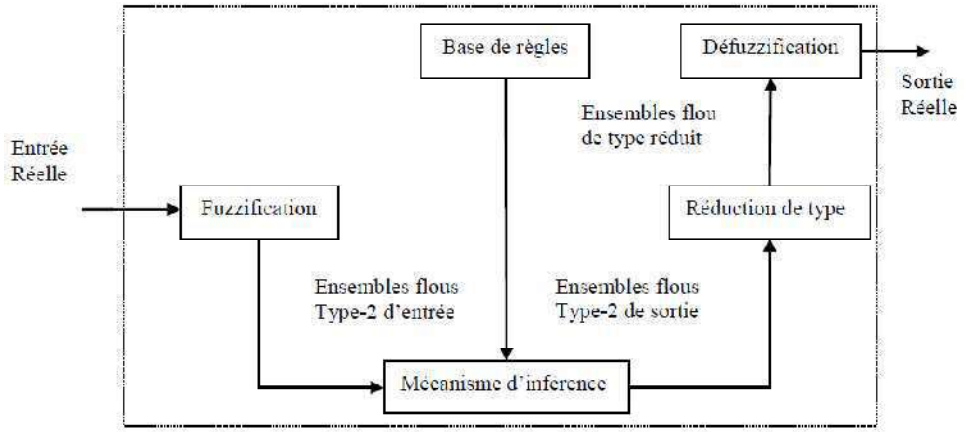


Fig. IV.5: Structure d'un système flou type-2

Cette structure est similaire à celle du système flou type-1. Cependant, leurs différences résident dans :

- Le type des fonctions d'appartenance utilisées ;
- La procédure de défuzzification adoptée. Dans un T2FS, un bloc de réduction de type est indispensable pour convertir l'ensemble flou type-2 de la sortie à un ensemble flou type-1.

IV.4 Système flou type-2 intervalle

IV.4.1 Ensemble flou type-2 intervalle

Dans un ensemble flou type-2 intervalle $\tilde{A}$ toutes les appartenances secondaires sont égale à 1, ce qui reflète, l'uniformité des incertitudes dans les appartenances primaires. Il en résulte que la fonction
d'appartenance secondaire devient une fonction intervalle définie par [36] :

$$\mu_{\tilde{A}}(x)=\int_{u\in J_{x=[\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x),\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x)]}} {}^{1}/_{u} \qquad \text{(IV.28)}$$

Un ensemble flou type-1 intervalle peut être représenté par les extrémités à droite et à gauche de son intervalle de définition. Les deux extrémités sont associées aux fonctions d'appartenance supérieure et inférieure qui délimitent la région FOU comme le montre la figure (IV.6).

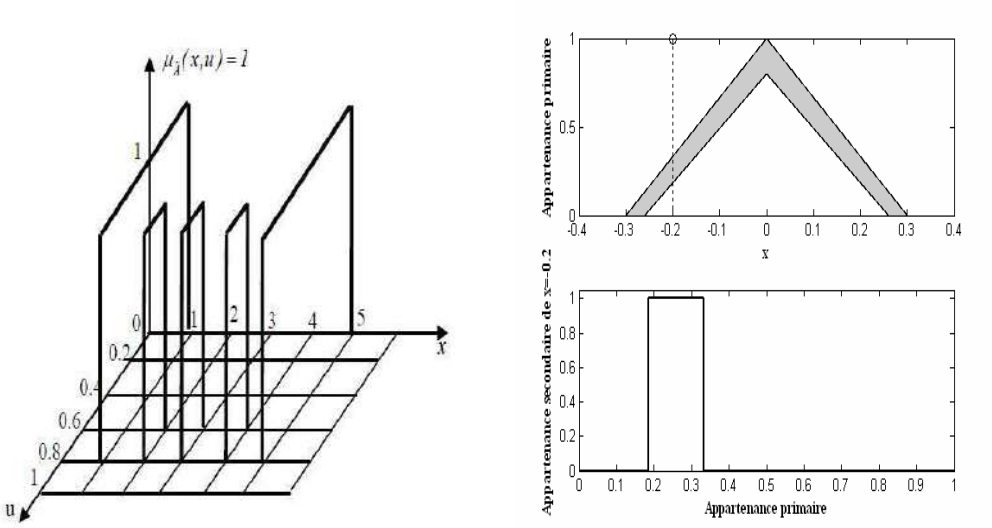


Fig. IV.6 : Ensembles flou stype-2 intervalle

IV.4.2 Opérations MEET et JOIN

-L'opération MEET sous la T-norm produit ou minimum entre *n* ensembles flous type-1 intervalles A_1,.., A_n ayant comme domaines$[l_1, r_1]$,.., $[l_n, r_n]$ respectivement, où $[l_i, r_i]\subseteq [0,1]$, *i =1 ,..,n* est un ensemble intervalle sur le domaine $[\ l_{1*\ldots*}l_n, r_{1*\ldots*}r_n]$ tel que :

$$\cap_{i=1}^{n} A_i = \int_{w\in[l_{1*\ldots*}l_n, r_{1*\ldots*}r_n]} {}^{1}/_{w} \qquad \text{(IV.29)}$$

Où $*$ dénote la T-norm choisie.

L'opération JOIN entre *n* ensembles type-1 intervalle est un ensemble intervalle sur le domaine $[l_1 \vee ... \vee l_n, r_1 \vee ... \vee r_n]$ tel que :

$$\cup_{i=1}^{n} A_i = \int_{w \in [l_1 \vee ... \vee l_n, r_1 \vee ... \vee r_n]} 1/w \quad \text{(IV.30)}$$

Où $\vee$ dénote l'opération max.

IV.4.3 Inférence

Dans un système flou type-2 intervalle utilisant la T-norm produit ou minimum, l'ensemble d'activation de la prémisse de la l^{eme} règle $\cap_{i=1}^{p} \mu_{\tilde{F}_i^l} = F^l(x_1, \dots, x_p)$ se réduit à un intervalle d'activation déterminé par ses deux points extrêmes $\underline{f}^l(x_1, \dots, x_n)$ et $\overline{f}^l(x_1, \dots, x_n)$ comme suit :

$$F^l(x_1, \dots, x_n) = \left[\underline{f}^l(x_1, \dots, x_n), \overline{f}^l(x_1, \dots, x_n)\right] \equiv \left[\underline{f}^l, \overline{f}^l\right] \quad \text{(IV.31)}$$

avec $\underline{f}^l et \overline{f}^l$ sont données par :

$$\underline{f}^l = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * ... * \underline{\mu}_{\tilde{F}_p^l}(x_p) \quad \text{(IV.32)}$$

$$\overline{f}^l = \overline{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * ... * \overline{\mu}_{\tilde{F}_p^l}(x_p)$$

Où $*$ c'est laT-norm choisie. $\mu_{\tilde{B}^l}(y)$ de la l^{eme}règle activée R^l est un ensemble flou type-2 donné par :

$$\mu_{\tilde{B}^l}(y) = \int_{b^l[\underline{f}^l * \underline{\mu}_{\tilde{G}^l}(y), \overline{f}^l * \overline{\mu}_{\tilde{G}^l}(y)]} 1/b^l \quad , \ y \in Y \quad \text{(IV.33)}$$

avec $\underline{\mu}_{\tilde{G}^l}(y)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{G}^l}(y)$ représentent les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure de l'ensemble $\mu_{\tilde{G}^l}(y)$.

$$\mu_{\tilde{B}^l}(y) = \int_{b \in [[[\underline{f}^1 * \underline{\mu}_{\tilde{G}^1}(y) \vee ... \vee [\underline{f}^M * \underline{\mu}_{\tilde{G}^M}(y)]], [\overline{f}^1 * \overline{\mu}_{\tilde{G}^1}(y)] \vee ... \vee [\overline{f}^M * \overline{\mu}_{\tilde{G}^M}(y)]]]} 1/b \quad , \ y \in Y \quad \text{(IV.34)}$$

IV.4.4 Centroide d'un ensemble flou type-2 intervalle

Le centroide $C_{\tilde{A}}$ d'un ensemble flou type-2 intervalle $\tilde{A}$ est défini comme étant la collection des centroides $n_{\tilde{A}}$ des ensembles flou type-1 encastrés dans *FOU* $(\tilde{A})$. Le calcul de

tous les centroides nduit à n_A nombres ayant un minimum n_l et un maximum n_r comme suit [36] :

$$c_l = \underset{\forall u_i \in [\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i), \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)]}{min} \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i u_i}{\sum_{i=1}^{N} u_i} \tag{IV.35}$$

$$c_l = \underset{\forall u_i \in [\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i), \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)]}{max} \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i u_i}{\sum_{i=1}^{N} u_i} \tag{IV.36}$$

Tel que les x_i sont échantillonnés à *N* valeurs et ordonnés comme suit :

$$x_1 < x_2 < \cdots < x_N \tag{IV.37}$$

pour calculer $u_1$et u_N, on doit procéder à l'optimisation de la moyenne pondérée suivante :

$$\mathrm{C}\ (u_1, \ldots, u_N) = \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i u_i}{\sum_{i=1}^{N} u_i} \tag{IV.38}$$

La dérivation de C (u_1,…, u_N) par rapport u_k, nous donne :

$$\frac{\partial c(u_1, \ldots, u_N)}{\partial u_k} = \frac{u_k - c(u_1, \ldots, u_N)}{\sum_{i=1}^{N} u_k} \tag{IV.39}$$

Puisque $\sum_{i=1}^{N} u_i > 0$, il est facile d'en déduire que :

$$\frac{\partial c(u_1, \ldots, u_N)}{\partial u_k} = \begin{cases} = 0 \; si \; x_k = c(u_1, \ldots, u_N) \\ > 0 \; si \; x_k > c(u_1, \ldots, u_N) \\ < 0 \; si \; x_k < c(u_1, \ldots, u_N) \end{cases} \tag{IV.40}$$

Le fait d'annuler $\partial c / \partial u_k$ ne donne aucune information sur la valeur de u_k qui optimise $c(u_1, \ldots, u_N)$. En effet, si cette dérivée est nulle, il vient :

$$x_k = \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i u_i}{\sum_{i=1}^{N} u_i} \Rightarrow x_k = \frac{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N} x_i u_i}{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N} u_i} \tag{IV.41}$$

L'équation (IV.41) montre que l'approche de calcul direct est incapable de déterminer $u_k$étant donné que l'expression (IV.41) ne contient pas le terme u_k. Cependant, l'équation (IV.40) nous donne la direction dans laquelle u_k doit changer pour augmenter ou diminuer $c(u_1, \ldots, u_N)$.

si $x_k > c(u_1,..,u_N)$ *alors* $c(u_1,..,u_N)$*augmente (diminue) lorsque u augmente (diminue)*

si $x_k < c(u_1,..,u_N)$ *alors* $c(u_1,..,u_N)$*augmente (diminue) lorsque u diminue (augmente)* (IV.42)

D'après les équations (IV.35) et (IV.36), la valeur maximale que peut atteindre $u_k$est $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k)$ alors que sa valeur minimale est de $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k)$. L'équation (IV.42) implique que $c(u_1,.,u_N)$atteint sa valeur maximale c_r si :

-$u_k = \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k) \forall k$ pour lequel $x_k > c(u_1,...,u_N)$

- $u_k = \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k) \forall k$ pour lequel $x_k < c(u_1,...,u_N)$

Similairement, de l'équation (IV.42) on déduit que $c(u_1,...,u_N)$ atteint sa valeur minima le c_l si :

-$u_k = \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k) \forall k$ pour lequel $x_k < c(u_1,...,u_N)$

- $u_k = \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k) \forall k$ pour lequel $x_k > c(u_1,...,u_N)$

De plus, puisque $u_k \geq 0, \forall k$ la dérivée partielle $\partial c\,(u_1,...,u_N)/\partial u_k = u_k =/ \sum_{i=1}^{N} u_k \geq 0$.

Par conséquent, c $(u_1,...,u_N)$ ne diminue pas (n'augmente pas) avec l'augmentation (la diminution) de x_k .

D'après la discussion précédente, nous constatons que pour calculer c_r (c_l), $u_k$commute une fois seulement entre $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k)$. L'algorithme proposé dans [44] localise le point de commutation et permet de calculer c_r et c_l. La valeur maximale c_r peut être obtenue en utilisant la procédure itérative suivante :

Etape 1

- Initialiser u_i par : $u_i = \frac{\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}{2}$, $i_1,...,N$

- Calculer c ′= $c(u_1,...,u_N) = \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i u_i}{\sum_{i=1}^{N} u_i}$

Etape 2

trouver k ($1 \leq k \leq N-1$) tel que : $x_k < c' < x_{k+1}$

Etape 3

- Poser $u_i = \begin{cases} \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) & pour\ i \leq k \\ \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) & pour\ i > k \end{cases}$

- Calculer c″ = = $\frac{\sum_{i=1}^{K} x_i \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^{N} x_i \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}{\sum_{i=1}^{K} \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^{N} \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}$

Etape 4

Poser $c' = c''$ arrêter et poser $c_r = c''$ sinon aller à l'étape 5.

Etape 5

Poser $c_r = c''$ et aller à l'étape 2

La valeur de c_l peut être calculée par une procédure similaire tout en adoptant les changements suivants dans l'étape 3 :

- Poser $u_i = \begin{cases} \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) & pour\ i \leq k \\ \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) & pour\ i < k \end{cases}$

- $c'' = = \frac{\sum_{i=1}^{K} x_i \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^{N} x_i \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}{\sum_{i=1}^{K} \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^{N} \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}$

IV.4.5 Défuzzification

Etant donné que l'ensemble de type réduit est un ensemble intervalle, alors la sortie finale sera la
moyenne des deux points extrêmes y_l et y_r. L'expression de la sortie défuzzifiée du système flou type-2 intervalle est :

$$y = \frac{y_l + y_r}{2} \qquad \text{(IV.43)}$$

IV. 5 Application de la commande par logique floue type-2 sur la MADA

IV. 5 .1 Réglage de la puissance active et réactive de la MADA :

Nous allons maintenant reprendre le même schéma de la commande vectorielle sauf que cette fois-ci les régulateurs de courants rotoriques sont des régulateurs flous type-2 (figure (IV.7)).

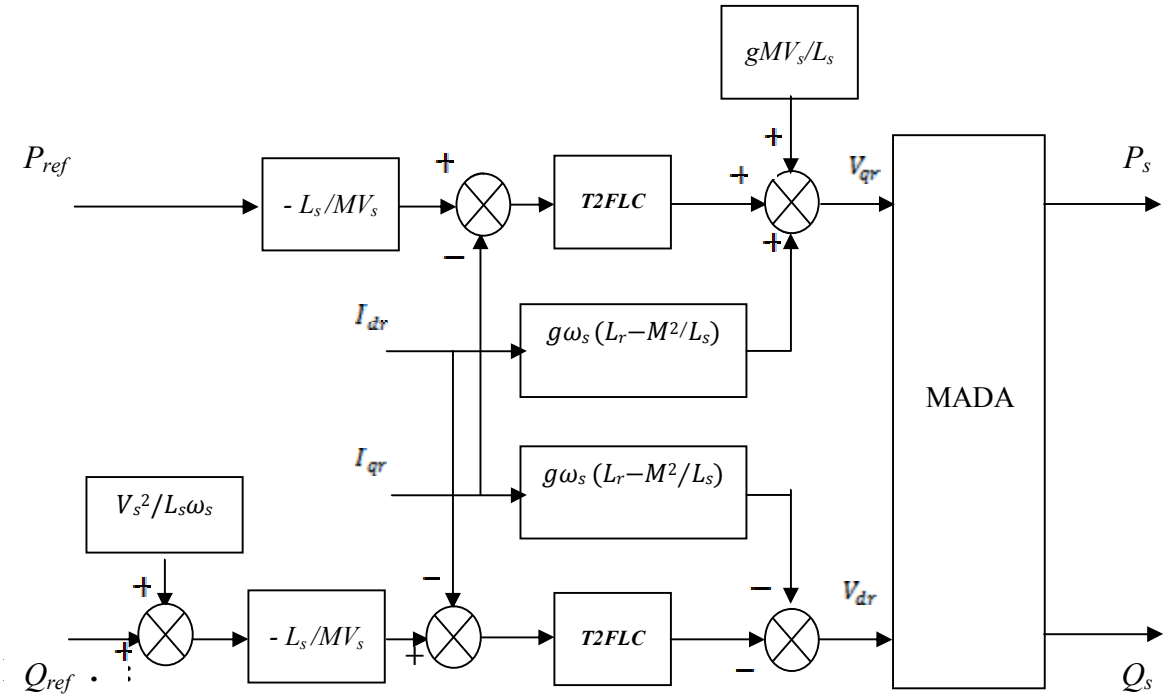


Fig. IV.7 : schéma bloc de la commande floue type-2 .

IV.5.2 Synthèse du régulateur flou type-2

Le schéma bloc du régulateur flou type-2 est représenté par la figure (IV.8). Cette structure repose sur un régulateur flou type-1 classique. Les gains à l'entrée et à la sortie du régulateur sont à déterminer par ajustement afin d'avoir la réponse désirée.

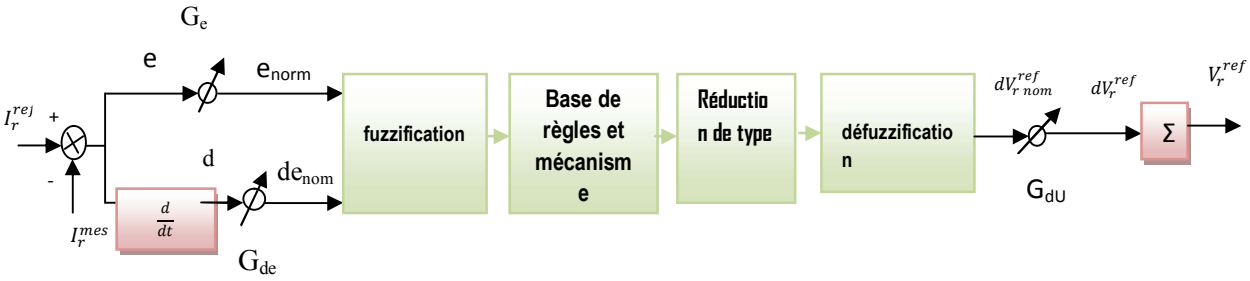


Fig. IV.8 : Structure d'un régulateur flou type-2

Dans un système flou type-2 intervalle à *M* règles, la i^{eme} règle peut être mise sous la forme suivante:

$$R^i : \text{SI } e \text{ est } \tilde{F}_e^i \quad et\ de \text{ est } \tilde{F}_{de}^i \quad ALORS\ dV_r^{ref} \text{ est } \tilde{G}^i \quad ; i = 1,..,M \qquad \text{(IV.44)}$$

Avec $\tilde{F}_e^i$ *et* $\tilde{F}_{de}^i$ sont les termes linguistiques des entrées (*e*, *de*) et $\tilde{G}^i$ est le terme linguistique de la sortie dV_r^{ref} . Chaque terme linguistique de la sortie est caractérisé par sa fonction d'appartenance type-1 intervalle, notée $[u_l^i , u_r^i]$, obtenue en calculant le centroide

de l'ensemble flou type-2 de la sortie. Les fonctions d'appartenance des prémisses et de la conséquence sont données par les figures IV.09 et IV.10. A noter que, les univers de discours des entrées et de la sortie sont normalisés dans l'intervalle[-1,1].

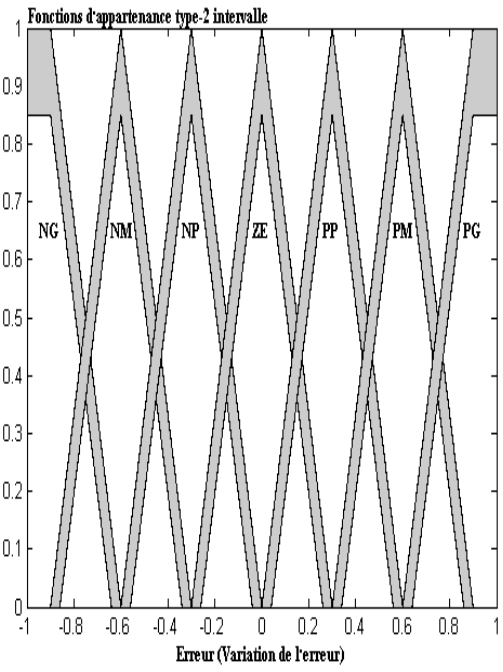


Fig. IV.9 : Fonctions d'appartenance des variables d'entrée

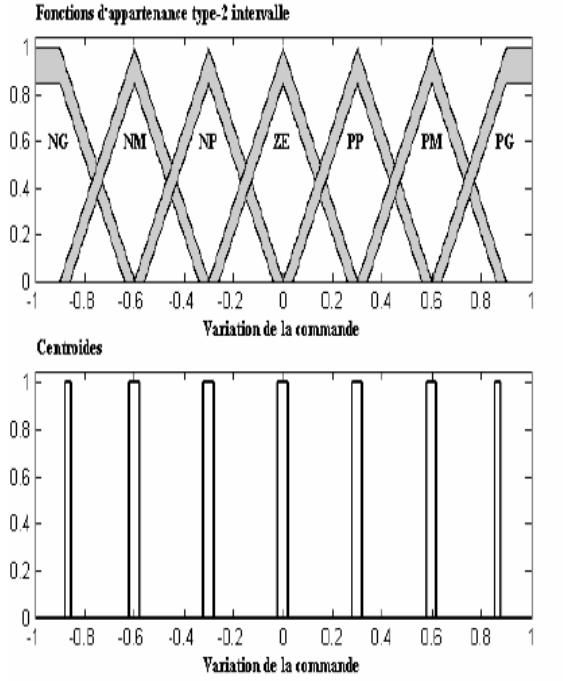


Fig. IV.10 : Fonctions d'appartenance de la variable de sortie

Les *M* règles décrites précédemment peuvent être présentées par une matrice d'inférence. Dans le cas ou l'on attribue sept ensembles flous type-2 intervalle à chacune des variables d'entrée et de sortie, un choix possible de la matrice d'inférence est donné par le tableau IV.1 [36].

Tableau VI: Base de règles

de \ e	NG	NM	NS	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NM	NP	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG
PG	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Les ensembles flous sont notés comme suit : NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen, NP : NégatifPetit, EZ : Environ Zéro, PP : Positif Grand, PM : Positif Moyen, PG : Positif Grand

L'intervalle d'activation$f^i = [\underline{f}^i,\ \overline{f}^i\ ]$ de la i^{eme} règle est un ensemble intervalle type-1 entièrement défini par ses deux extrémités $\underline{f}^i$et $\overline{f}^i$ comme le montre la figure (IV.11):

$$\underline{f}^i = min\ (\underline{\mu}_{\tilde{F}_e^i}\ (e),\ (\underline{\mu}_{\tilde{F}_{de}^i}\ (de)) \qquad \text{(IV.59)}$$

$$\overline{f}^i = min\ (\overline{\mu}_{\tilde{F}_e^i}\ (\text{de}),\ \overline{\mu}_{\tilde{F}_{de}^i}\ (de)) \qquad \text{(IV.60)}$$

Où $\underline{\mu}_{\tilde{F}_x^i}\ (x)$ *et* $\overline{\mu}_{\tilde{F}_x^i}(x)$ représentent les degrés d'appartenance supérieure et inférieure de l'entrée *x* à l'ensemble flou type-2 intervalle $\tilde{F}_x^i$ de i^{eme} règle.

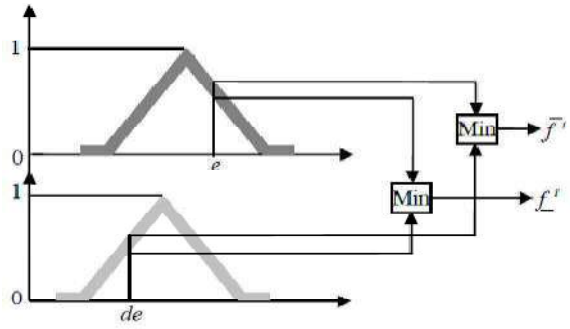


Fig. IV.11 : Fuzzification avec le T-norm minimum

IV. 6 Résultats de simulation :

IV. 6.1 Fonctionnement à vitesse fixe :

Le premier essai consiste à appliquer aux entrées des régulateurs un échelon de puissance active et un échelon de puissance réactive, alors que la machine est entrainée à vitesse fixe de 1600 *tr/min*.

- Pour la puissance active :
  - De t=0s à t=1s : un échelon négatif de -6000 W,
  - De t=1s à t=2.5s : un échelon négatif de -10000 W,
  - De t=2.5s à t=3.5s : un échelon négatif de -3000 W.
- Pour la puissance réactive :
  - De t=0s à t=1s : un échelon négatif de -3000VAR,
  - De t=1.5s à t=2s : un échelon négatif de -5000VAR,
  - De t=2s à t=3s : un échelon négatif de -3000VAR,
  - De t=3s à t=3.5s : un échelon positif de 2000VAR.

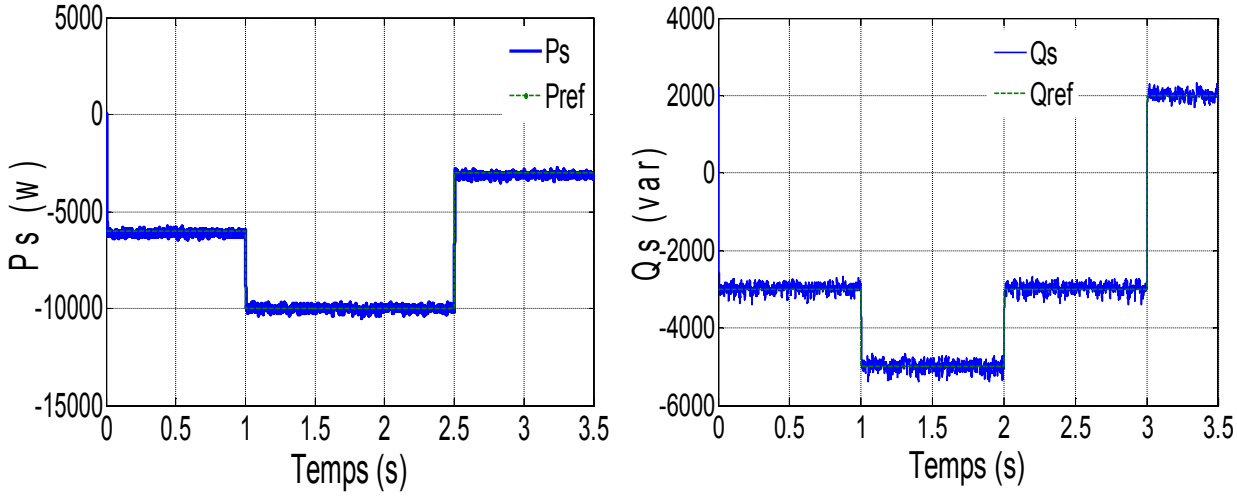


Fig. IV. 12: Puissance active et réactive du stator.

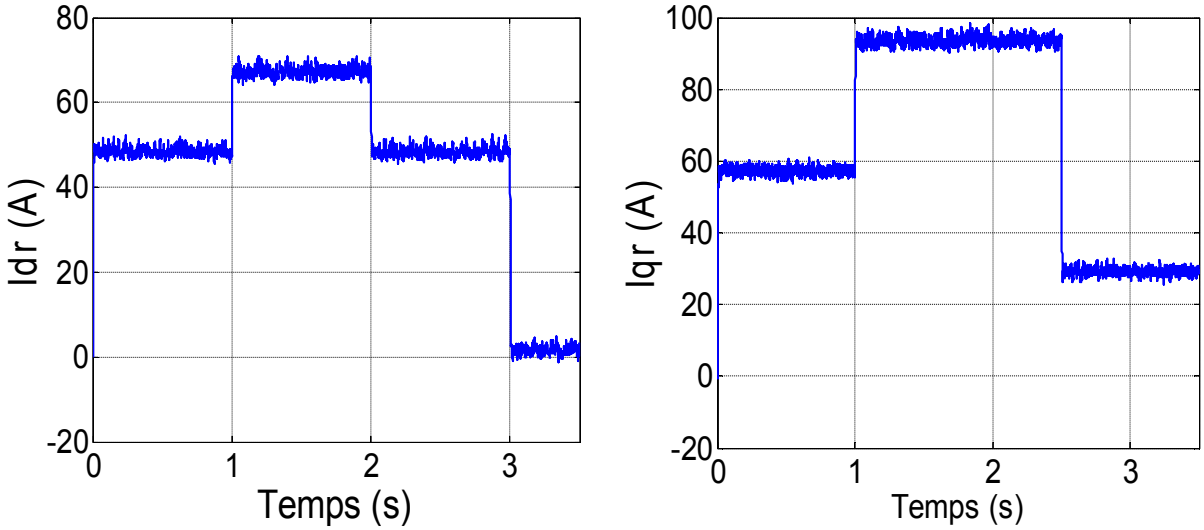


Fig. IV. 13: Le courant rotorique selon l'axe d et q

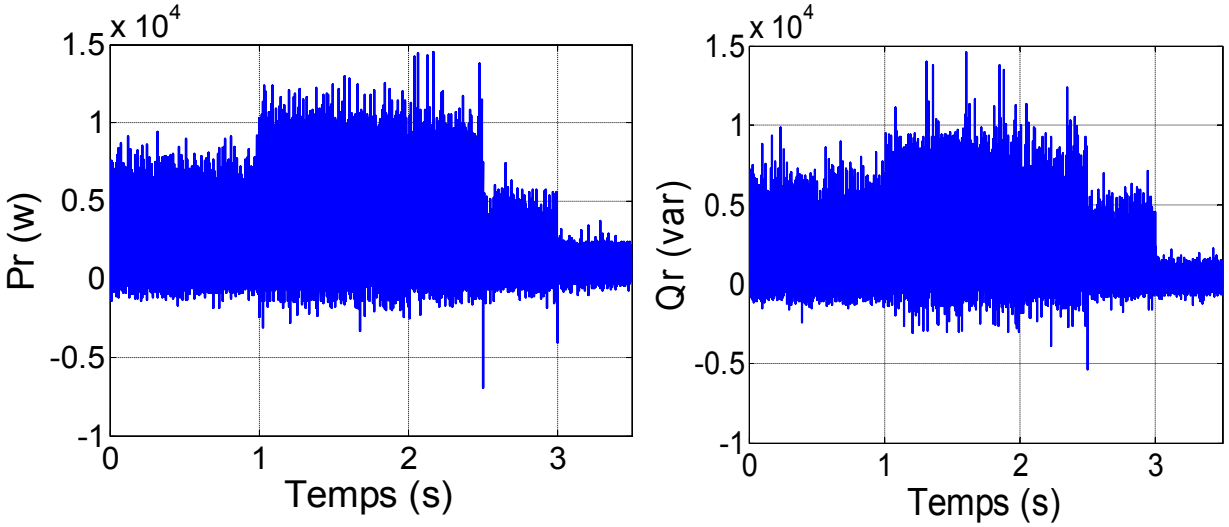


Fig. IV. 14: Puissance active et réactive du rotor.

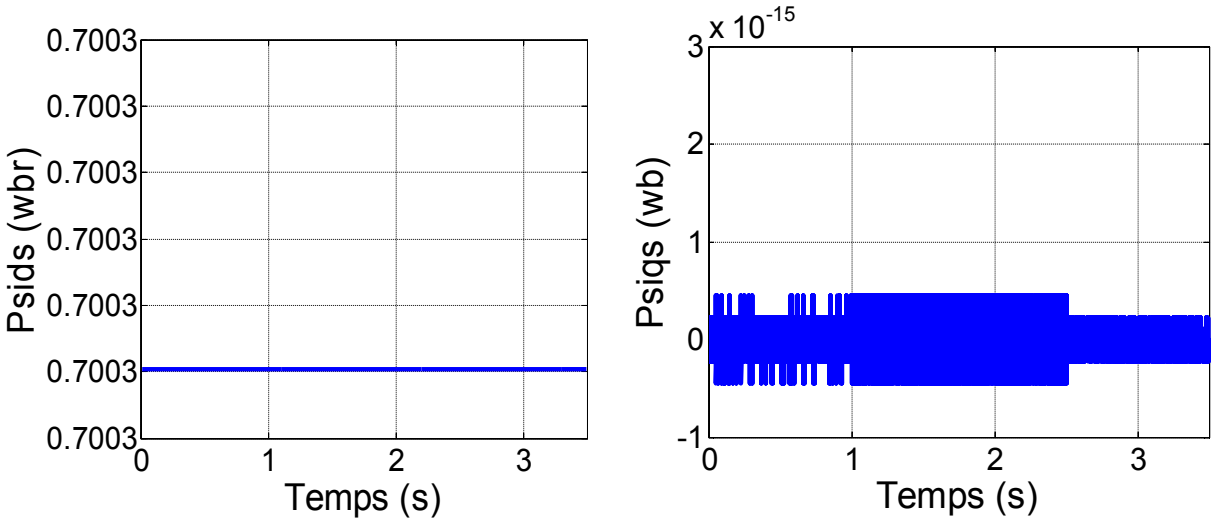


Fig. IV. 15: Le flux statorique selon l'axe d et q

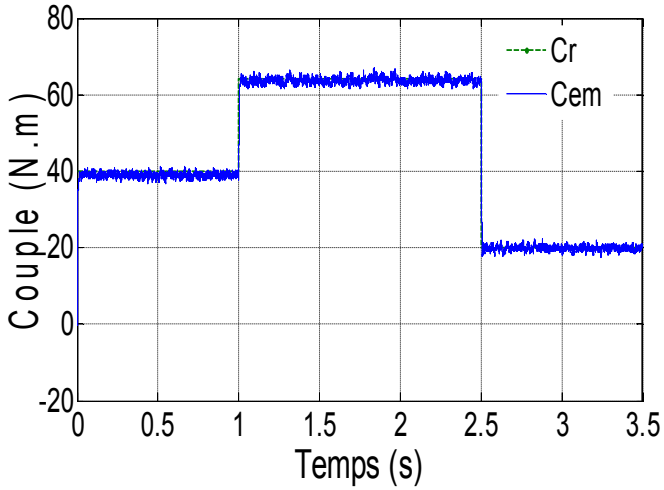


Fig. IV. 16: Le couple électromagnétique

Résultats et interprétations

Les réponses en puissances, générées à des consignes sont montrées dans la figure (IV.12), elles poursuivent parfaitement leurs consignes, au vu de ces résultats, une meilleure poursuite du régulateur flou par rapport à celle du régulateur PI présentée au chapitre III.

Les régulateurs flous ne génèrent aucun dépassement, rapides en régime transitoire et l'erreur statique tend vers zéro.

La figure (IV.13) représente les deux composants du courant rotorique, dont on peut déduire le découplage entre les des deux puissances (la puissance active est l'image du courant I_{qr} et la puissance réactive du courant I_{dr}).

IV. 6.3 Fonctionnement en MPPT

La génératrice est entraînée par la turbine éolienne, cette dernière est soumise au profil du vent présenté ci-dessous. Utilisant la stratégie de l'MPPT pour l'ensemble de la chaîne.

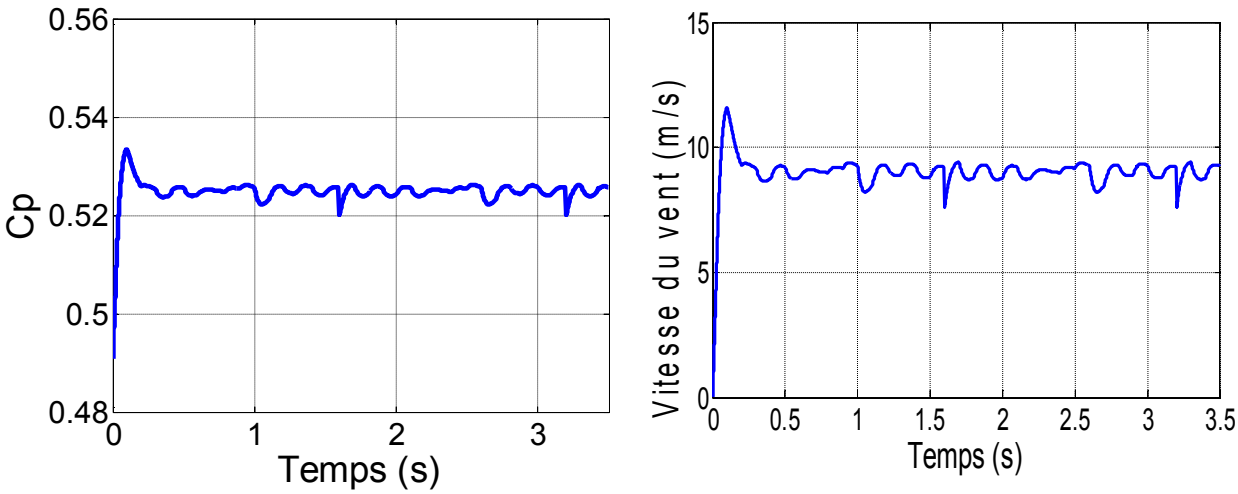


Fig. IV. 17: Vitesse du vent *V(m/s)* et coefficient de puissance *Cp*

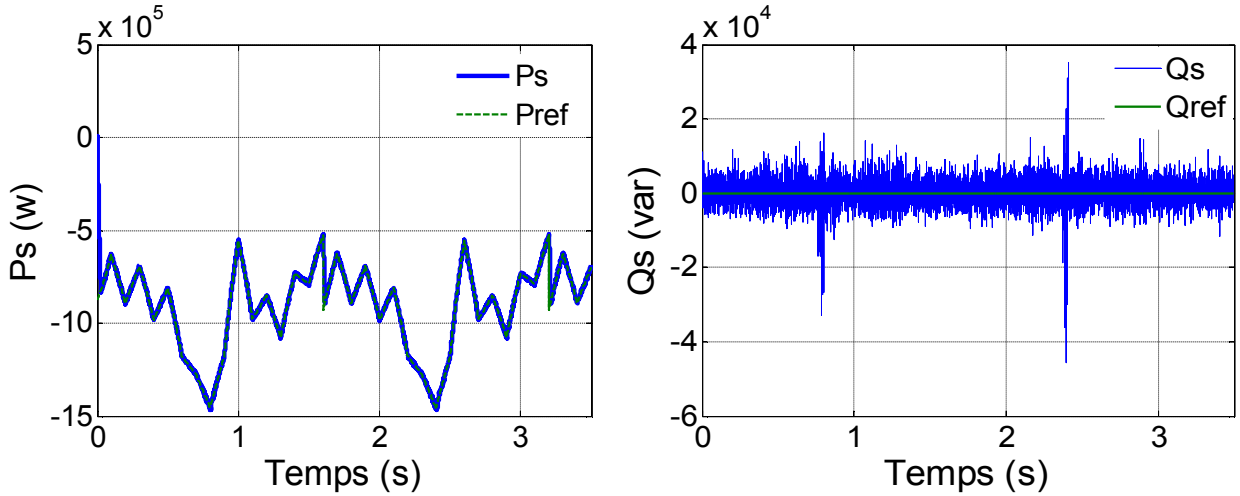


Fig. IV. 18: Puissance active et réactive du stator

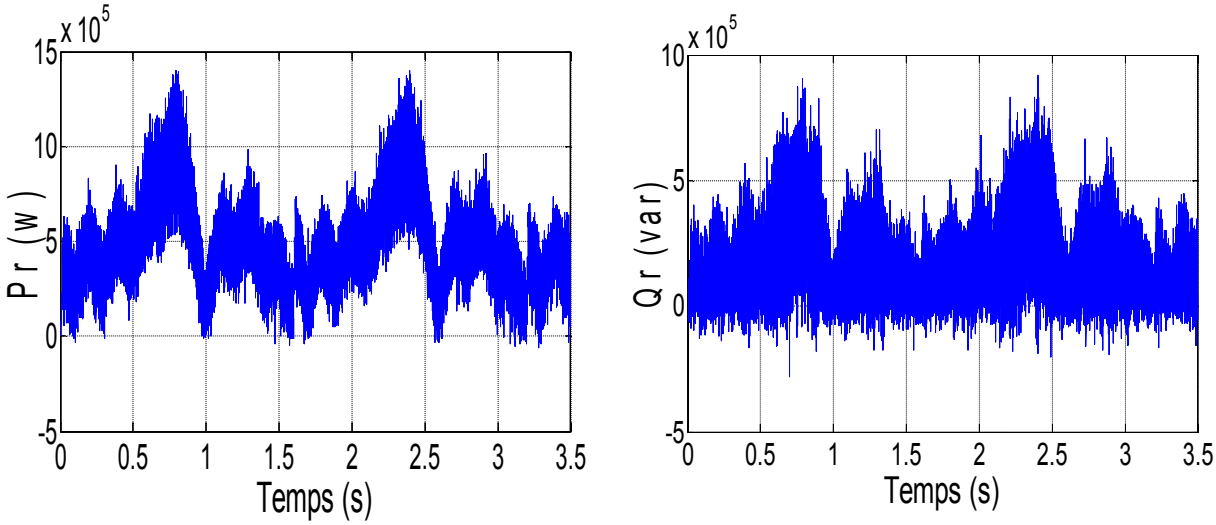


Fig. IV.19: Puissance active et réactive du rotor

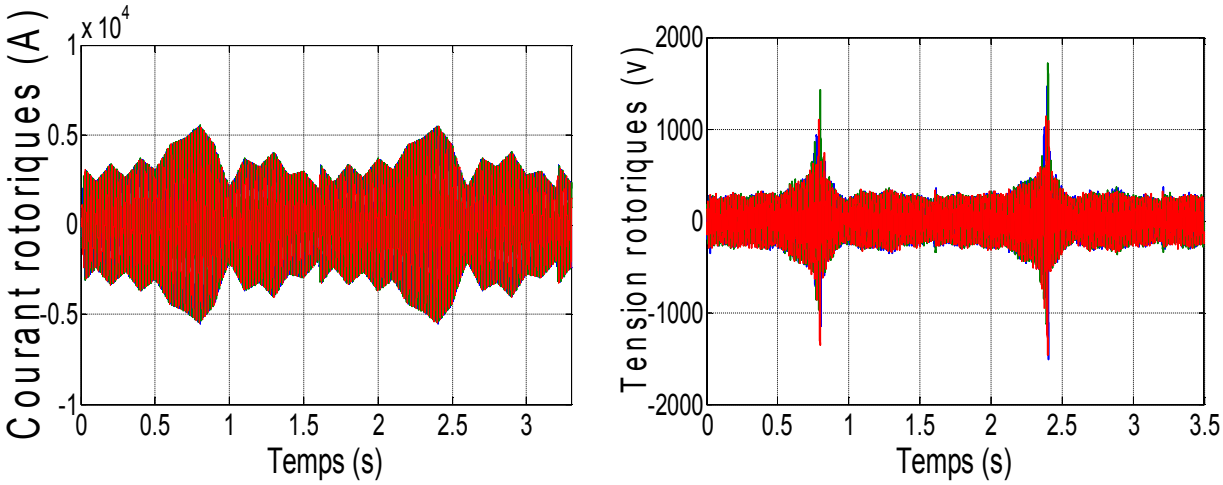


Fig. IV. 20: Tensions et courants rotoriques

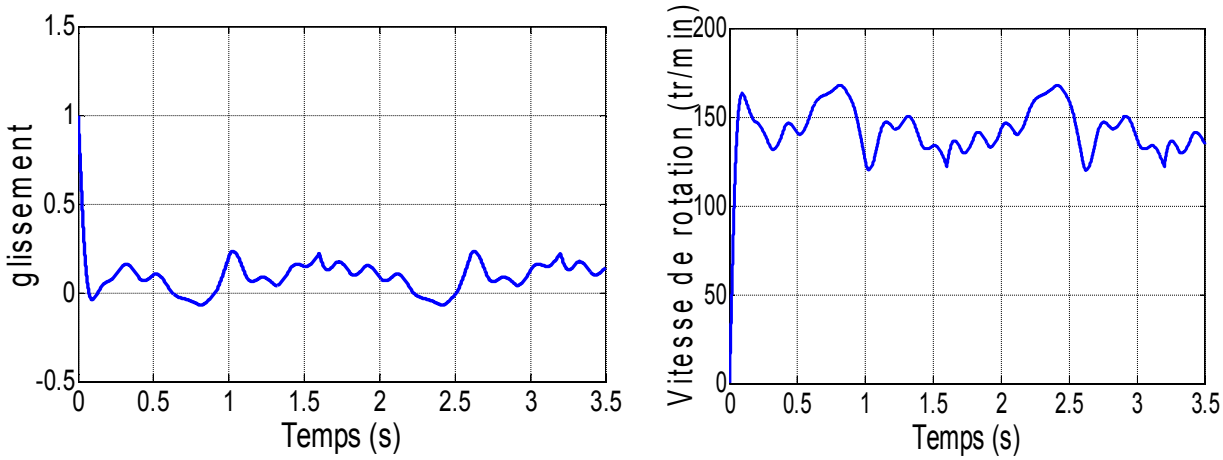


Fig. IV. 21: Vitesse de rotation de la génératrice et glissement

Interprétation

La figure IV. 17 représente le profil du vent auquel est soumise l'éolienne pendant un temps *t=3,5s* et le coefficient de puissance C_p qui garde sa valeur maximale $C_{p-\max} = 0.525$.

La puissance active débitée par le stator possède la même allure que la puissance mécanique de la turbine (sa référence) qui varie suivant la variation du vent. La puissance réactive est nulle puisque nous désirons un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire (figure IV. 18).

La fréquence des tensions et des courants rotoriques est faible qui vérifie $f_r=g*f$ qui nous assure un fonctionnement dans la zone de la stabilité de la MADA (caractéristique couple vitesse) 30% autour de la vitesse de synchronisme. La fréquence rotorique dépend de la vitesse de rotation de l'éolienne.

IV.7Tests de robustesse

Pour tester la robustesse de la commande par logique floue type-2 de la MADA, les mêmes tests ont été effectués (l'augmentation de la résistance rotorique ainsi que les inductances).

IV.7.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique

A partir des résultats obtenus, nous pouvons remarquer que ces changements de paramètres n'influent pas sur les performances de la commande.

Enfin, les résultats obtenus avec les tests de robustesse significatifs vis-àvis de la poursuite et des variations de la résistance rotorique de la machine ont montré la très bonne qualité du régulateur flou type-2 utilisé. Les résultats de simulation sont représentes par les figures (Fig. IV.22) et (Fig. IV.23).

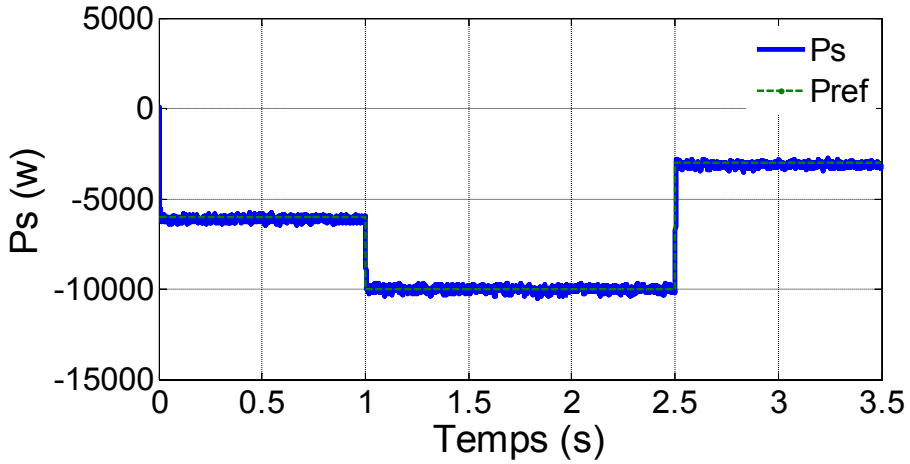


Fig. IV. 22: Puissance active statorique (Teste de robustesse avec variation de la résistance rotorique)

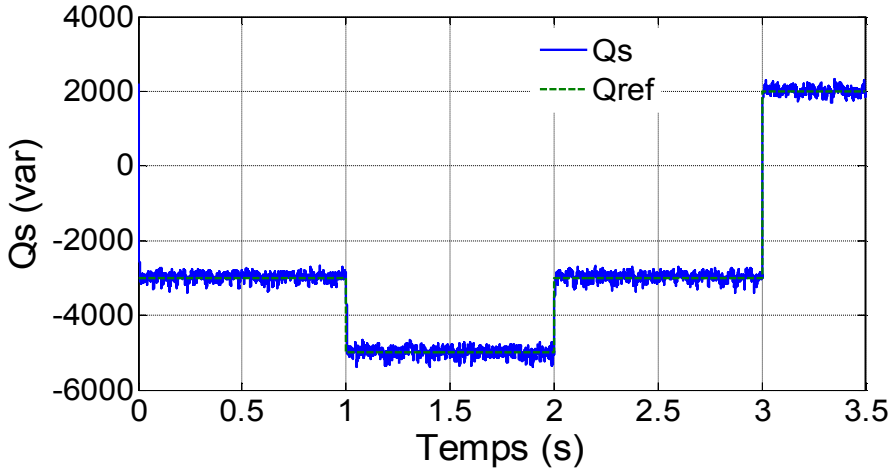


Fig. IV. 23: Puissance réactive statorique (Teste de robustesse avec variation de la résistance rotorique)

IV.6.2 Robustesse vis-à-vis de la variation des inductances

Cette variation de 50% des inductances n'influence guère les performances de la machine asynchrone double alimentation. Le découplage étant toujours maintenu et les grandeurs à commander suivent leurs valeurs de consignes. Les résultats de simulation sont représentes par les figures (Fig. IV.24) et (Fig. IV.25).

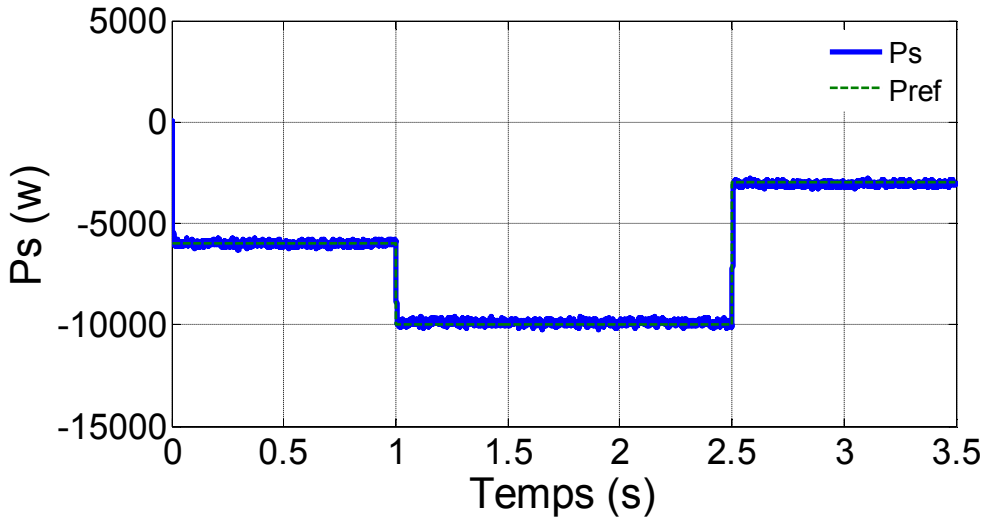


Fig. IV. 24: Puissance active statorique (Teste de robustesse avec variation L_s ,L_r et M à la fois.)

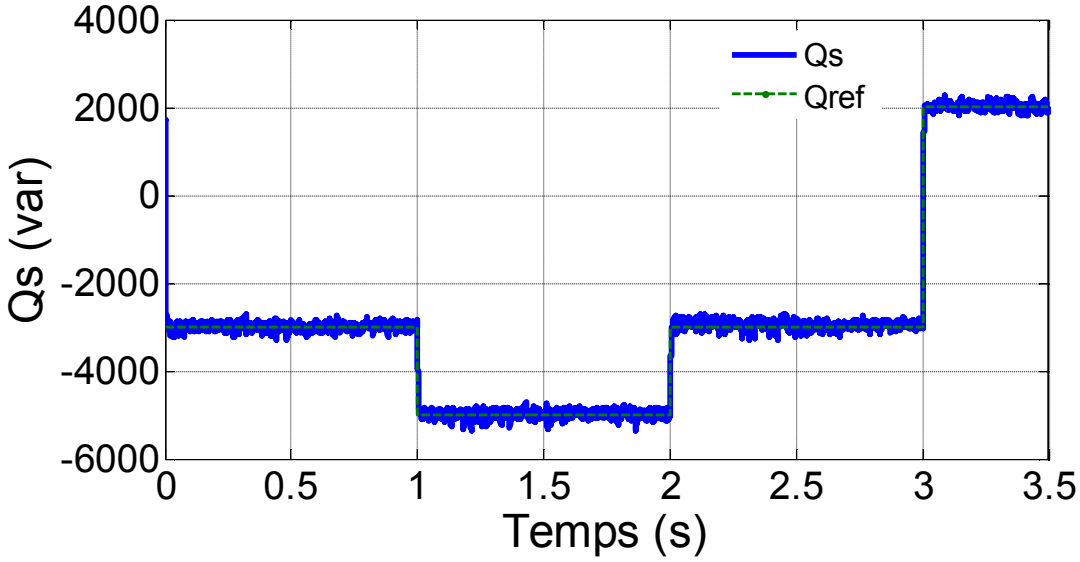


Fig. IV. 25: Puissance réactive statorique (Teste de robustesse avec variation L_s ,L_r et M à la fois.)

IV.7 Etude comparative

Pour avoir une meilleure évaluation des résultats qu'on a obtenu dans ce chapitre et dans le chapitre III, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les déférentes commandes ainsi élaborées, afin de montrer les performances dynamiques et statiques et la robustesse de chacune de ces commandes cette étape apparence une aide pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée. La meilleure commande sera celle qui répond aux exigences telle que :

Meilleures performances dynamiques et statiques, meilleures poursuite des trajectoires prédéterminées meilleures robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations inconnus avec une réponse performante toute en assurant le découplage entre ces deux principales dynamiques (La puissance active et réactive).

IV.7 .1 Interprétation et évaluation

Les résultats de simulation de la régulation, la poursuite avec la robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique et les inductances sont donnés par les figures (IV.26), (IV.27), (IV.28), les performances offertes par chaque type de commande donnent :

Commande par régulateur PI

Performances de régime transitoire et statique, sont satisfaisantes.

Performances de la robustesse, rejet des perturbations est rapide.

Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique et la variation des inductances est satisfaisante.

Commande par régulateur logique floue type-2

Performances de régime transitoire et statique et performances de poursuite sont très satisfaisantes.

Le temps de réponse pour la logique floue type-2 plus court que celui du régulateur PI.

Performances de la robustesse sont satisfaisantes et le rejet des perturbations est rapide.

Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique et les inductances est de très satisfaisante.

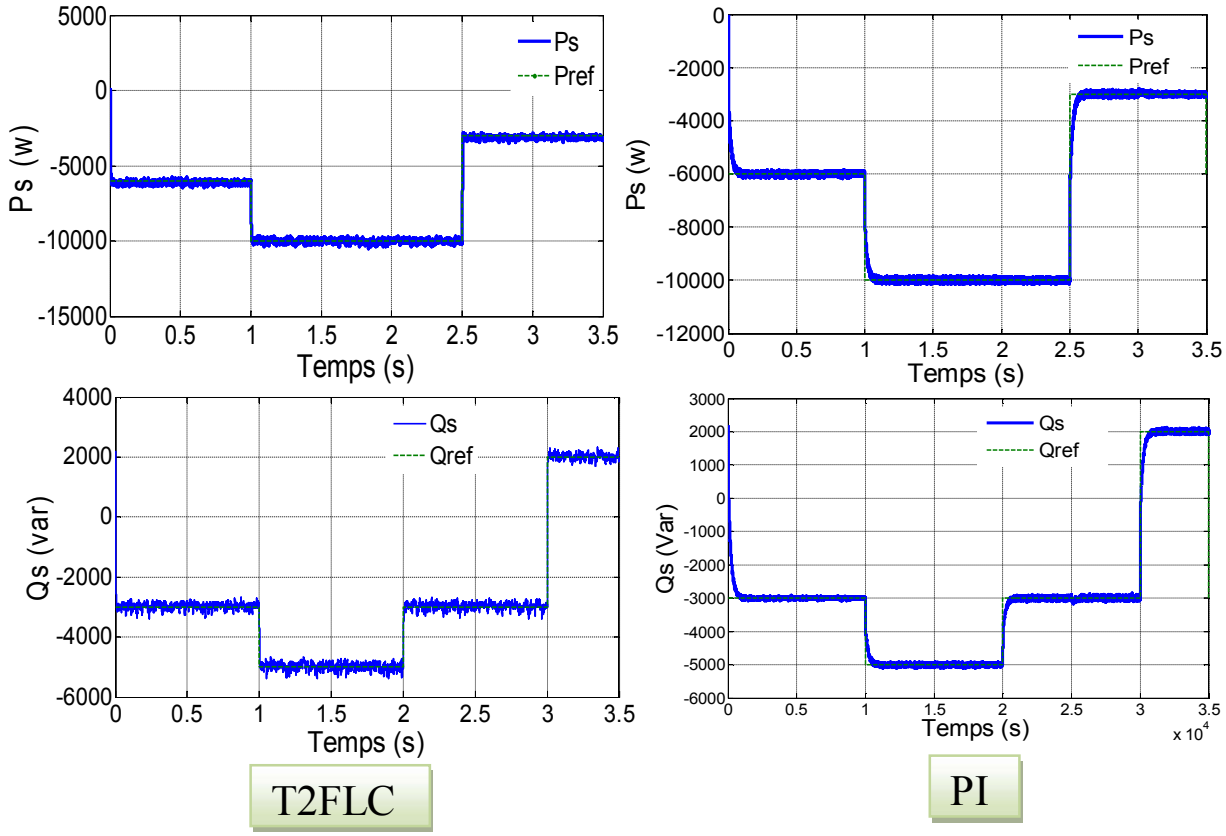


Fig. IV.26 : Comparaison au niveau de la régulation de la puissance statorique

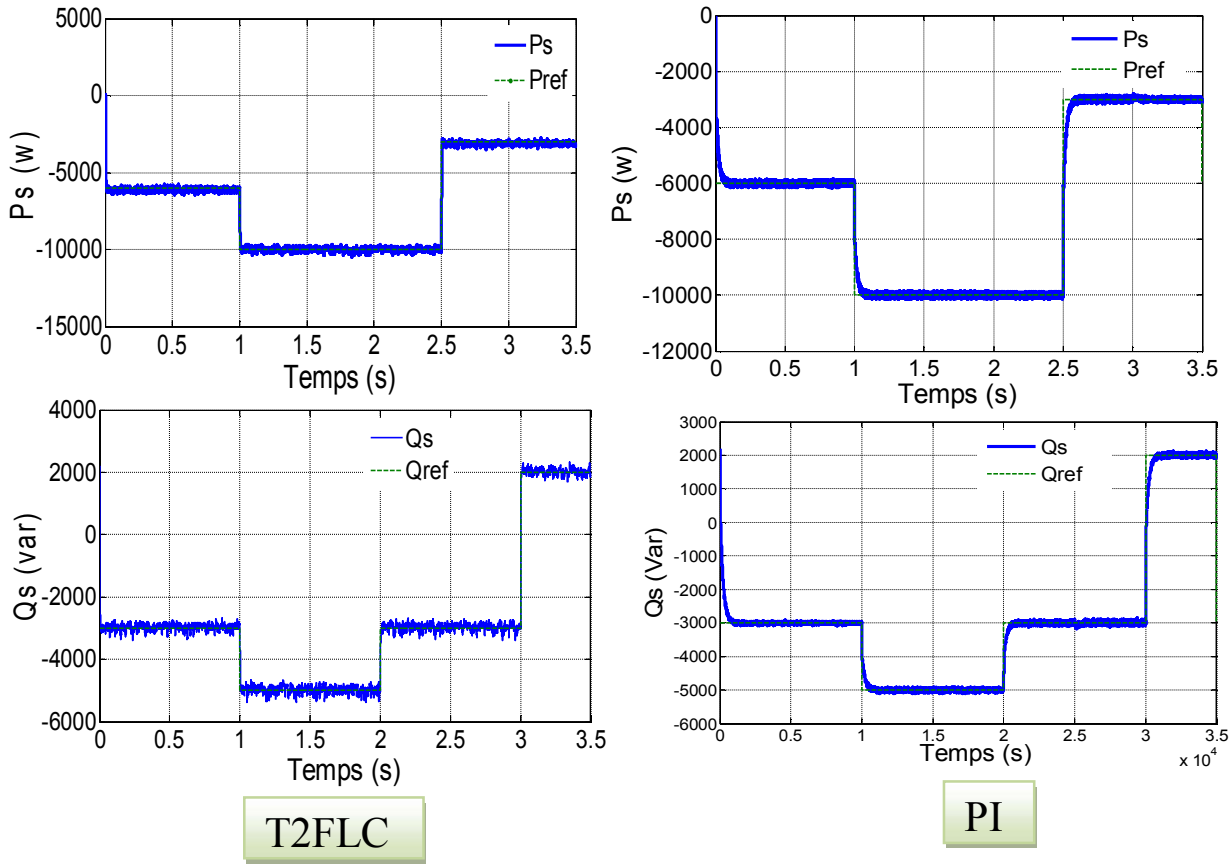


Fig. IV.27: Comparaisons au niveau de la robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique

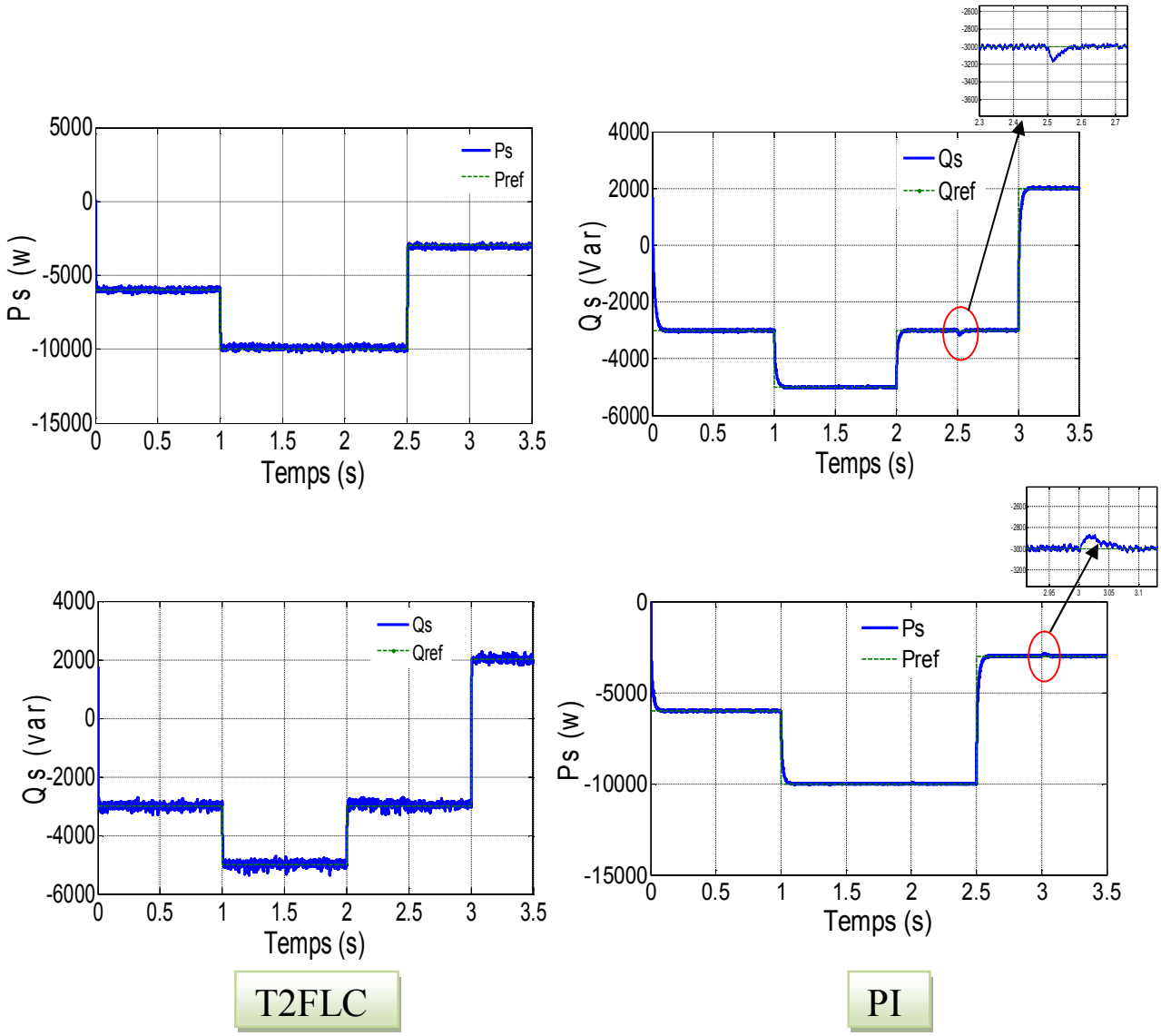


Fig. IV.28 : Comparaisons au niveau de la robustesse vis-à-vis de la variation de variation L_s ,L_r et M à la fois

IV.8 Conclusion :

Ce chapitre nous a permis d'avoir une vue générale sur les systèmes flous type-2. Notre intérêt s'est porté principalement sur le système flou type-2 intervalle. Nous avons montré comment appliquer cette théorie en vue de la conception d'un régulateur flou. Une simulation à base d'un contrôleur flou type-2 a été effectuée pour faire le réglage de la puissance active et réactive d'une machine asynchrone à double alimentation. Les résultats obtenus montrent que le régulateur flous type-2 présente des performances de poursuite très satisfaisantes, il a amélioré la dynamique des puissances statoriques par rapport à celle du réglage par PI. En outre, il est robuste vis-à-vis la variation de la résistance statorique et les inductances. En fin nous avons fait une comparaison entre les résultats obtenus des différentes commandes.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

[1] **M Lopez,** « contribution a l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée », thèse de doctorat, université de Paris, 2007.

[2] **A MIRECKI,** « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance » », thèse de doctorat, université de Toulouse, 2005.

[3**] L PENG,** « Reconfiguration du dispositif de commande d'une éolienne en cas de creux de tension », thèses de doctorat, université de Lille, 2010

[4] **R Baïle,** « analyse et modélisation multifractales de vitesses de vent. Application à la prévision de la ressource éolienne », thèse de doctorat ; université de corse, 2010.

[5] **L Moreau,** « modélisation, conception et commande de génératrices à reluctance variable basse vitesse», thèse de doctorat, université de Nantes ; 2005.

[6] **J. Martin,** «Energies éoliennes», Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie énergétique, pp. B 8 585 1- B 8 585 21.

[7] **P. Leconte,** M. Rapin, E. Szechenyi, «Eoliennes», Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie mécanique, pp. BM 4 640 1 - BM 4 640 21.

[8]**S. ALI et B. MOURAD** ,«Etude d'un Générateur Asynchrone dans La Production d'Energie Electrique par Eolienne», Mémoire d'ingénieur d'état en Génie Electrique,ENP.2006.

[9] I. **HAMZAOUI** ,«Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur», Mémoire Magister ,ENP.20/10/2008

[10] **Y. BENCHERIF** «Modélisation et commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pour la production de l'énergie éolienne» , Mémoire d'ingénieur d'état en Génie Electrique,ENP.2008

[11] **F.POITIER**, «Etude et commande de la génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne», thèse de doctorat, Université de Nantes, 19/11/ 2003.

[12] **S. El Aimani**, ″ Modélisation de Différentes Technologies d'Eoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension″ , Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2004.

[13] **A .Boyette,** « contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », thèse de doctorat, université de Nancy, 2006.

[14] **V .Paul-Etienne**, « commande non-linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation », thèses de doctorat, Institut polytechnique de Toulouse, 2004.

[15] **Sejir Khojet El Khil**, « commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) », thèses de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2006.

[16] **F .Merrahi,** « alimentation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (application à l'énergie éolienne) » mémoire de magister, école nationale polytechnique, 2007.

[17] **Y .Elbia,** « commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et a flux oriente », Mémoire de magistère, université de Batna,2009.

[18] **A. Chaiba,** « commande de la machine asynchrone a double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat, université de Batna, 2010.

[19] **L. Abdelhamid,** « contribution a l'étude des performances des générateurs électromagnétiques utilisés dans les systèmes éoliens » Mémoire de magister, université de Batna, 2008.

[20] **Jamal A. Baroudi, Venkata Dinavahi_, Andrew M. Knight**, «a review of power converter topologies for wind generators», Renew Energy (2007),

[21] **N .MEKKAOUI,** « contribution a la modélisation et a la commande d'une mini-centrale éolienne a base de machines a induction simple et double alimentée », Mémoire de Magister, université de Batna, 2004.

[22] **A. Dendouga ,** « contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation », thèse de doctorat, université de Batna, 2010.

[23] **A .Tamarat,** « modélisation d'une chaine de conversion basée sur une machine asynchrone à double alimentation » mémoire de magister, université de Biskra, 2009.

[24**] B .Toual,** « modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice asynchrone à double alimentation, application à un système éolien à vitesse variable », mémoire de magister, université de Batna, 2010.

[25] **A. Meroufel,** « Contrôle De La Machine Asynchrone ». Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.

[26] **G.SEGUIER**″ Convertisseurs de l'Electronique de Puissance″, V4 : la Conversion Continue-Alternative. ″ Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1989.

[27] **Z. BOUDJEMAA** << commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par regulateur pi-flou>> Thèse de magister, ENST D'ORAN 2009

[28] **S .Georges,** « contribution a la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation », thèse de doctorat, Institut polytechnique de Toulouse, 2007.

[29] **N . AKKARI,** « contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation » thèse de doctorat, Université de Batna, 2010

[30] **M . Pinard,** «Commande électronique des moteurs électriques », Edition Dunod, Paris,2004.

[31] **S. El Aimani, B. François, F. Minne, B. Robyns** « Modelling and Simulation of Doubly Fed Induction Generators for Variable Speed Wind Turbines integrated in a Distribution Network", EPE 2003, Toulouse.

[32] **J.R. Saenz, A. Tapia, G. Tapia, X. Ostolaza, I. Albizu, F. Pérez-Hidalgo, M. Irizar,** "Reactive Power Regulation in Wind Farms : Control Strategies", EPE 2001 – Graz.

[33] **José Coto Aladro, Isabel Garcia Alvarez, Guzmán Diaz Gonzalez, Javier Gomez-Aleixandre,** "Wind speed model design and dynamic simulation of a wind farm embedded on distribution networks", Dpt d'Ingeniera Electrica, Electronica, Computadores y de Sistemas Escuela Politecnica Superior de Ingenieros Uniyersidad de Oviedo Campus de Viesques

[34] **J.P Caron, J.P Hautier,** « Modélisation de la MAS, Commande vectorielle », éditions techniques, Paris, 1995.

[35] **LA Zadeh,** "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning," Information Sciences, Vol. 8, 1975, pp. 199-249.

[36] **S .Barkati**<< Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes : Application à la conduite d'une machine asynchrone>>, thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2008.

[37] **Nilesh N. Karnik and Jerry M. Mendel,** "Introduction to type-2 fuzzy logic systems," in Proceeding of FUZZ IEEE Conference, Anchorage, AK, May 1998, pp. 915-920.

[38] **Nilesh Naval Karnik**, Type-2 fuzzy logic systems, PHD Dissertation in University of Southern California, 1998.

[38] **D. Dubois and H. Prade**, "Operations on Fuzzy Numbers," Int. J. Systems Science, Vol. 9, 1978, pp. 613-626. [40] D. Dubois and H. Prade, "Operations in a Fuzzy-Valued Logic," Information and Control, Vol. 43, 1979, pp. 224-240.

[39] **Nilesh N. Karnik, Jerry M. Mendel and Qilian Liang** "Type-2 fuzzy logic systems," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 7, No. 6, December 1999, pp. 643-658.

[40] **E. Hisdal,** "The IF THEN ELSE statement and interval-values fuzzy sets of higher type," International Journal of Man-Machine Studies, Vol. 15, 1981, pp. 385-455.

[41] **Qilian Liang and Jerry M. Mendel**, "Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 8, No. 5, October 2000, pp. 535–550.

[44] **Qilian Liang**, Fading channel equalisation and video traffic classification using nonlinear signal pressing techniques, PHD Dissertation in University of Southern California, 2000.

[42] **Robert I. Bob John**, "Fuzzy sets of type-2," Journal of Advanced Computational Intelligence, Vol. 3, No. 6, 1999, pp. 499-508.

[46] **Kheireddine Chafaa**, Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaire, Thèse de Doctorat de l'Université de Batna, 2006.

[47] C.Lynch, , H. Hagras and V. Callaghan, "Embedded type-2 FLC for real-time speed control of marine and traction diesel engines," Proceeding of IEEE FUZZ Conference, Reno, Nevada, USA, May 2005, pp. 347- 352.

[43] **Hani A. Hagras,** "A hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 12, No. 4, August 2004, pp. 524-539.

[49] **Pistit Phokharakul and Supachai Phaiboon,** "Mobile robot control using type-2 fuzzy logic system,"Proceeding of IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, Singapore, December 2004, pp. 296-299.

[44] **Chi-Hsu Wang, Chun-Sheng Cheng, and Tsu-Tian Lee,** "Dynamical optimal training for interval type-2 fuzzy neural network (T2FNN)," IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics – Part B: Cybernetics, Vol. 34, No. 3, June 2004, pp. 1462-1477.

[51] **Madhusudan Singh, Smriti Srivastava, J.R.P. Gupta and M. Wanmandlu,** "A type-2 fuzzy neural model based control of a nonlinear system," Proceedings of IEEE Conference on Cybernetics and Intelligent Systems, Singapore, December 2004, pp. 1352-1356.

[45] **Dongrui Wu and Woei Wan Tan,** "A type-2 fuzzy logic controller for the liquid-level process," Proceedings of IEEE FUZZ Conference, Budapest, Hungary, July 2004, pp. 953-958**.**

[46] **Julio Romero Agüero and Alberto Vargas,** "Inference of operative configuration of distribution networks using fuzzy logic techniques—Part I: Real-time model," IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 20, No. 3, August 2005, pp. 1551-1561.

[47] **P.-Z. Lin, C.-M. Lin, C.-F. Hsu and T.-T. Lee,** "Type-2 fuzzy controller design using a sliding-mode approach for application to DC–DC converters," Proceedings of IEE Electric Power Applications, Vol. 152, No. 6,November 2005, pp. 1482-1488.

[48] **Jerry M. Mendel,** "Type-2 fuzzy sets: Some questions and answers," IEEE Connections, Newsletter of the IEEE Neural Networks Society, Vol. 1, August 2003, pp. 10-13.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale :

L'objectif préalablement défini de ce travail consistait à la modélisation et à la commande d'une chaîne de conversion éolienne par régulateur logique floue type-2. A la lumière de l'étude effectuée, nous avons vu les étapes successives permettant d'élaborer une stratégie de commande pour une génératrice éolienne jusqu'à sa mise en œuvre.

Dans le contexte des énergies renouvelables, un état de l'art de la génération éolienne est présenté dans le premier lieu, on rappelle les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique ainsi que les différents types d'éoliennes et leur mode de fonctionnement. Nous avons cité les équations et les concepts physiques régissant le fonctionnement de l'éolienne, ainsi la modélisation mathématique du système de conversion de l'énergie éolienne.

Le deuxième chapitre de ce mémoire est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications et ses variantes de fonctionnement. Nous avons développé la modélisation d'une machine asynchrone à double alimentation en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Nous avons pu établir un modèle mathématique simplifié de la MADA en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques en utilisant la transformation de PARK.

Ensuite, nous avons consacré la troisième partie à l'utilisation d'une commande vectorielle à orientation du flux statorique. Nous avons introduit ensuite le contrôle vectoriel par orientation du flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation. Ce contrôle est réalisé avec corrélation par des puissances de références afin de contrôler l'échange de puissances active et réactive entre le stator et le réseau. On a utilisé une stratégie MPPT sans asservissement de vitesse au niveau de la turbine éolienne pour capter le maximum de puissance du vent.

Ainsi, les algorithmes de réglage classiques, tel que les PI peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par logique floue type-2. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporté a des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. En générale, les régulateurs par logique floue type-2 offrent de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite.

L'ensemble de ces travaux peut être poursuivi et complété par des perspectives pouvant contribuer à l'amélioration de l'ensemble chaîne de conversion éolienne –réseau de distribution parmi les perspectives futures suivantes :

- Développement d'un contrôle sans capteur mécanique.
- Etude du système éolien prenant compte des vitesses élevées du vent pour appliquer la stratégie de réglage mécanique de la vitesse en utilisant l'une des deux techniques , le « Pitch control » ou le «Stall control».
- Etude de la MADA associée à d'autres stratégies de commande.
- Etude des autres techniques MPPT utilisant l'intelligence artificielle.
- La réalisation pratique de la stratégie de contrôle proposée.