

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Khider-Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département: Génie Electrique  
Ref:.....



جامعة محمد خيضر بسكرة  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
قسم: الهندسة الكهربائية  
المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention  
Du diplôme  
**Doctorat en sciences**  
Option : Electrotechnique

**Contribution à l'étude et à la  
commande d'un système éolien**

Présentée par :

**TRIA Fatma Zahra**

Soutenue le : 13/02/2018

**Devant le jury composé de :**

Dr.RABHI Boualaga	MCA	Président	Université de Biskra
Dr.SRAIRI kamel	Prof	Encadreur	Université de Biskra
Dr.BENCHOUIA M <sup>ed</sup> TOUFIK	Prof	Co-Encadreur	Université de Biskra
Dr.ZELLOUMA Laid	MCA	Examineur	Université d'El oued
Dr.RAHM DJamel	Prof	Examineur	Université d'Om El Bouaghi
Dr.BENDIB Samir	MCA	Examineur	Université de Batna 2



## **Résumé:**

Une alternative, consiste à exploiter les énergies renouvelables qui offrent la possibilité de produire de l'électricité et surtout dans une moindre dépendance des ressources à condition d'accepter leurs fluctuations naturelle. Cette thèse présent une contribution à l'étude et la commande d'un système éolien basé sur un générateur asynchrone à double alimentation, pour améliorer les performances de régulation de l'aérogénérateur asynchrone à double alimentation.

Notre objectif principal est de minimiser le phénomène de chattering qui est causé par le contrôleur mode glissant classique, nous cherchons à éliminer le chattering en utilisant de deux différent contrôleur le premier est le contrôleur par mode glissant intégré, et le deuxième est le contrôleur hybride (mode glissant flou).

**Mot clés :** énergie éolienne, génératrice, MPPT, régulateur PI, régulateur par mode glissant, contrôleur par mode glissant intégré, contrôleur par mode glissant flou.

## **Abstract:**

An alternative is to exploit the renewable energies that offer the possibility of producing electricity and especially in a less dependence on the resources in condition accept their natural fluctuation.

This thesis presents a contribution to the study and control of a wind system based on a doubly fed induction generator, to improve the control performance of this machine in wind conversion system. Our objective is to eliminate the chattering phenomenon that is caused by the classic sliding mode controller, we want to eliminate chattering phenomenon by using two different

controllers, first one is the integrated sliding mode controller, and the second is the hybrid controller (fuzzy Sliding mode).

**Key words:** Wind power, DFIG, MPPT, PI controller, sliding mode controller, integrated sliding controller, Fuzzy sliding mode controller.

**الطاقة البديلة:** هي استخدام الطاقات المتجددة التي يمكن استغلالها في إنتاج الكهرباء وخصوصا في تقليل الاعتماد على الموارد المتاحة مع مراعاة تأثير التقلبات الطبيعية عليها. هذه الرسالة تتمثل في المساهمة في دراسة ومراقبة نظام الطاقة الهوائية المعتمد على مولد متزامن ازدواجي التغذية، من أجل تحسين الأداء و التحكم في التوربينات الهوائية. هدفنا الرئيسي هو التقليل من التيارات التوافقية والتي سببها وحدة تحكم وضع الانزلاق التقليدية، ونحن نسعى التقليل من التيارات التوافقية باستخدام طريقتين : الأولى هي وحدة تحكم مع وضع انزلاق التكاملية، والثانية هي وحدة تحكم الهجين (وضع انزلاق الغامض درجة 2).

## Sommaire

Introduction generale.....	01
<i>Chapitre I : Généralité Sur L'énergie Eolienne</i>	
I.1. Introduction .....	03
I.2. Production éolienne .....	03
I.3. Les différents types des éoliennes .....	04
I.3.1. Les éoliennes à axe vertical .....	04
I.3.2. Les éoliennes à axe horizontal .....	04
I.4. Principales composantes d'une éolienne .....	05
I.4.1. Les pales .....	05
I.4.2. La nacelle .....	05
I.4.3. Le système d'orientation .....	06
I.4.4. Le mât (ou tour) .....	06
I.5. Principe de fonctionnement de l'éolien .....	06
I.6. Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne .....	07
I.6.1. Caractéristique puissance vitesse d'éolienne de grande puissance .....	07
I.7. Différents technologie des éolienne .....	08
I.7.1. L'éolien à vitesse fixe .....	08
I.7.2. L'éolien à vitesse variable .....	09
I.8. Types de machines électriques utilisées dans les systèmes éoliens à vitesse variable .....	10
I.8.1. Système utilisant une génératrice synchrone .....	10
I.8.2. Système utilisant une génératrice asynchrone .....	11
I.8.3. Système utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation(MADA) .....	11
I.9. Avantage de la MADA .....	13
I.10. Inconvénients de la MADA .....	13
I.11. Classification des machines à double alimentation .....	13
I.11.1. Machine à double alimentation simple .....	13
I.11.2. Machine à double alimentation en cascade .....	14
I.11.3. Machine asynchrone à double alimenté sans balai .....	15
I.11.4. MADA à réluctance .....	15
I.11.5. MADA "tandem" .....	15
I.12. Description de la machine asynchrone à double alimentation .....	16
I.13. Structure et principe de fonctionnement de la MADA .....	16
I.14. Modes de fonctionnement de la MADA .....	17
I.15. Conclusion .....	19

## *Chapitre II: Commande vectorielle d'un générateur asynchrone à double alimentation*

II.1. Introduction .....	20
II.2. Modélisation d'une turbine éolienne .....	21
II.2.1. La puissance d'une éolienne .....	21
II.2.2. Le coefficient de puissance .....	22
II.2.3. Modèle du Multiplicateur .....	23
II.2.4. Equation dynamique de l'arbre .....	23
II.3. Stratégie de maximisation de la puissance extraite .....	24
II.3.1. Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse .....	24
II.3.2. Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse .....	25
II.4. Modèle naturel triphasé de la MADA .....	27
II.5. Application de la transformation de Park à la MADA .....	27
II.5.1. Choix du référentiel .....	27
II.6. Equation de tension .....	29
II.7. Equation du flux .....	29
II.8. Equation mécanique .....	29
II.9. Expression du couple électromagnétique .....	29
II.10. Commande vectorielle du générateur asynchrone à double alimentation (GADA) .....	29
II.10.1. Expressions des puissances active et réactive statoriques .....	31
II.10.2. Expressions des tensions rotoriques.....	31
II.11. Contrôle indépendant des puissance active et réactive .....	32
II.12. Model de l'onduleur de tension à deux niveaux .....	33
II.13. Modèle complet du système de conversion éolien .....	35
II.13.1. Modélisation de la liaison du rotor au réseau .....	35
II.13.1.a. Modélisation du bus continu .....	35
II.13.1.c. Modélisation du filtre passif .....	36
I.13.1.b. Modélisation du convertisseur coté réseau .....	36
II.14. Contrôle du convertisseur cote réseau .....	37
II.15. Simulations et résultats obtenus .....	40
II.16. Conclusion .....	44

## *Chapitre III : Contrôleur par mode glissant intégré d'un GADA*

III.1. Introduction :45 .....	45
III.2. Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable ..	45
III.3. Conception de la commande par mode glissant .....	46
III.3.1. Choix de la surface de glissement .....	46

III.3.2. Conditions l'existence et de convergence au mode glissant .....	46
III.3.3. La fonction de Lyapunov .....	47
III.3.4. Synthèse des lois de commande du mode glissant .....	47
III.4. Application de la commande par mode de glissement au MADA .....	50
III.4.1. Choix de la surface de commutation : .....	52
III.5. La commande par mode glissant intégré de la MADA .....	52
III.5.2. La command par mode glissant intégré avec l'algorithme de super-twisting .....	55
III.6. Simulations .....	55
III.6.1. Resultats de simulation .....	56
III.7. Conclusion .....	64
<i>Chapitre IV: Commande hybride mode glissant d'ordre deux floue</i>	
IV.1. Introduction .....	65
IV.2. Contrôleur hybride du générateur asynchrone à double alimentation .....	65
IV.2.1. Principe de la logique floue .....	66
IV.2.2. Configuration d'un contrôleur flou .....	66
V.2.3. Fuzzification .....	66
IV.2.4. Base des règles .....	67
IV.2.5. Défuzzification .....	67
IV.3. Contrôleurs floue des puissances statorique d'un générateur asynchrone à double alimentation .....	67
IV.4. Contrôleurs par mode glissant d'ordre deux .....	67
IV.4.1. Les surfaces de glissement .....	70
IV.4.2. Loi de contrôle à structure variable .....	71
IV.4.3. Algorithme de super-twisting .....	72
IV.5. Simulations .....	72
IV.6. Résultats de simulation .....	73
IV.7. Conclusion .....	75
conclusion générale .....	76
Annexe	
Bibliographie	

## *Chapitre I : Généralité Sur L'énergie Eolienne*

Figure I.1: éoliennes à axe vertical et à axe horizontal .....	04
Figure I.2: Eléments constituant une éolienne .....	05
Figure I.3: Conversion de l'énergie éolienne.....	07
Figure I.4: Caractéristique puissance vitesse typique d'une éolienne de grande puissance....	07
Figure I.5: Eolienne à vitesse fixe.....	08
Figure I.6: Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent.....	09
Figure I.7: Génératrice synchrone à vitesse variable avec convertisseurs MLI.....	10
Figure I.8: Génératrice asynchrone à cage à vitesse variable.....	11
Figure I.9: Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.....	12
Figure I.10: Schéma de principe d'une simple MADA.....	14
Figure I.11: Schéma de principe de deux MADA en cascade.....	14
Figure I.12: Schéma de principe de deux machines asynchrones reliées mécaniquement et électriquement par le rotor .....	15
Figure I.13 : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.....	17
Figure I.14: Modes opérationnels caractéristiques de la MADA.....	19

## *Chapitre II: Commande vectorielle d'un générateur asynchrone à double alimentation*

Figure II.1: Structure de la chaîne éolienne globale basée sur une MADA20 .....	20
Figure II.2: Schéma de la turbine éolienne.....	22
Figure II.3: Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine ( $\lambda$ ) pour une éolienne de 1.5 MW.....	22
Figure II.4: Schéma bloc du modèle de la turbine.....	24
Figure II.5: Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite avec asservissement de la vitesse.....	25
Figure II.6: Schéma bloc d'une MPPT avec asservissement de la vitesse.....	26
Figure II.7 : L'orientation de la tension et de flux statorique .....	28
Figure II.8: Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.....	32
Figure II.9: Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée .....	33
Figure II.10: Onduleur de tension à deux niveaux .....	34
Figure II.11: Le bus continu.....	34
Figure II.12: Structure de base d'un redresseur de tension.....	36
Figure II.13: Schéma du filtre R,L.....	36
Figure II.14: Schéma bloc de la commande de la liaison au réseau .....	39



Figure II.15: Profile du vent appliqué .....	41
Figure II.16: Le coefficient de puissance .....	41
Figure II.17: La vitesse spécifique lambda. ....	41
Figure II.18: Vitesse de la turbine selon le MPPT. ....	42
Figure II.19: La puissance active statatorique. ....	42
Figure II.20: La puissance réactive statatorique .....	42
Figure II.21: Le couple électromagnétique. ....	42
Figure II.22: La composante quadrature de courant rotoriques. ....	43
Figure II.23: La composante directe de courant rotoriques .....	43
Figure II.24: La tension du bus continue. ....	43
Figure II.25: Les courants statoriques triphasées avec (b) un zoom. ....	43
Figure II.26: Les courants rotoriques triphasées avec (b) un zoom .....	44

### *Chapitre III : Contrôleur par mode glissant intégré d'un GADA*

Figure III.1 : Modes de fonctionnement dans le plan de phase .....	45
Figure III.2: Commande équivalente. ....	48
Figure III.3: Fonction sign (Commande de type relais). ....	49
: Figure III.4: Fonction de saturation (Commande adoucie). 50.....	50
Figure III.5 : Contrôleur PI de la puissance active statorique. ....	52
Figure III.6: Contrôleur PI de la puissance réactive statorique. ....	52
Figure III.7: Contrôleur MGI de la puissance active statorique .....	55
Figure III.8: Contrôleur GI de la puissance active statorique .....	55
Figure III.9: Shemas block de la commande par mode glissant intégré d'un GADA. ....	56
Figure III.10. La puissance active statorique injectée au réseau .....	57
Figure III.11 couple électromagnétique de la GADA .....	58
Figure III.12 puissance réactive statorique injectée au réseau .....	59
Figure III.13 Courant statorique sur l'axe direct .....	60
Figure III.14 Courant rotorique à l'axe quadrature .....	61
Figure III.15. Les courants rotoriques triphasées et ses zooms . ....	62
Figure III.16. Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de MG classique). ....	63
Figure III.17. Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de PI classique).63.....	63
Figure III.18. Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de mode glissant intégré). ....	63

*Chapitre IV: Commande hybride mode glissant d'ordre deux floue*

Figure IV.1: Schéma général d'un contrôleur flou .....	66
Figure IV.2: Structure interne d'un régulateur flou .....	67
Figure IV.3 : Fonction d'appartenance erreur d'entrées (e). .....	69
Figure IV.4 : Fonction d'appartenance d'entrées variation d'erreur ( $\Delta e$ ). .....	69
Figure IV.5 : Fonction d'appartenance de la sortie(u). .....	69
Figure IV.6 : Structure globale d'un réglage mode glissant d'ordre deux flou d'un générateur asynchrone à double alimentation .....	72
Figure IV.7: Profile du vent appliqué. ....	74
Figure IV.8: Le coefficient de puissance. ....	74
Figure IV.9: La vitesse spécifique Lambda. ....	74
Figure IV.10: La vitesse de la turbine selon le MPPT .....	74
Figure IV.11: La puissance active statorique .....	74
Figure IV.12: La puissance réactive statorique. ....	74
Figure IV.13: La composants quadrature decourant rotoriques .....	75
Figure IV.14: La composants direct de courant rotoriques .....	75
Figure IV.15: Le couple électromagnétique. ....	75
Figure IV.16: Les courants statoriques triphasées avec (b) un zoom. ....	75
Figure IV.17: Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique. ....	75

*Liste des tableaux*

Tableau I.1 Quadrants de fonctionnement de la MADA18.....	18
Tableau IV.1 : Matrice d'inférence des règles floues.....	69

## Notations symboliques

Symbole	Signification
PI	Proportionnel intégral
MG	Mode glissant classique
MGI	Mode glissant intégral
$C$	Capacité du filtre
$C_p$	Coefficient de puissance
$C_{em}$	couple électromagnétique
$C_{emref}$	couple électromagnétique de référence
$C_r$	couple résistant
$P_{aéro}$	puissance aérodynamique de la turbine
$C_{aéro}$	couple aérodynamique de la turbine
$C_{opt}$	couple aérodynamique maximal
$J$	moment d'inertie des parties tournantes
$f$	coefficient de frottement visqueux de la MADA
$G$	Rapport de vitesse du multiplicateur
$g$	Glissement
$K_e, K_{\Delta e}, K_u$	Facteurs d'échelles du régulateur flou
$K_p, K_i$	Gains du régulateur PI classique
$S(x)$	surface de glissement
$L_f$	Inductance du filtre passe bas
$R_f$	Resistance du filtre passe bas
$M_{sr}$	inductances mutuelles entre le stator et le rotor
$M_s$	inductances mutuelles entre les phases statoriques
$M_r$	inductances mutuelles entre les phases rotoriques
$P_{mec}$	Puissance mécanique sur l'arbre de la machine
$P_r$	Puissance active rotorique
$P_s$	Puissance active statorique
$P_v$	Puissance portée par le vent
$P_{rés}$	Puissance de réseau
$Q_s$	Puissance réactive statorique
$R$	Rayon de la turbine

---

$R_S$	résistances statorique
$R_r$	résistances rotorique
$L_S$	inductances propres statorique
$L_r$	inductances propres rotorique
$S$	Surface balayée par le rotor de la turbine
$V_{dc}$	Tension filtrée
$i_{abcr}$	Courants instantanés des phases rotoriques
$v_{abcr}$	Tensions instantané des phases rotoriques
$i_{abcs}$	Courants instantanés des phases statoriques
$v_{abcs}$	Tensions instantané des phases statoriques
$i_{dqr}$	Composantes du courant rotorique dans le repère $(d, q)$
$v_{dqr}$	Composantes de tension rotorique dans le repère $(d, q)$
$i_{dqs}$	Composantes du courant statorique dans le repère $(d, q)$
$v_{dqs}$	Composantes de tension statorique dans le repère $(d, q)$
$i_f$	Courant filtré
$i_c$	Courant dans le condensateur
$i_{mac}$	Courant coté machine
$i_{res}$	Courant coté réseau
$p$	Nombre de paires de pôles
$s$	Opérateur de Laplace
$\beta$	Angle de calage des pales
$V_{vent}$	vitesse du vent instantané
$\Omega_{turbine}$	vitesse de rotation de la turbine
$\Omega$	vitesse de rotation mécanique du rotor
$\Omega_{mec}$	Vitesse de rotation mécanique
$\Omega_{ref}$	vitesse mécanique de la génératrice de référence
$\theta$	Angle entre l'axe rotorique $A$ et l'axe statorique .
$\theta_s$	Position de stator
$\theta_r$	Position électrique de rotor
$\lambda$	Vitesse spécifique
$\lambda_{cpmax}$	Vitesse spécifique optimale de l'éolienne
$\Omega$	Vitesse angulaire de rotation du rotor
$\Omega_{coor}$	Vitesse angulaire du repère biphasé

$\omega_s$	Pulsation des courants statoriques
$\Phi_{abcr}$	Flux instantanés des phases rotoriques
$\Phi_{abcs}$	Flux instantanés des phases statoriques
$\Phi_{dqr}$	Composantes du flux rotorique dans le repère $(d, q)$
$\Phi_{dqs}$	Composantes du flux statorique dans le repère $(d, q)$
$V(x)$	La fonction de Lyapunov
$[P(\theta)]^{-1}$	Transformation de Park inverse
$[P(\theta)]$	Transformation de Park directe
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
GADA	Générateur Asynchrone à Double Alimentation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
<i>RLF</i>	Régulateur de Logique Floue
MPPT	Poursuite du point de fonctionnement à puissance maximale

## **INTRODUCTION GENERALE**

L'énergie électrique, ces dernières décennies est devenue l'un des facteurs primordiaux dans la vie quotidienne de l'être humain, et ainsi la consommation mondiale ne cesse d'augmenter par la multiplicité des domaines d'activités et des besoins journaliers faisant appel à l'électricité. Une grande partie de cette énergie provient des énergies fossiles, causant ainsi des problèmes environnementaux. Cependant, la protection de l'environnement, la rareté des énergies fossiles, la crise pétrolière de 1974.

Face à ces problèmes, le monde est massivement tourné vers de nouvelles formes d'énergie dites "renouvelables". Beaucoup plus accessibles et très adaptées à la production décentralisée, les énergies renouvelables offrent la possibilité de produire de l'électricité proprement et surtout dans une moindre dépendance des ressources, à condition d'accepter leurs fluctuations naturelles et parfois aléatoires. Parmi celles ci, l'énergie éolienne a été identifiée comme une des plus prometteuses des énergies renouvelable pour atteindre les objectifs de réduction des émissions de gaz à effet de serre.

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.

Les éoliennes actuellement installés peuvent être classé selon deux catégories: l'éolienne à vitesse fixe et l'éolienne à vitesse variable. L'éolienne à vitesse variable permet de mieux exploiter les ressources éoliennes pour différentes conditions de vent. Ces éoliennes sont aussi équipées d'hélices à angle de calage de pale variable 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 le point de fonctionnement à puissance maximum communément appelé "MPPT".

Les premières machines électriques qui furent utilisées dans le domaine éolien étaient des machines asynchrones. En effet, ces machines présentent plusieurs avantages tels que leur moindre coût, leur robustesse et leur entretien réduit. 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. Pour obtenir des hautes performances et une meilleure performance du générateur asynchrone

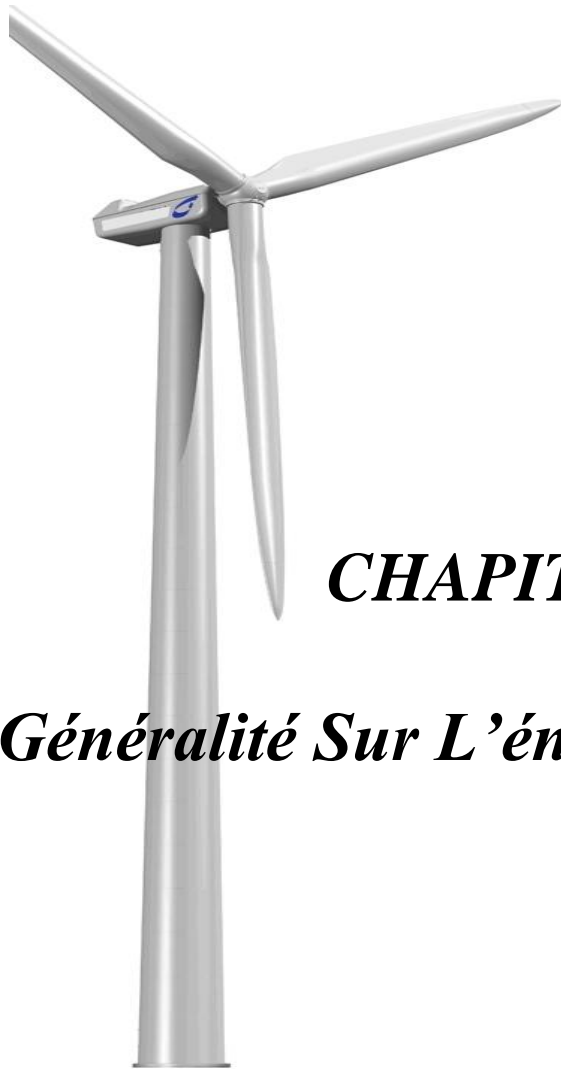
à double alimentation, il faudrait faire de concevoir des commandes robustes, qui rendent le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques.

Parmi elles en trouve la commande par mode glissant classique. La commande par mode glissant a connu un grand succès ces dernières années dans le domaine du contrôle des machines électriques particulièrement dans les générateurs éolien. Cela est dû à la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux incertitudes du système et des perturbations externes entachant le processus. Le principal inconvénient de la commande par mode glissant réside dans le phénomène bien connu de "chattering". Ce qui apparaît comme des harmoniques dans les courants rotorique, à cause de la nature très discontinue de la fonction signe.

Des nouveaux travaux, ont contribué à résoudre ce phénomène comme dans les références [BEL\_10\_1], [BEL\_12], [EVA\_12], [EVA\_13], [VAL\_08], [VAL\_10], ont utilisé le mode glissant de deuxième ordre pour minimiser le chattering. Ainsi dans le référence [EBR\_16] a présenté une solution avec l'utilisation de la technique dite " mode glissant à fraction order".

Le référence [WEN\_14] a utilisé le contrôleur mode glissant intégré avec la fonction discontinue "sign" dans les boucles des courant rotorique (commande indirect à deux régulateurs des courants).

L'objectif principal de nos travaux de thèse est de minimiser le phénomène de chatterning dans le mode glissant classique. Premièrement avec l'utilisation de contrôleur par mode glissant intégré en basant sur l'algorithme de supertwisting dans la commande direct de puissance c-à-d dans les deux boucle des puissances statoriques. Une autre méthode que nous allons l'utilisé c'est la commande hybride mode glissant d'ordre deux flou dans ce cas nous avons adopté la commande indirect en boucle fermé c-à-d la structure de commande est constitué en quatre boucles des régulations, deux boucle de régulations des puissances statoriques en utilisant la logique flou, et deux boucle des régulations des courants rotoriques en utilisant la technique de mode glissant de second order en basant sur l'algorithme de supertwisting.



## ***CHAPITRE 1***

# ***Généralité Sur L'énergie Eolienne***



## **I.1. Introduction:**

Les sources d'énergie renouvelable permettent une plus grande flexibilité incertitudes, offrent un plus grand choix et répondent de manière diversifiée aux besoins de sécurité des consommateurs tout en contribuant à réduire le pouvoir monopolistique des réseaux électrique [FAT\_16].

L'énergie éolienne est un important type dans le domaine d'énergies renouvelable, qui a été en permanence attrayante pour l'homme and a été utilisé par certains vieux dispositifs tels que les moulins à vent pendant des siècles [VEC\_13].

L'application la plus fréquente des turbines éoliennes est aujourd'hui la production d'électricité. Pour cela, l'utilisation d'une machine électrique est indispensable. Différents types de machines électriques peuvent être utilisés pour la génération de la puissance éolienne [LOP\_08]. Dans ce chapitre nous avons consacré à l'état de l'art de l'aérogénérateur tel que la turbine éolienne et sa commande et les différents générateurs éolienne, particulièrement la générateur asynchrone à double alimentation.

## **I.2. Production éolienne:**

La ressource éolienne provient du déplacement des masses d'air qui est dû indirectement à l'ensoleillement de la terre. Par le réchauffement de certaines zones de la planète et le refroidissement d'autres une différence de pression est créée et les masses d'air sont en perpétuel déplacement. Après avoir pendant longtemps oublié cette énergie pourtant exploitée depuis l'antiquité, elle connaît depuis environ 30 ans un essor sans précédent notamment dû aux premiers chocs pétroliers. Dans l'échelle mondiale, l'énergie éolienne depuis une dizaine d'années maintient une croissance de 30% par an. En Europe, principalement sous l'impulsion Allemande, Scandinave et Espagnole, on comptait en 2000 environ 15000 MW de la puissance installée. Ce chiffre a presque doublé en 2003, soit environ 27000 MW pour 40000MW de la puissance éolienne installée dans le monde. En prévision, pour l'année 2010, on peut espérer une puissance éolienne installée en Europe de l'ordre 70000 MW[MIR\_05].

Les capacités installées en Europe d'énergie éolienne ont dépassé en 2016 celles des centrales à charbon, selon des données publiées jeudi 9 février 2017 par les industriels du secteur. Avec 153,7 gigawatts (GW) au total, l'énergie éolienne devient le second plus grand parc de capacité de production d'électricité en Europe [S.I].

### I.3. Les différents types des éoliennes:

On classe les éoliennes suivant la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice. Il existe principalement deux grandes familles: celle à axe vertical et celles à axe horizontal. La figure I.2 montre les deux familles d'éolienne:



a :éoliennes à axe vertical.



b :éoliennes à axe horizontal.

Figure I.1: éoliennes à axe vertical et à axe horizontal.

#### I.3.1. 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. 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 [HAC\_12].

#### I.3.2. Les éoliennes à axe horizontal:

Une turbine à axe de rotation horizontal demeure face au vent, comme les hélices des avions et des moulins à vent. Elle est fixée au sommet d'une tour, ce qui lui permet de capter une quantité plus importante d'énergie éolienne. La plupart des éoliennes installées sont à axe horizontal.

Ce choix présente plusieurs avantages, comme la faible vitesse d'amorçage (cut-in) et un coefficient de puissance (rapport entre la puissance obtenue et la puissance de la masse d'air en mouvement) relativement élevé (Mathew,2006). Toutefois, la boîte de vitesses et la machine électrique doivent être installées en haut de la tour, ce qui pose des problèmes mécaniques et économiques. Par ailleurs l'orientation automatique de l'hélice face au vent nécessite un organe supplémentaire [LOP\_08].

#### I.4. Principales composantes d'une éolienne:

Le système éolien est généralement constitué des éléments principaux Comme le montre dans la figure I.2.

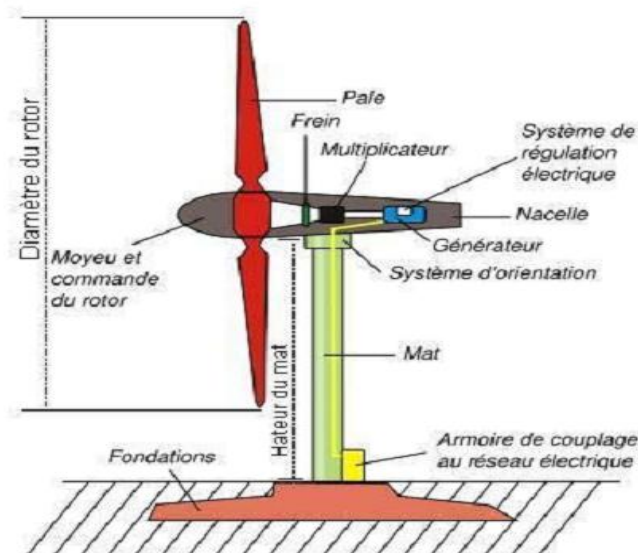


Figure I.2: Eléments constituant une éolienne.

##### I.4.1. Les pales:

Sont un dispositif aérodynamique (surface portante) en matériaux composites à base de fibres de verre, de plastique ou de bois. Leur conception est le fruit d'études aérodynamiques diverses. Les pales sont fixées à un moyeu pour former le rotor. Elles sont destinées à tourner autour de l'axe du rotor dès la présence de vent suffisant.

##### I.4.2. La nacelle:

C'est l'enveloppe qui protège la boîte d'engrenages, le générateur et les autres composants contre l'action des éléments de dégradation. Elle renferme:

- **Un moyeu** pourvu d'un système qui lui permet d'orienter les pales afin de réguler leur vitesse de rotation.

- **Un rotor**, qui transforme l'énergie cinétique reçue des pales en énergie mécanique de rotation.
- **Des freins** permettant d'arrêter les pales pour les cas de vitesses de vent très fortes qui pourraient endommager l'éolienne ou la rendre incontrôlable.
- **Un multiplicateur**, qui est l'intermédiaire entre l'arbre primaire et l'arbre secondaire. Il permet de réduire le couple et/ou d'augmenter la vitesse de rotation.
- Un générateur assurant la production électrique en transformant l'énergie mécanique de rotation en énergie électrique. Il fonctionne comme un alternateur (produisant du courant alternatif) ou une dynamo (produisant du courant continu). De nos jours, l'alternateur est le plus utilisé pour des raisons de coût et de rendement.
- Un système de régulation électrique servant à ralentir le rotor du générateur en cas de sursrégime.
- Un système de refroidissement à huile, à eau ou à air, destiné au multiplicateur et au générateur [MAD\_10].

#### **I.4.3. Le système d'orientation:**

C'est une couronne dentée équipée d'un moteur qui permet d'orienter les pales de l'éolienne face au vent (dans l'axe du vent) et de les verrouiller.

#### **I.4.4. Le mât (ou tour):**

C'est un tube en acier, pilier de toute l'infrastructure. Sa hauteur est importante car plus elle augmente, plus la vitesse du vent augmente, mais en même temps le coût de la structure augmente aussi. En général, le mât a une taille légèrement supérieure au diamètre du rotor.

### **I.5. Principe de fonctionnement de l'éolien:**

Le fonctionnement général de l'éolien est illustré par la figure I.3. Les éoliennes permettent de convertir l'énergie du vent en énergie électrique. Cette conversion se fait en deux étapes :

- La turbine extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique [BEL\_10\_2]
- La génératrice convertit, enfin l'énergie mécanique en énergie électrique, transmise ensuite directement ou indirectement au réseau électrique.

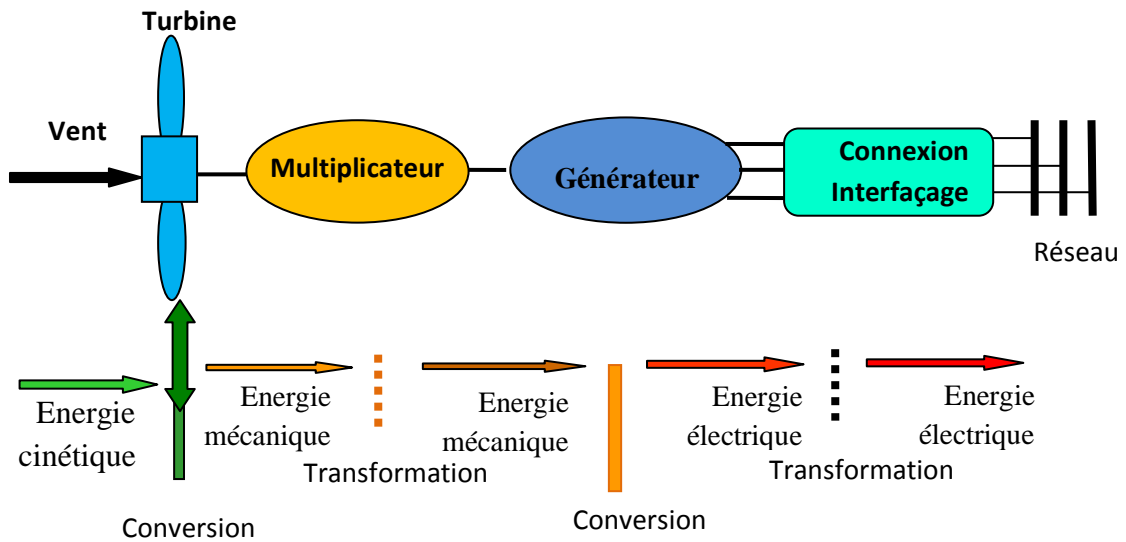


Figure I.3: Conversion de l'énergie éolienne.

## I.6. Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne:

### I.6.1. Caractéristique puissance vitesse d'éolienne de grande puissance:

La caractéristique puissance vitesse d'une éolienne peut se décomposer en quatre zones figure I.4:

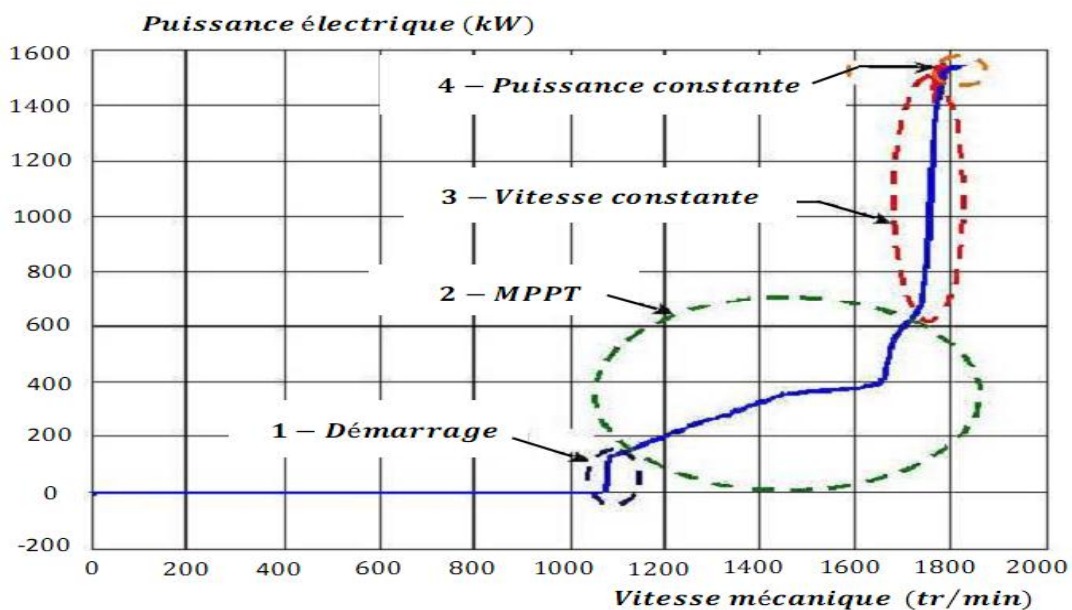


Figure I.4: Caractéristique puissance vitesse typique d'une éolienne de grande puissance.

- Zone 1: C'est la zone de démarrage de la machine, la puissance électrique est assez faible et la vitesse mécanique atteint presque 70% du synchronisme.

- Zone 2: Lorsque la vitesse de la génératrice atteint une valeur seuil, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale du vent est appliqué.

Pour extraire le maximum de la puissance, l'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale, c'est à dire  $\beta=2^\circ$ .

- Zone 3: Au delà, l'éolienne fonctionne à vitesse constante. Dans cette zone, la puissance de la génératrice atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la puissance nominale.
- Zone 4: Arrivée à la puissance nominale  $P_{nom}$ , une limitation de la puissance générée est effectuée à l'aide d'un système d'orientation des pales : pitch control.

Pour contrôler la puissance aérodynamique capturée et la limiter lorsque la vitesse du vent est très élevée, on peut utiliser l'une des deux techniques de contrôle connues surtout dans les grandes turbines sous les noms de "Pitch Control" et "StallControl" [ELA\_04].

## I.7. Différents technologie des éolienne:

### I.7.1. L'éolien à vitesse fixe:

Le générateur tourne à vitesse fixe ou varie très légèrement en jouant sur le glissement de la machine asynchrone (Seules les génératrices asynchrones figure I.5 sont utilisées dans ce cas) [BEL\_10\_1].

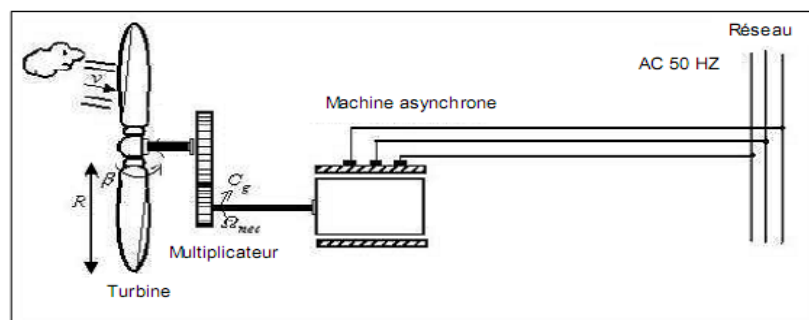


Figure I.5: Eolienne à vitesse fixe.

Le couple mécanique entraînant (produit par la turbine) tend à accélérer la vitesse de la génératrice. Cette dernière fonctionne alors en hyper-synchrone et génère de la puissance électrique sur le réseau. Pour une génératrice standard à deux paires de pôles, la vitesse mécanique ( $\Omega_{mec}$ ) est légèrement supérieure à la vitesse du synchronisme  $\Omega_s = 1500tr/min$  ce qui nécessite l'adjonction d'un multiplicateur pour adapter la génératrice à celle du rotor de l'éolienne [DJE\_09].

### I.7.2. L'éolien à vitesse variable:

Dans cette cas, une interface de puissance adapte la fréquence des courants du générateur à celle réseau et permet ainsi de fonctionner à vitesse variable.

Autrement dit, l'introduction de convertisseurs de puissance entre le générateur et le réseau donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine électrique [BEL\_10\_1], [MOG\_05]. Pour cela, et afin de pouvoir optimiser le point de fonctionnement en terme de la puissance extraite, il y a lieu de pouvoir ajuster la vitesse de rotation de l'arbre de la génératrice en fonction de la vitesse du vent.

Au niveau de la turbine, on donne sur la figure I.6 la caractéristique générale de la puissance convertie par une turbine éolienne en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent.

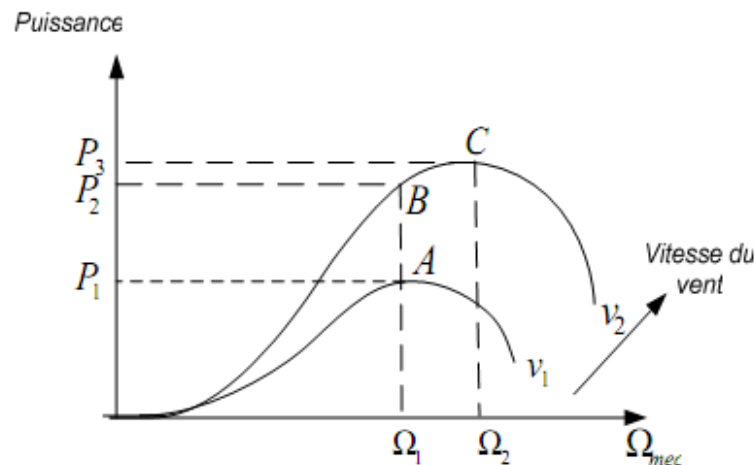


Figure I.6: Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent.

Pour une vitesse du vent  $v_1$  et une vitesse mécanique de la génératrice  $\Omega_1$ , on obtient une puissance nominale  $P_1$  (point A). Si la vitesse du vent passe de  $v_1$  à  $v_2$ , et que la vitesse de la génératrice reste inchangée (cas d'une éolienne à vitesse fixe), la puissance  $P_2$  se trouve sur la 2ème caractéristique (point B). La puissance maximale se trouve ailleurs sur cette caractéristique (point C). Si on désire extraire la puissance maximale, il est nécessaire de fixer la vitesse de la génératrice à une vitesse supérieur  $\Omega_2$ , il faut donc rendre la vitesse mécanique variable en fonction de la vitesse du vent pour extraire le maximum de la puissance générée. Des systèmes éoliens à vitesse de rotation variable vont permettre d'optimiser les conditions de fonctionnement de la turbine [LAV\_05], [DJE\_09].

De nombreux types de générateurs électriques sont utilisés dans les aérogénérateurs à vitesse variable. Nous évoquerons ici les technologies les plus répandues dans les éoliennes de grandes puissances : la machine asynchrone à cage, la machine synchrone et la machine asynchrone à rotor bobiné.

## I.8. Types de machines électriques utilisées dans les systèmes éoliens à vitesse variable:

### I.8.1. Système utilisant une génératrice synchrone:

Le majeur inconvénient dans les éoliennes basées sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné est le rotor ou l'inducteur bobiné nécessite un système bagues lisses balais ou un système à diodes tournantes sans contact comme dans les alternateurs classiques de production pour amener le courant continu. Pour limiter ces inconvénients, certains constructeurs ont développé des éoliennes basées sur des machines synchrones à grand nombre de paires de pôles et couplées directement à la turbine, évitant ainsi le multiplicateur. Si, de plus, la génératrice est équipée d'aimants permanents, le système de bagues et de balais est éliminé. L'inconvénient de cette structure est qu'elle nécessite pour sa connexion au réseau, des convertisseurs de puissance dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice. Cet inconvénient est cependant un avantage du point de vue du contrôle de l'éolienne. En effet, l'interfaçage avec le réseau peut être entièrement contrôlé via le convertisseur connecté à ce réseau, tandis que le convertisseur connecté à la génératrice figure I.7, permet de contrôler la puissance générée par celle ci en limitant le pitch control à une fonction de sécurité par grand vent [COU\_08], [ABD\_07].

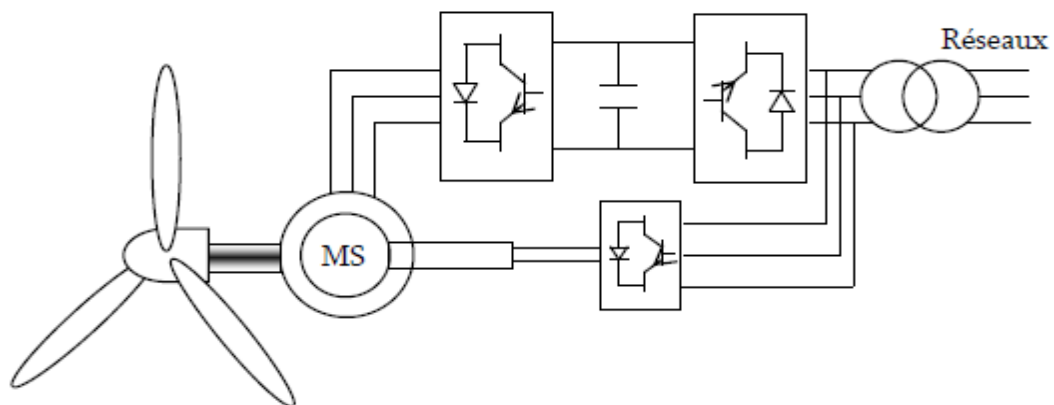


Figure I.7: Génératrice synchrone à vitesse variable avec convertisseurs MLI.



### I.8.2. Système utilisant une génératrice asynchrone:

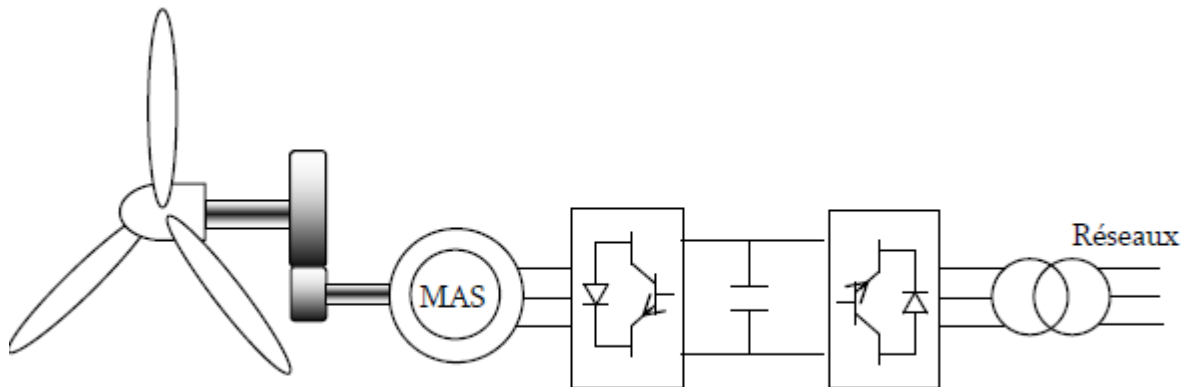


Figure I.8: Génératrice asynchrone à cage à vitesse variable.

L'éolienne dans cette configuration entraîne une génératrice asynchrone connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé sur le circuit statorique. Contrairement à une éolienne à vitesse fixe, les tensions et les fréquences à la sortie de la génératrice ne sont plus imposées par le réseau, ce qui permet de réguler la vitesse de l'éolienne. La commande de l'onduleur permet de garder constante la tension du bus continu [BEL\_10\_1].

### I.8.3. Système utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation(MADA):

L'intérêt porté à la MADA ne cesse de croître surtout dans le domaine des énergies renouvelables. Cette configuration est étudiée par les travaux: [POU\_88] [PEN\_96\_1], [PEN\_96\_2], [SEO\_99], [RIF\_93], [YAM\_91], [DJU\_96], [LEC\_94] [ATK\_97]. En effet, dans le domaine éolien, la MADA présente bien des avantages: le convertisseur lié à l'armature rotorique est dimensionné au tiers de la puissance nominale du générateur, les pertes dans les semi conducteurs sont faibles.

La machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation présente un atout considérable. Son principe est issu de celui de la cascade hypo synchrone:

le stator (ou le rotor) est connecté à tension et fréquence fixes au réseau alors que le rotor (ou le stator) est relié au réseau à travers un convertisseur de fréquence (plus ou moins élaboré). Si la variation de vitesse requise reste réduite autour de la vitesse de synchronisme, le dimensionnement du convertisseur de fréquence (électronique de puissance) peut être réduit [KHO\_06].

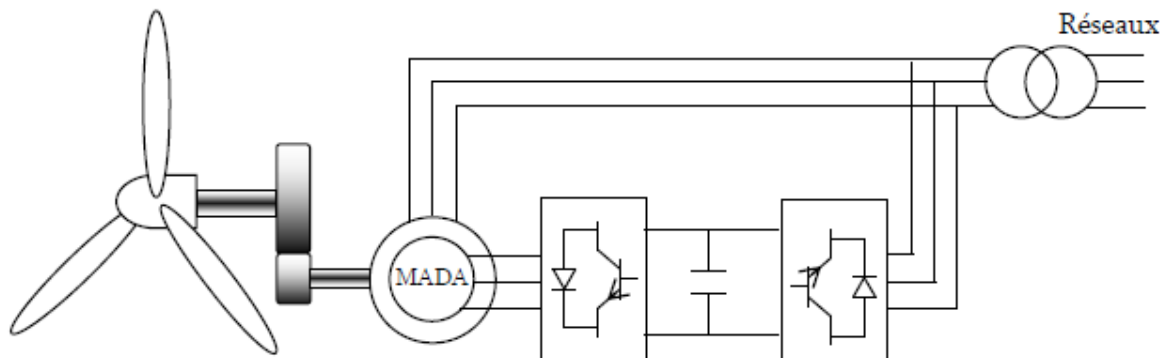


Figure I.9: Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.

Une des solutions très intéressantes et permettant d'obtenir une variation de la vitesse de rotation d'environ 30% autour de la vitesse de synchronisme consiste à coupler le rotor de la génératrice à double alimentation au rotor à travers deux onduleurs MLI triphasés, l'un en mode redresseur, l'autre en onduleur réseau voire (figure I.9), [ ABD\_07], [GHE\_11].

L'intérêt majeur de ce système éolien réside dans le fait que le convertisseur coté machine, et transférant la puissance de glissement et l'acheminant vers le réseau électrique, ne sont dimensionnés que pour une partie de la puissance nominale de la MADA. En effet, si nous considérons que la MADA fonctionne à puissance nominale pour un fonctionnement en mode hyper-synchrone avec un glissement maximal égal à 30%, nous avons donc au maximum 25% de la puissance nominale de la machine transitant par les convertisseurs. Ceci permet de dimensionner les convertisseurs pour une puissance comprise entre 25 et 30% de la puissance nominale de la machine [GAI\_10].

Malgré la présence des contacts glissants, la majorité des projets éoliens reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone pilotée par le rotor. L'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau mais également pour les vitesses supérieures au synchronisme, du rotor vers le réseau. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance.

### **I.9. Avantage de la MADA:**

- 1- Fonctionnement à vitesse variable
- 2- Puissance extraite optimisée
- 3- Electronique de puissance dimensionnée à 30% de la puissance nominal.
- 4-Machine standard.
- 5-Connexion de la machine plus facile à gérer
- 6-Une magnétisation de la machine gérée en cas de défaut sur le réseau [DAV\_07].

### **I.10. Inconvénients de la MADA:**

- 1- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- 2- Utilisation des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- 3- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage [SAL\_07].

### **I.11. 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 pourrions 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 [VID\_04].

#### **I.11.1. Machine à double alimentation simple:**

Comme montre dans la figure I.10 les enroulements statoriques dans cette catégorie de MADA sont connectées à un réseau triphasé, le rotor est relié à son propre onduleur.

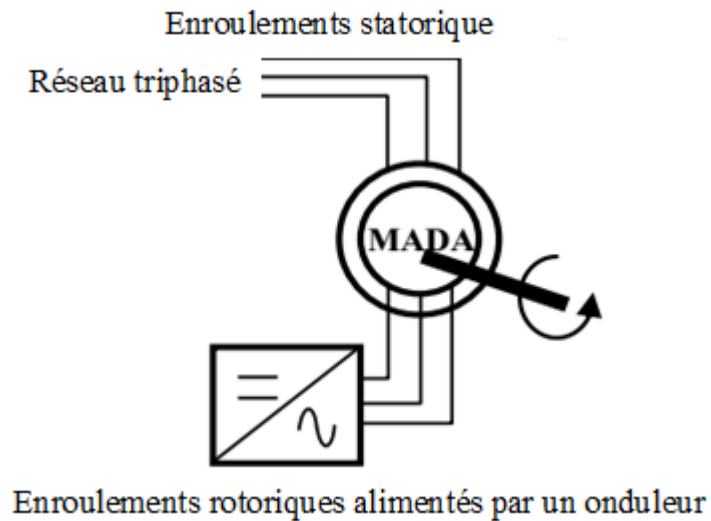


Figure I.10: Schéma de principe d'une simple MADA.

### I.11.2. Machine à double alimentation en cascade:

Deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, la figure I.11 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 [CHE\_12].

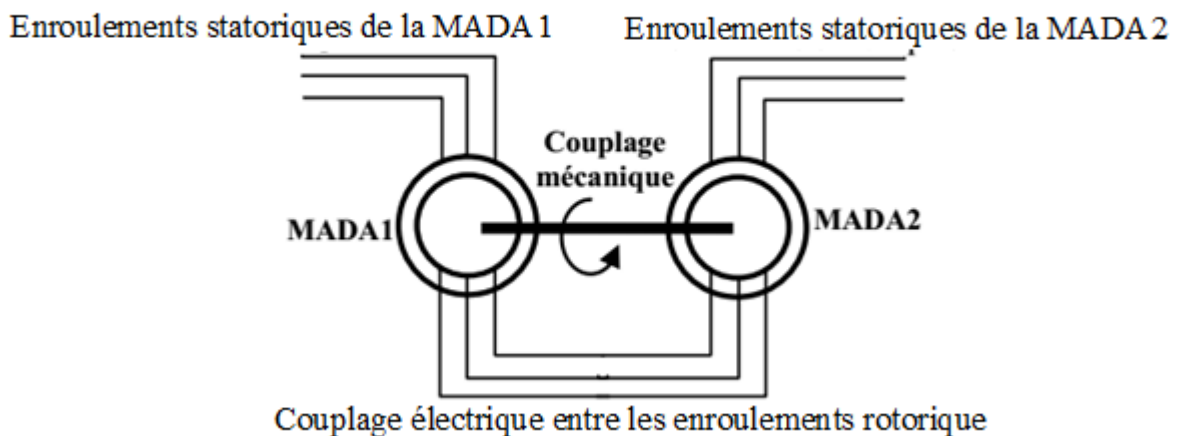


Figure I.11: Schéma de principe de deux MADA en cascade.

### I.11.3. Machine asynchrone à double alimenté sans balai:

Cette configuration de machine essaye d'allier les avantages de la machine asynchrone à cage et de la machine asynchrone à rotor bobiné. Elle est constituée par un rotor à cage et par deux bobinages triphasés indépendants dans le stator figure I.12. Un des bobinages du stator, appelé bobinage de puissance, est directement relié au réseau, tandis que l'autre, appelé bobinage de commande, est alimenté par un convertisseur bidirectionnel. La maîtrise de l'état électromagnétique de la machine est assurée par le bobinage de commande, ce qui permet de générer dans le bobinage de puissance une tension à la fréquence et amplitude nominales du réseau même si le rotor s'éloigne de la vitesse synchronique [POZ\_03].

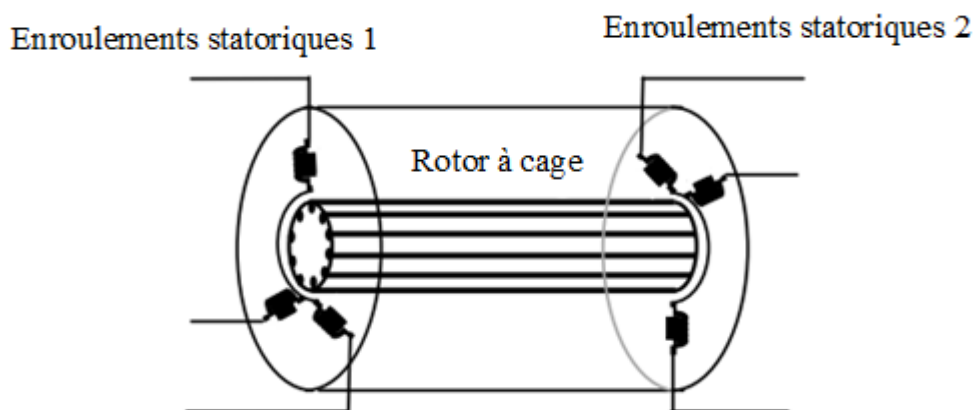


Figure I.12: Schéma de principe de deux machines asynchrones reliées mécaniquement et électriquement par le rotor.

### I.11.4. MADA à réluctance:

Cette machine utilisant le principe d'un rotor de moteur à réluctance variable. Elle est nommée « Doubly Fed Reluctance Machine » [CHE\_12].

### I.11.5. MADA "tandem" :

Cette machine possédant un rotor à cage et deux enroulements statoriques. Un stator est fixe tandis que l'autre peut être tournant [CHE\_12].

## I.12. Description de la machine asynchrone à double alimentation:

La figure I.9, présente une configuration classique de la turbine éolienne utilisant une MADA. La MADA est un générateur à rotor bobiné avec un système de balais et des bagues (slip rings). Le stator de la machine est directement connecté au réseau électrique et le rotor connecté au réseau au travers d'une chaîne de convertisseurs électroniques à bus continu intermédiaire. La MADA est alimentée à partir de la tension réseau et de la tension à la sortie du convertisseur électronique de puissance à fréquence variable associé au rotor. Afin d'obtenir des vitesses de rotation hypo-synchrone ou hyper-synchrone, la chaîne de conversion électronique associée au rotor doit être bidirectionnel. Cela est effectué à partir d'un deux convertisseurs (coté rotor et coté réseau) avec un bus continu en commun. Le convertisseur de tension coté réseau est connecté à celui ci via trois bobines permettant de filtrer les harmoniques du courant [PEN\_10].

A cause de ce système de contact glissant, la MADA présente l'inconvénient de nécessiter une maintenance plus régulière que pour une machine asynchrone à cage. En effet, les balais doivent frotter sur les bagues pour réaliser le contact électrique entre ces deux pièces. Mais le frottement entre deux pièces provoque de l'échauffement mais surtout de l'usure. Généralement, les balais sont constitués d'une matière (graphite) moins dure que les bagues, ce sont donc eux qu'il faut remplacer quand leur usure devient importante. C'est donc un inconvénient important pour ce type de MADA, mais l'utilisation des machines asynchrones à double alimentation sans balai (Brushless Doubly Fed Induction Machine) permet d'avoir une maintenance moins fréquente [BON\_08].

## I.13. Structure et principe de fonctionnement de la MADA:

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec rotor bobiné présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants. Intégrée dans un système éolien, la machine a généralement son stator connecté au réseau et l'énergie rotorique varie selon différents systèmes décrits ci-dessous. Les convertisseurs utilisés sont alors dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est alors compensée par l'économie réalisée sur le convertisseur [POI\_03].

Dans son fonctionnement, elle s'apparente au fonctionnement de la machine synchrone avec une vitesse constante du fait de l'imposition des fréquences aux deux armatures et le caractère asynchrone est lié à la différence de vitesse entre le champ statorique et le rotor. Sa magnétisation est donnée par la contribution des deux armatures alimentées par des sources à courant alternatif. Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de machine synchrone à excitation alternative.

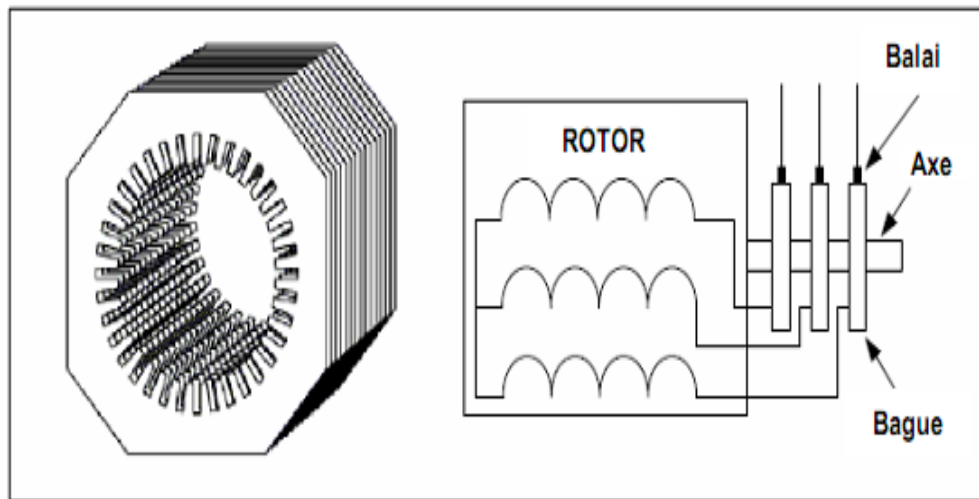


Figure I.13 : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.

Les trois enroulements rotoriques sont reliés à travers des balais glissants sur les bagues du rotor à un convertisseur d'électronique de puissance pour assurer une deuxième alimentation par le rotor. Selon le mode de fonctionnement, l'ensemble machine asynchrone, convertisseur et éventuellement un transformateur est appelé cascade hypo ou hyper synchrone [TRI\_13].

#### I.14. Modes de fonctionnement de la MADA:

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine. Le principe de la commande de la MADA en ces modes peut être compris à travers la figure I.14. Dans cette dernière,  $P_s$ ,  $P_r$  et  $P_{mec}$  désignent respectivement les puissances du stator, du rotor et mécanique [BON\_08].

En négligeant les pertes, on peut généraliser le transfert des puissances montré dans la figure I.12 comme suit :

$$P_r = g \cdot P_S \quad (\text{I.13})$$

$$P_{rés} = P_{mec} = P_S - P_r = (1 - g) \cdot P_S \quad (\text{I.14})$$

Moteur ( $P_{mec} > 0$ )	générateur ( $P_{mec} < 0$ )
<b>hypo-synchrone</b> $g > 0$ $P_S > 0$ $P_r > 0$	<b>hypo-synchrone</b> $g > 0$ $P_S < 0$ $P_r < 0$
<b>hyper-synchrone</b> $g < 0$ $P_S > 0$ $P_r < 0$	<b>hyper-synchrone</b> $g < 0$ $P_S < 0$ $P_r > 0$

Tableau I.1 Quadrants de fonctionnement de la MADA

Lorsque la machine fonctionne en **moteur**:

- ① En mode **hypo-synchrone** : la puissance est fournie par le réseau. Si la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme, "la puissance de glissement" est renvoyée sur le réseau.
- ② En mode **hyper-synchrone** : une partie de la puissance absorbée par le réseau va au rotor et est convertie en puissance mécanique.

Lorsque la machine fonctionne en **génératrice**:

- ③ En mode **hypo-synchrone** : une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.
- ④ En mode **hyper-synchrone** : la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à  $g \cdot P_m$  est transmise par l'intermédiaire du rotor.



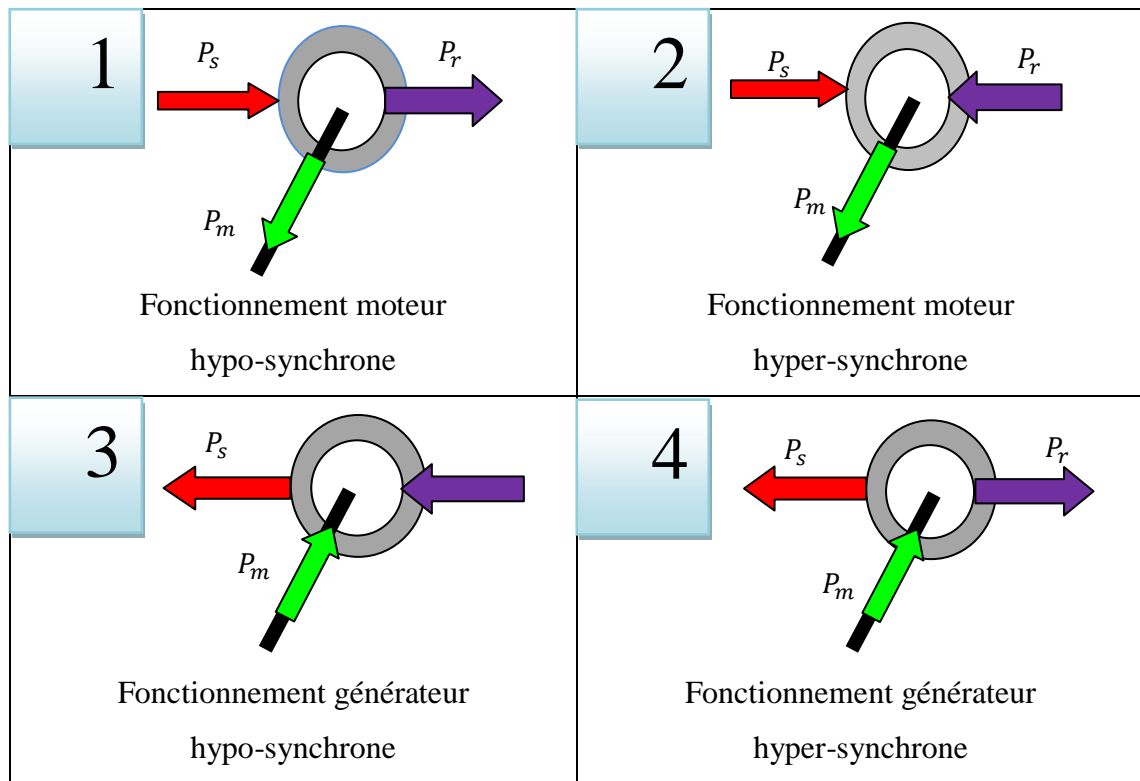


Figure I.14: Modes opérationnels caractéristiques de la MADA.

### I.15. Conclusion:

Dans ce chapitre, on a présenté quelques généralités sur l'énergie éolienne, son différents types des éoliennes, son principe de fonctionnement. On a décrit les différents types de machines électriques utilisées dans la conversion aérodynamique. Dans ce chapitre, on s'est intéressé à l'état de l'art de la machine asynchrone à double alimentation. Dans le deuxième chapitre, l'étude va traiter la commande vectorielle de la machine et les différents convertisseurs électroniques assurant la commande rotorique de la MADA pour exploiter au mieux l'énergie disponible dans le vent en cherchant le point de fonctionnement à puissance maximale, dit en anglais maximum power point tracking (MPPT).



## ***CHAPITRE 2***

# ***Commande vectorielle d'un générateur asynchrone à double alimentation***

## II.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 pales profilées ont été utilisés avec succès pour générer l'électricité [SUW\_12]. 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 [TAR\_15], [TAN\_95]. La 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.

Dans nos jours, une grande partie des éoliennes installées sont équipées d'une machine asynchrone à double alimentation. Cette génératrice permet une production d'électricité à vitesse variable [TRI\_16].

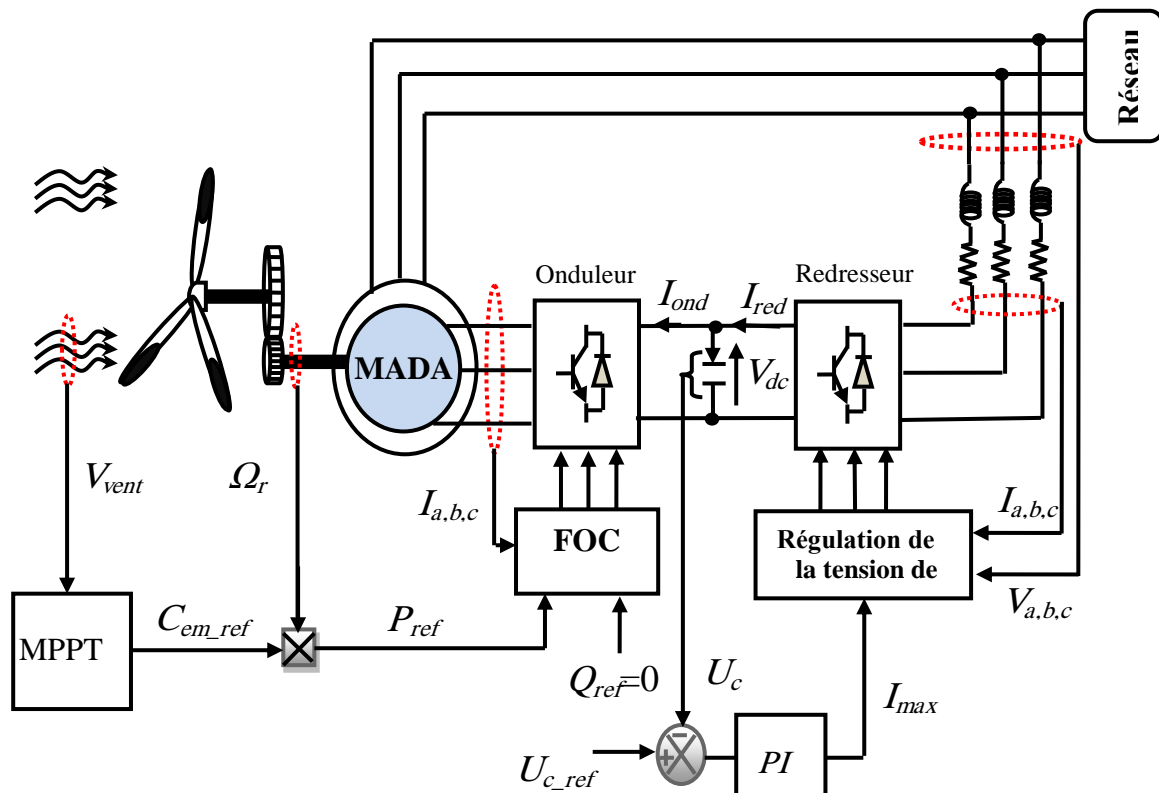


Figure II.1: Structure de la chaîne éolienne globale basée sur une MADA

Le stator de la génératrice est directement couplé au réseau, le plus souvent par un transformateur. A la place du rotor à cage d'écureuil, ces machines asynchrones ont un rotor bobiné dont le réglage électronique assure la variation du glissement. La chaîne du rotor permet ainsi à l'ensemble de fonctionner à vitesse variable sur une plage de vitesse qui dépend du type et du dimensionnement de la chaîne du rotor figure. II.1.

Dans ce chapitre nous avons présenter le modèle complet de la chaîne de conversion éolienne basé sur une MADA. Cette chaîne repose sur l'assemblage des différents modèles étudiés concernant les éléments constitutants: la turbine, le multiplicateur, le générateur asynchrone à double alimentation et l'alimentation.

## II.2. Modélisation d'une turbine éolienne:

La figure. II.2 montre le schéma d'une turbine éolienne [EBR\_16], [KAI\_12]. Dans la figure la turbine qui sera modélisée comporte trois pales de longueur  $R$ , fixées sur un arbre d'entraînement tournant, ce qui permettent de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse  $\nu$  de gain  $G$ . Cette modélisation (essentiellement dépendante du coefficient de puissance ou rendement énergétique de l'éolienne) s'appuie sur des recoupements bibliographiques ou des informations extraites de brochures des différents constructeurs [LAV\_05].

### II.2.1. La puissance d'une éolienne:

La puissance cinétique du vent à travers un disque éolien de rayon  $R$ , est donnée par la relation suivante [WEL\_97], [BOU\_14], [TRI\_13] :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho \cdot S \cdot V_{vent}^3 = \frac{1}{2} \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_{vent}^3 \quad (\text{II.1})$$

Nous constatons que la puissance est directement proportionnelle à la surface balayée par le rotor, mais surtout au cube de la vitesse du vent [LIN\_11], [EBR\_16]:

$$P_{aéro} = C_p \cdot P_v = C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho \cdot S \cdot V_{vent}^3}{2} \quad (\text{II.2})$$

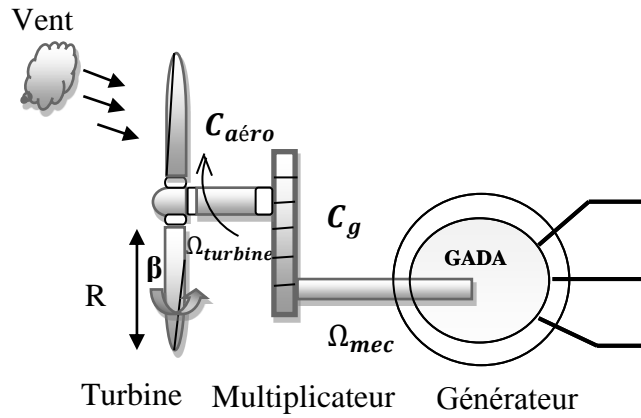


Figure II.2: Schéma de la turbine éolienne.

$$\lambda = \frac{\Omega_{turbine} \cdot R}{v} \quad (\text{II.3})$$

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

$$C_{aéro} = \frac{P_{aéro}}{\Omega_{turbine}} = C_P \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (\text{II.4})$$

### II.2.2. Le coefficient de puissance:

Le coefficient de la puissance  $C_P$  représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne et dépend du nombre de pales du rotor et de leurs formes géométriques et aérodynamiques de la turbine (longueur, profil des sections) [ELA\_04], [BOU\_06].

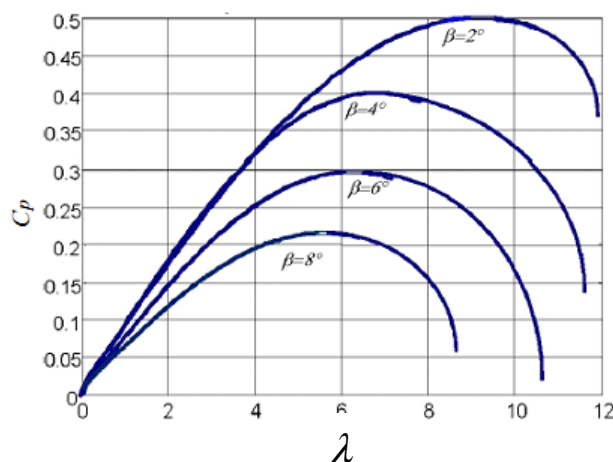


Figure II.3: Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine (λ) pour une éolienne de grande puissance.

La figure. II.3 représente la variation de ce coefficient en fonction du ratio de vitesse, et de l'angle de l'orientation des pales  $\beta$  pour une éolienne de grande puissance prise comme exemple d'application dans cette étude. A partir des relevés réalisés sur cette éolienne, l'expression du coefficient de puissance est interpolée sous la forme suivante [ELA\_04] :

$$C_p = 0.5 - 0.167(\beta - 2) \cdot \sin \left[ \frac{\pi(\lambda + 0.1)}{(18.5 - 0.3 \cdot \beta)} \right] - 0.00184(\lambda - 3) \cdot (\beta - 2) \quad (\text{II.5})$$

### II.2.3. Modèle du Multiplicateur:

La boîte de vitesse (multiplicateur) permet de convertir la vitesse réduite des pales en une vitesse élevée nécessaire pour la machine électrique selon le rapport de multiplication de transmission  $G$  [ZHA\_12], [HAC\_12]. Cet élément définit le couple mécanique et la vitesse de rotation de la machine comme suit:

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (\text{II.6})$$

Pour le couple, on aura :

$$C_g = \frac{C_{aéro}}{G} \quad (\text{II.7})$$

### II.2.4. Equation dynamique de l'arbre:

La transmission de puissance est composée de l'inertie du rotor de la turbine et de l'inertie de la génératrice [PEN\_10]. Le schéma mécanique équivalent proposé intègre ces deux inerties.

L'accélération de l'ensemble est modélisée par une équation différentielle du premier ordre :

$$J_t \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \sum \text{des couple} = C_{mec} \quad (\text{II.8})$$

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (\text{II.9})$$

$J_t$ : C'est l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice.

Le couple résistant qui résulte des frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux  $f$ :

$$C_{vis} = f \Omega_{mec} \quad (II.10)$$

Basée sur les équations présentées précédemment, la figure. II.4 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 comme montre dans la figure II.4.

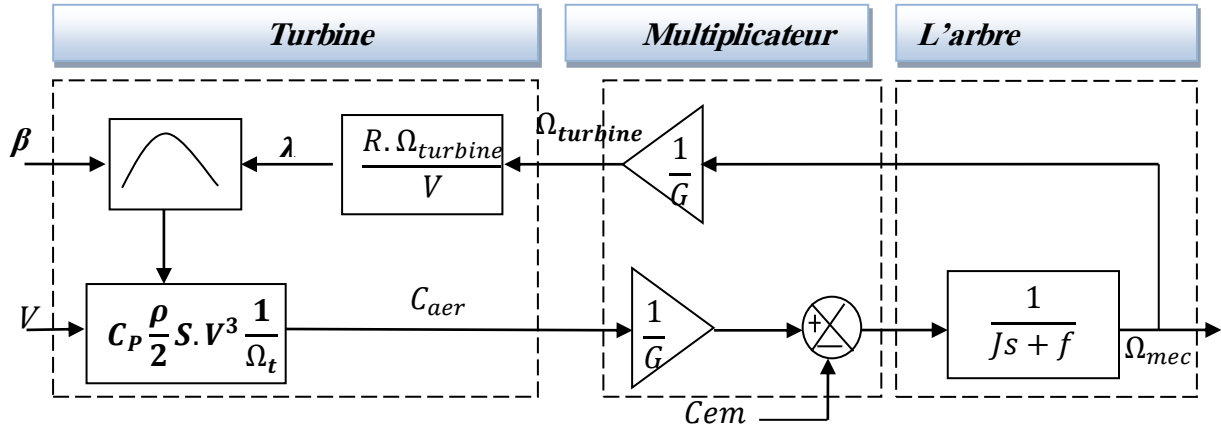


Figure II.4: Schéma bloc du modèle de la turbine.

### II.3. Stratégie de maximisation de la puissance extraite:

#### II.3.1. Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse:

Dans la région de fonctionnement à charge partielle (zone II voir figure I.4 dans le chapitre I) d'une éolienne à vitesse variable, la commande a pour principaux objectifs de maximiser l'énergie capturée du vent. Comme cité précédemment, le coefficient de puissance  $C_p(\lambda, \beta)$  est une fonction non linéaire de la vitesse spécifique  $\lambda$  et de l'angle de calage  $\beta$ .

Cette fonction possède un seul maximum  $C_{opt}(\lambda_{opt}, \beta=0)$ , le rotor peut fournir une puissance aérodynamique maximale uniquement pour le  $C_{opt}$  [IKN\_06].

Le couple électromagnétique de référence  $C_{em-ref}$  permettant d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence  $\Omega_{ref}$  obtenu par la relation suivant:

$$C_{emref} = PI(\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad (II.11)$$

$$\Omega_{turbine\_ref} = \frac{\lambda_{Cpmax} \cdot v}{R} \quad (II.12)$$

Selon la figure II.4, La référence de la vitesse de la turbine correspond à celle correspondant à la valeur optimale du ratio de vitesse  $\lambda_{C_{Pmax}} = 9$  (à  $\beta$  constant et égal à  $2^\circ$ ).

permettant d'obtenir la valeur maximale du  $C_{Pmax} = 0.5$ . La figure. II.5 représente le schéma bloc de cette maximisation.

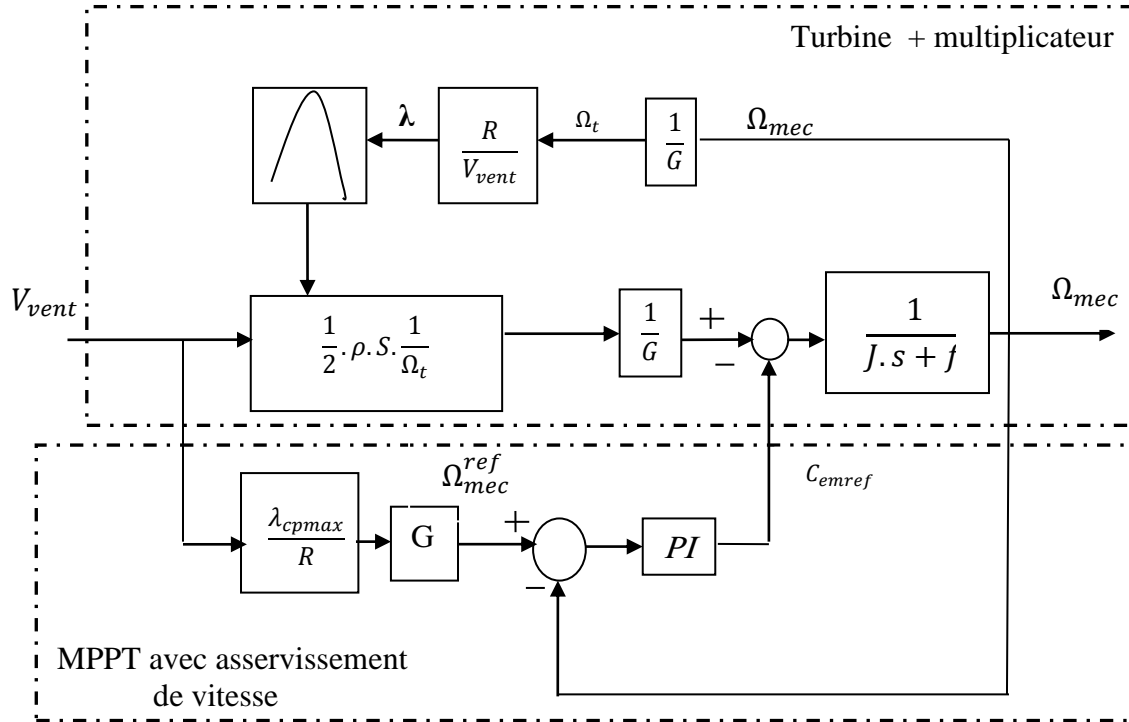


Figure II.5: Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite avec asservissement de la vitesse.

### II.3.2. Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse:

Ce mode de contrôle repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent devant les constantes de temps électriques du système éolien, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul [GAI\_10] [LEC\_04], [KAR\_12], [COU\_08], [SYL\_13]. Dans ce cas, à partir de l'équation dynamique de la turbine (II.13), on obtient l'équation statique décrivant le régime permanent de la turbine:

$$J_t \frac{d\Omega_{tr}}{dt} = C_m - C_{mec} = 0 \quad (\text{II.13})$$

L'équation (II.13) nous permet d'écrire:

$$C_m = C_{mec} \quad (\text{II.14})$$

L'équation précédant signifie que le couple électromagnétique de réglage est déterminé à partir d'une estimation du couple éolien et est défini par:



$$C_{emref} = C_{Trestimé} \tag{II.15}$$

Le couple éolien peut être déterminé à partir de la connaissance d'une estimation de la vitesse du vent et de la mesure de la vitesse mécanique en utilisant l'équation:

$$C_{Trestimé} = C_{pmax} * \frac{S \cdot \rho}{2 \cdot \Omega_{testimé}} * V_{estime}^3 \tag{II.16}$$

Avec  $\Omega_{testimé} = \Omega_{turbine}$

La vitesse du vent estimée peut être donnée par l'équation suivante:

$$V_{estime} = \frac{\Omega_{testimé} \cdot R}{\lambda_{opt}} \tag{II.17}$$

En se basant sur les équations précédentes, on peut alors écrire:

$$C_{emref} = k * \Omega_{tr}^2 \tag{II.18}$$

Où K est une constante définie par :

$$k = \frac{C_{pmax} \pi \cdot \rho \cdot R^3}{2 \cdot \lambda_{opt}} \tag{II.19}$$

Pour la zone de fonctionnement étudiée (Zone 2, figure I.4) et dans le cas du contrôle MPPT, le couple électromagnétique de référence est donc proportionnel au carré de la vitesse de rotation de la MADA. On peut alors obtenir le schéma de contrôle suivant.

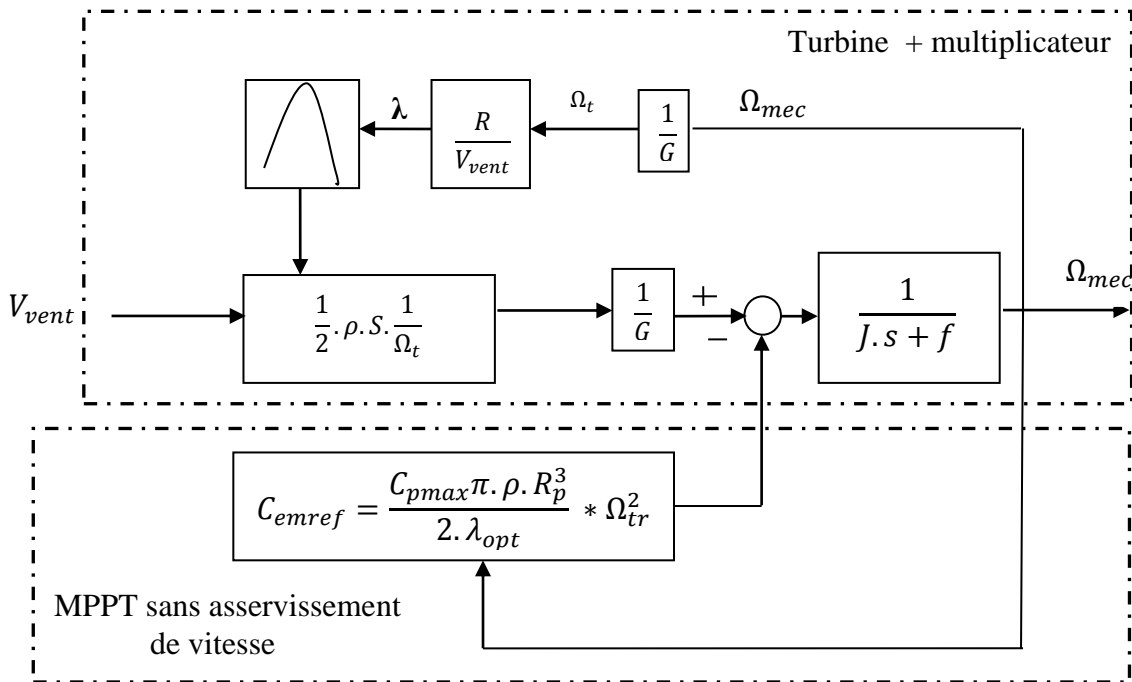


Figure II.6: Schéma bloc d'une MPPT sans asservissement de la vitesse.

## II.4. Modèle naturel triphasé de la MADA:

Pour cette mise en équation de la MADA, on suppose les hypothèses simplificatrices:

- circuit magnétique non saturé, les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants.
- Les pertes dans le fer (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) sont nulles. La variation des résistances des enroulements (en fonction de la température) est négligeable [KAI\_13].

Voici alors les équations des tensions statoriques et rotoriques:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{Sr}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ \\ \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{Sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{II.22})$$

## II.5. Application de la transformation de Park à la MADA:

Les modèles issus de la transformation de Park ou de Concordia, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des machines [KAI\_13]. La transformation de Park permet de passer d'un système triphasé alternatif à un système biphasé (repère d, q).

### II.5.1. Choix du référentiel:

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels [TRI\_13].

Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique :

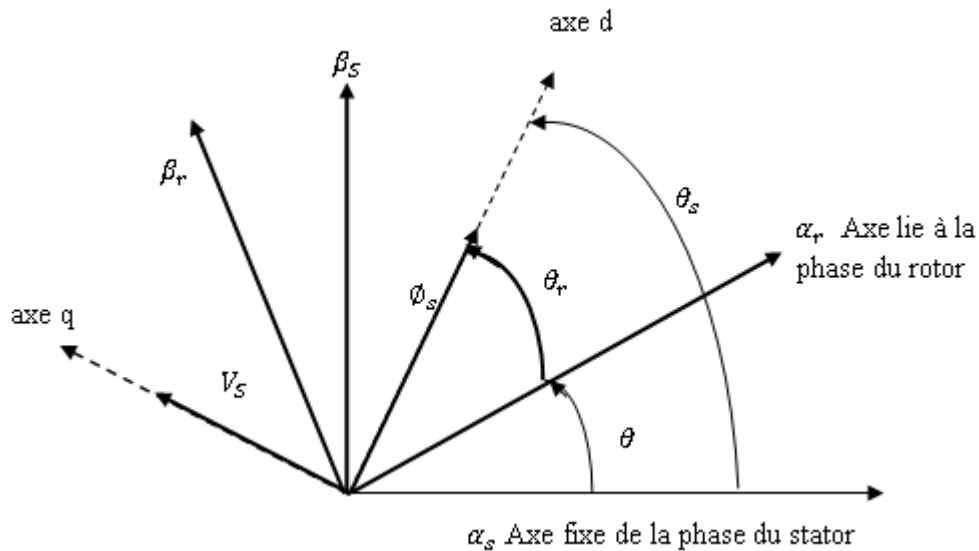


Figure. II.7 : L'orientation de la tension et de flux statorique.

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié au champ tournant.

La figure II.8, montre la disposition de ces angles avec le système d'axe choisi. Elle met en évidence les axes fixes  $\alpha_s, \beta_s$  lié au stator, l'axe tournant  $\alpha_r, \beta_r$  lié au rotor et l'axe tournant  $dq$ , dont l'axe  $d$  est synchronisé avec le vecteur flux statorique et l'axe  $q$  avec le vecteur tension statorique [PEN\_10], [KES\_14], [KAR\_12].

En vue de la commande vectorielle d'un générateur asynchrone à double alimentation, il convient de choisir un référentiel lié au champ tournant, lequel serait relatif à la fréquence 50Hz. Le repère de Park serait, de ce fait, synchronisé avec le flux statorique [GHE\_11]. Ce pour cela dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et commande de la GADA [JER\_09], [POI\_09]. Dans ce cas, le modèle de la GADA biphasé (repère  $d, q$ ) devient:

## II.6. Equation de tension:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$\omega$  : Pulsation mécanique du rotor.

### II.7. Equation du flux:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

### II.8. Equation mécanique:

L'équation mécanique de la machine est décrite sous la forme :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II.25})$$

### II.9. Expression du couple électromagnétique:

$$C_e = \frac{p \cdot M}{L_s} (\phi_{qs} \cdot i_{dr} - \phi_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (\text{II.26})$$

### II.10. Commande vectorielle du générateur asynchrone à double alimentation (GADA):

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 [AKK\_10], [CHE\_12].

On oriente le flux statorique selon l'axe d pour que la composante suivant l'axe q soit constamment nulle ( $\Phi_{qs} = 0$ ,  $\Phi_{ds} = \Phi_s$ ) et le modèle de la machine sera plus simple [JER\_09], [BEN\_14] comme il est présenté dans les équations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Prenons l'une des quatre expressions du couple électromagnétique trouvées dans les équations précédentes, par exemple l'équation suivante:

$$C_e = p(\Phi_{ds} \cdot i_{qs} - \Phi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (\text{II.28})$$

D'après l'orientation de flux statorique, l'expression du couple électromagnétique devient:

$$C_e = p \cdot \Phi_{ds} \cdot i_{qs} \quad (\text{II.29})$$

Cette expression du couple ressemble bien à l'expression du couple d'un moteur à courant continu à excitation séparée. Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, le couple électromagnétique peut être contrôlé indépendamment du flux par action sur le courant  $i_{qs}$ , ce qui est l'objectif de la commande vectorielle [KAR\_13].

En adoptant l'hypothèse d'une résistance statorique  $R_s$  négligeable et que le flux statorique est constant et orienté selon l'axe d [GHE\_11], [GAI\_10], on déduit :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = \omega_s \Phi_s \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ 0 = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

L'expression du couple électromagnétique devient alors :

$$C_e = p \frac{v_s}{\omega_s} i_{qs} \quad (\text{II.32})$$

### II.10.1. Expressions des puissances active et réactive statoriques:

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

$$\begin{cases} P_S = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ Q_S = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

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

$$\begin{cases} P_S = v_s i_{qs} \\ Q_S = v_s i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Les puissances active  $P_S$  et réactive  $Q_S$  sont donc fonction des courants statoriques  $i_{qs}$  et  $i_{ds}$  respectivement [MER\_07], [MET\_09], sur les quels nous avons au qu'une action directe. Nous devons donc chercher une relation entre les courants rotoriques et les courants statoriques.

A partir des expressions des flux statoriques, nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{v_s}{\omega_s L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve:

$$\begin{cases} P_S = -\frac{v_s M}{L_s} \cdot i_{qr} \\ Q_S = \frac{v_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{v_s M}{L_s} \cdot i_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

D'après l'expression (II.36) nous avons remarqué que la puissance active statorique est contrôlée par la composante quadrature de courant rotorique. Et la puissance réactive statorique est contrôlée par le composant direct de courant rotorique.

### II.10.2. Expressions des tensions rotoriques:

A partir du système d'équation (II.24) les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{dr} + \frac{M \cdot v_s}{\omega_s L_s} \\ \Phi_{qr} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

En introduisant ces expressions dans les équations des tensions rotoriques du système (II.30), on trouve :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_S} \right) \cdot \frac{di_{dr}}{dt} - g\omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_S} \right) \cdot i_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_S} \right) \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + g\omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_S} \right) \cdot i_{dr} + g \frac{M \cdot V_S}{L_S} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

A partir des systèmes d'équations (II.36) et (II.38), nous pouvons élaborer le modèle pour le contrôle des puissances tel qu'il est présenté par le schéma bloc ci-dessous.

L'expression  $g\omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_S} \right)$ , représente le terme de couplage entre l'axe direct et l'axe quadrature. Pour des faibles glissements, ce terme de couplage peut être négligé pour avoir un découplage parfait entre les deux axes. Cependant, pour certaines applications de la MADA, la variation de la vitesse de rotation peut être importante et le glissement ne peut être négligé. Dans ce cas, il est nécessaire d'envisager des termes de compensation pour avoir le contrôle de chaque axe indépendamment de l'autre [BOY\_06].

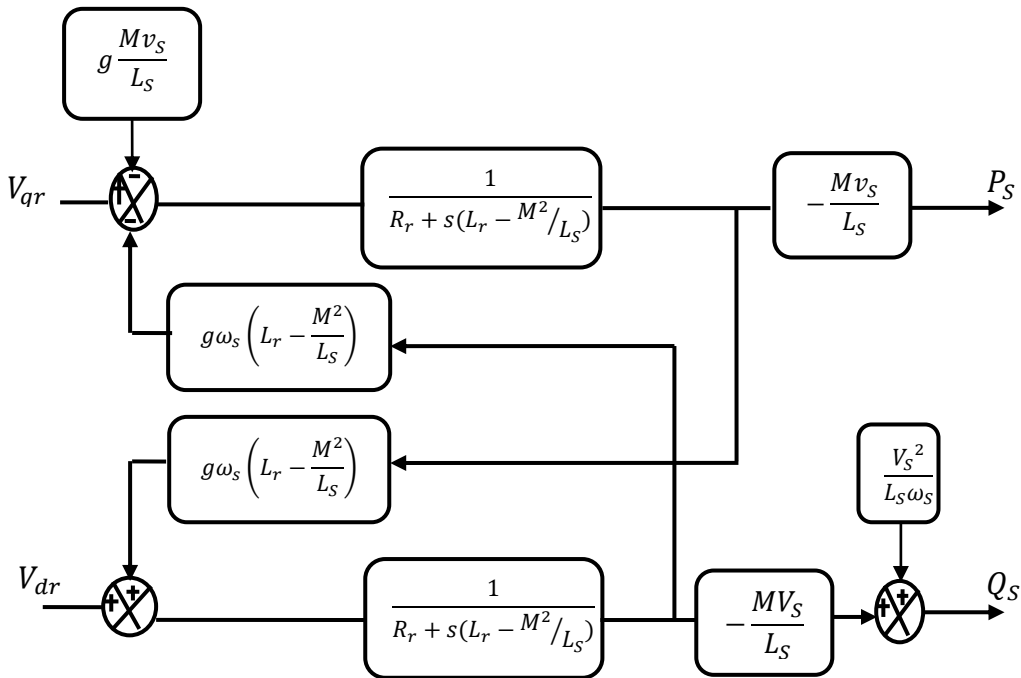


Figure II.8: Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.

### II.11. Contrôle indépendant des puissance active et réactive:

Dans cette méthode, le découplage se fait au niveau des sorties des régulateurs en courant rotorique avec un retour du système, qui permet le réglage des puissances. On

distingue donc, une commande par boucle en cascade de la puissance et du courant rotorique pour chaque axe, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  et les puissances  $Q_s$  et  $P_s$  en boucle fermée. Le schéma simplifié de l'ensemble commande-bloc découplage-machine est illustré sur la figure. II.9.

A partir des expressions de la puissance active et réactive statoriques du système (II.36), on déduit les références des courants rotoriques direct et quadrature suivant les relations :

$$\begin{cases} i_{qr.ref} = -\frac{L_s}{M \cdot v_s} \cdot P_{s.ref} \\ i_{dr.ref} = -\frac{L_s}{M \cdot v_s} \cdot Q_{s.ref} + \frac{v_s}{\omega_s \cdot M} \end{cases} \quad (II.39)$$

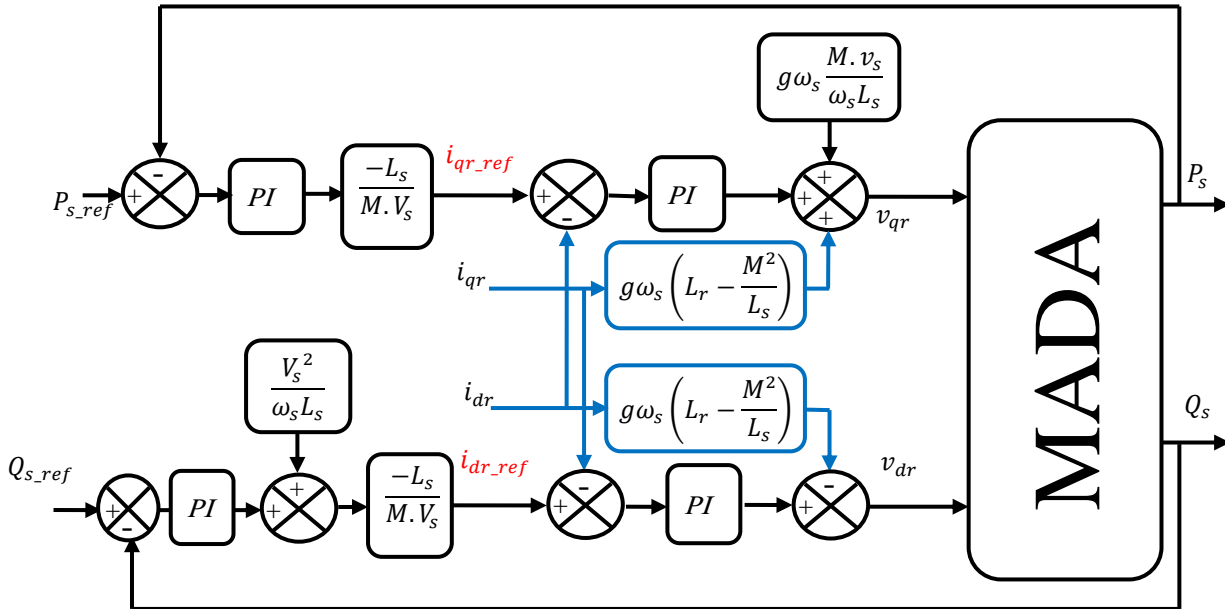


Figure II.9: Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.

### II.12. Model de l'onduleur de tension à deux niveaux:

Pour faciliter la modélisation du convertisseur de puissance, on suppose que les interrupteurs semi conducteurs soient parfaits figure II.10. L'onduleur de tension permet de contrôler les puissances (active et réactive) échangées entre le générateur et le réseau. Il peut être utilisé en mode onduleur ou en mode redresseur mais la modélisation reste la même dans les deux cas [LAV\_5].



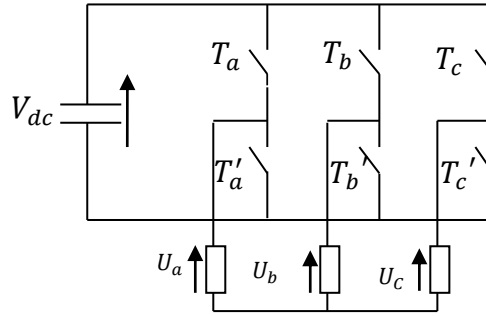


Figure II.10: Onduleur de tension à deux niveaux.

On peut exprimer les tensions en ligne en fonction de la tension dans l'étape continue et de l'état des commutateurs.

$S_a, S_b, S_c$  est l'état des interrupteurs supérieures de chaque bras de l'onduleur alors :

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

On en déduit les expressions des tensions simples par rapport aux tensions composées [CAM\_03] comme suit:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{V_{dc}}{3}(S_a - 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{V_{dc}}{3}(S_a - S_b - 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Ou encore sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

La tension de sortie de l'onduleur est contrôlée par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la valeur efficace de tension de sortie.

### II.13. Modèle complet du système de conversion éolien:

La conversion électronique d'un system éolien globale est composée de deux onduleurs couplés sur un bus continu commun. De manière générale, l'onduleur permet la conversion de courants triphasés alternatifs en un courant continu et d'une tension continue en tensions triphasées de signe alternatif [FRA\_96], [PEN\_10].

En regroupant la partie mécanique et la partie électrique de l'éolienne, une des algorithmes de la MPPT étudiées précédemment, est appliquée afin de délivrer à la génératrice la puissance active de référence. Les signaux de commande du convertisseur coté rotor proviennent de l'application de la commande vectorielle de la génératrice dont le convertisseur coté réseau est chargé à régler la tension du bus continue pour assurer toujours l'alimentation du premier et quel que soit le sens de transit de puissance. L'objectif du contrôle du convertisseur coté réseau consiste à réguler la tension du bus continu et à contrôler les puissances active et réactive transitant à travers ce dernier. Le facteur de puissance peut être fixé à 1 en imposant simplement une puissance réactive nulle [GHE\_11].

#### II.13.1. Modélisation de la liaison du rotor au réseau:

##### II.13.1.a. Modélisation du bus continu:

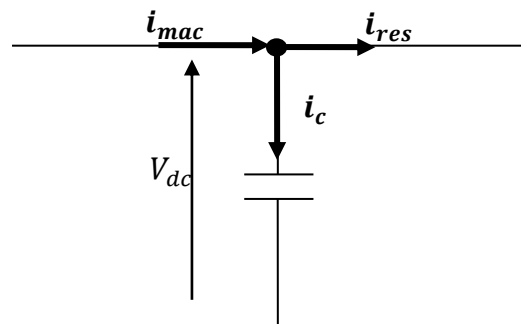


Figure II.11: Le bus continu.

La tension aux bornes du condensateur du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant circulant dans le condensateur [BRE\_08]:

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_c \quad (\text{II.44})$$

$$i_c = i_{mac} - i_{res} \tag{II.45}$$

Avec

Ainsi, le bus continu sera modélisé par la fonction de transfert suivante :

$$V_{dc} = \frac{i_c}{C \cdot s} \tag{II.46}$$

**I.13.1.b. Modélisation du convertisseur coté réseau:**

Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation de la connexion du convertisseur coté réseau figure II.12, avec le réseau électrique via le filtre RL [GAI\_10].

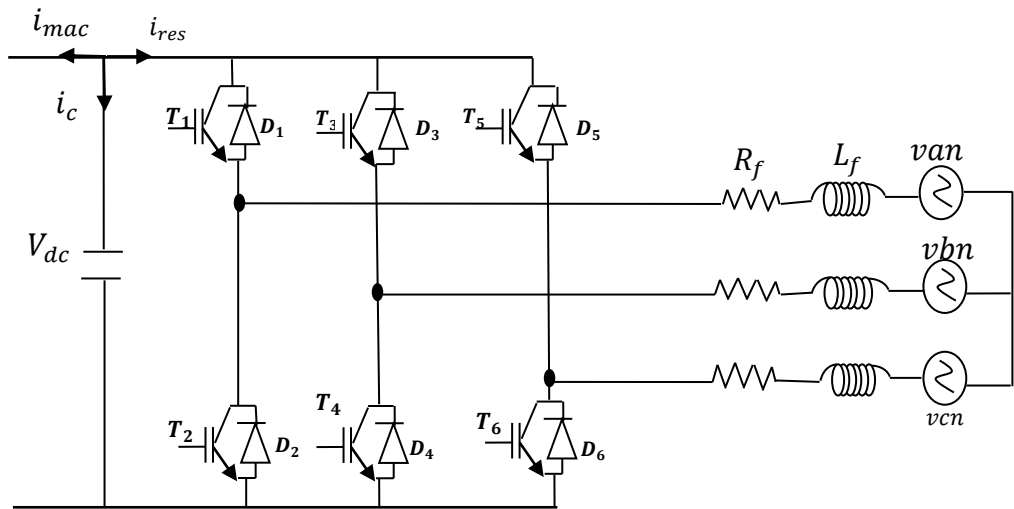


Figure II.12: Structure de base d'un redresseur de tension.

**II.13.1.c. Modélisation du filtre passif:**

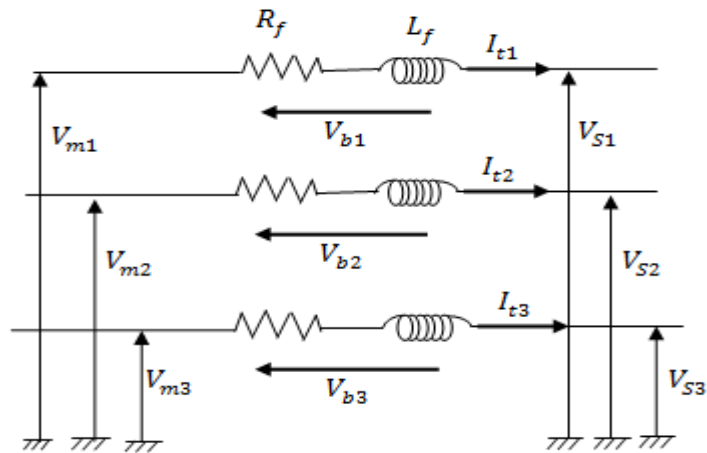


Figure II.13: Schéma du filtre R,L.

Le convertisseur coté réseau étant à deux niveau et réversible donc identique au convertisseur coté rotor.

Le filtre intermédiaire utilisé est de type  $(R_f, L_f)$  afin de générer au réseau des courants sinusoïdaux. Selon les lois de Kirchhoff, et d'après la figure II.12, nous pouvons écrire dans le repère triphasé, les expressions la tension aux bornes du filtre est donnée par:

$$\begin{bmatrix} V_{m1} \\ V_{m2} \\ V_{m3} \end{bmatrix} = R_t \begin{bmatrix} I_{t1} \\ I_{t2} \\ I_{t3} \end{bmatrix} + L_t \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{t1} \\ I_{t2} \\ I_{t3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

Avec :

$V_{m1}, V_{m2}, V_{m3}$ : Les tensions simples modulées par le convertisseur coté réseau dans le repère triphasé.

$I_{t1}, I_{t2}, I_{t3}$ : Les courants à travers le filtre.

$R_f, L_f$ : La résistance et l'inductance du filtre.

$V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}$ : Les tensions simples du réseau.

En appliquant la transformation de Park au système (II.47) on trouve le système biphasé suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{md} \\ V_{mq} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} - L_f \cdot s \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} + L_f \cdot \omega_s \begin{bmatrix} -I_{tq} \\ I_{td} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Les puissances active et réactive générées par le convertisseur coté réseau sont définies par :

$$\begin{cases} P_g = v_{ds} i_{td} + v_{qs} i_{tq} \\ Q_g = v_{qs} i_{td} - v_{ds} i_{tq} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

## II.14. Contrôle du convertisseur cote réseau:

Ce convertisseur est commandé de manière à contrôler les courants transités par le filtre. A partir de la mesure de la tension du bus continu, le convertisseur est commandé de façon à imposer des tensions de référence simples, la figure II.14 présent le schémas de la structure globale de cette technique de commande.

Donc d'après l'équation II.44 la tension du bus continu est définie par:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{mac} - i_{res}) \quad (\text{II.50})$$

Les expressions des courants de références en fonctions des puissances active et réactive de références et des tensions du réseau mesurées sont donnés dans le repère de Park (d,q) [MOG\_05], [LIL\_12]:

$$\begin{bmatrix} i_{td}^* \\ i_{tq}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{ds}^2 + v_{qs}^2} \begin{bmatrix} P_g^* & Q_g^* \\ -Q_g^* & P_g^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

Les termes de couplage entre les deux axes (d,q), sont:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = L_f \cdot \omega_s \begin{bmatrix} -I_{tq} \\ I_{td} \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

La tension au borne du filtre est donne par ces expressions:

$$\begin{bmatrix} V_{fd} \\ V_{fq} \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} + L_f \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

Nous avons commandé ce convertisseur à partir de imposer les valeurs de références des tensions simples ( $V_{md}$ ,  $V_{mq}$ ) [GAI\_10], [AMI\_12]. De façon à réguler les courants ( $I_{td}$ ,  $I_{tq}$ ) par deux contrôleurs classique *PI* tel que:

$$\begin{bmatrix} V_{md}^* \\ V_{mq}^* \end{bmatrix} = PI \begin{bmatrix} (I_{td}^* - I_{td}) \\ (I_{tq}^* - I_{tq}) \end{bmatrix} + L_f \cdot \omega_s \begin{bmatrix} -I_{tq} \\ I_{td} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

La puissance active de référence injectée au réseau est obtenue a partir de la boucle de régulation de la tension de bus continue ce pour cela nous avons présenté l'expression de la référence de la puissance stockée dans le condensateur:

$$P_{dc}^* = V_{dc} \cdot i_c^* \quad (\text{II.55})$$

Où

$$i_c^* = PI(V_{dc}^* - V_{dc}) \quad (\text{II.56})$$

Donc la puissance active de référence injectée au réseau est égale la somme de deux puissances:

- La puissance de référence stockée dans le condensateur
- La puissance de la sortie de le convertisseur coté rotor.

Alors la puissance active de référence injectée au réseau est définie par:

$$P_g^* = V_{dc} \cdot (i_{mac} - i_c^*) \quad (\text{II.57})$$

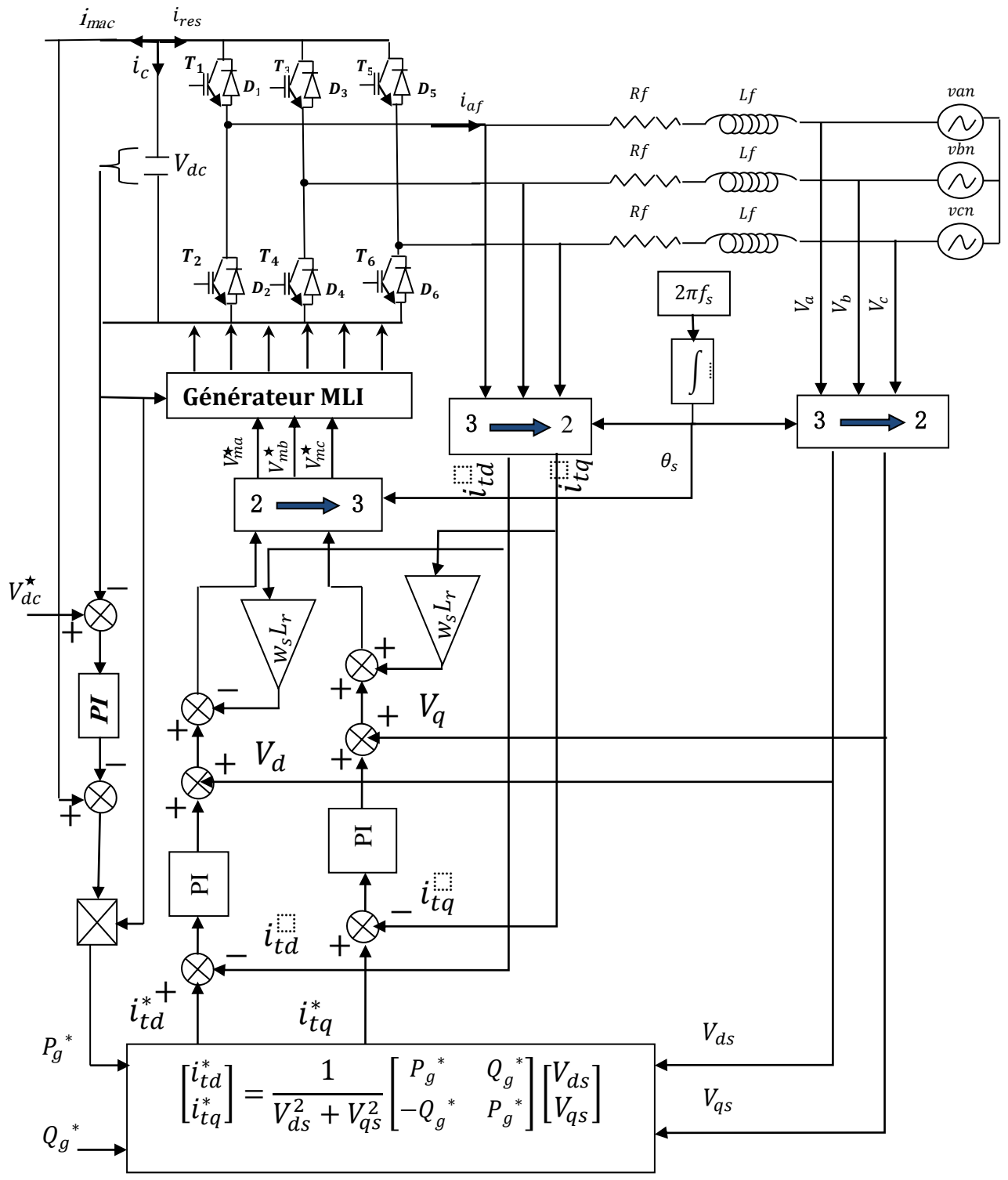


Figure II.14: Schéma bloc de la commande de la liaison au réseau

## II.15. Simulations et résultats obtenus:

A l'aide du logiciel MATLAB, les résultats de simulation obtenus va permettre de montré les performances de la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique appliqué à la machine asynchrone à double alimentation figure. II.1. Pour la commande vectoriel nous avons utilisé le schéma de la commande indirect en boucle fermée de la figure. II.9, avec deux régulateurs *PI* des courants rotoriques et deux régulateurs des puissances statoriques. Au niveau de la turbine nous avons appliqué la technique de maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse mécanique.

Le profil du vent appliqué est donné dans la figure ci-dessous. D'après les résultats obtenus pour cette application, on constate les remarques suivantes :

- Cette commande permet de découpler les expressions de la puissance actives est réactives du générateur ou encoure celle du flux et du couple.
- La vitesse spécifique  $\lambda$  et le coefficient de puissance  $C_p$  figure. II.16, figure. II.17, ne changent pas beaucoup de valeurs, ils restent pratiquement égaux à leurs valeurs de références optimales 9 et 0.5 successivement. Ce qui montre l'efficacité de la commande MPPT sur la turbine éolienne.
- Les figures. II.19 et II.20 montrent bien un bon découplage entre la puissance active et réactive statorique. Il est clair que la puissance active statorique suive ses valeurs désirées pendant toutes les variations de la vitesse du vent.
- La puissance active du côté statorique est négative ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la MADA.
- La puissance réactive est nulle, c'est une condition de fonctionnement de la MADA pour avoir un facteur de puissance unitaire.
- La puissance active statorique suit sa référence optimale et possède la même allure que le profil du vent appliqué, cette allure est conforme aussi à celle du couple éolien du côté de la MADA figures. II.19.
- La vitesse de la MADA figure. II.18 est l'image du vent entraînant l'éolienne. Cette allure est confirmée aussi à celle de couple éolien du côté de la machine.
- La figure. II.22 représente l'évolution de la tension du bus continu ainsi que son zoom, qui fait montrer que :
  - a) La tension du bus continu atteint sa consigne qui est 1800V à un temps de réponse plus petit, sans dépassement et ni erreur statique.

b) La forme de la tension du bus continu est plus douce, qui présente une supériorité lors des variations de la vitesse du vent.

- Les figures. II.23 et II.24 montrent que les courants obtenus au stator et au rotor augmentent quand la vitesse du vent augmente, de plus, ces courants ont des formes sinusoïdales mais à des grandes oscillations dans le cas de courants statoriques qui implique la grande existence des harmoniques dans ces courants statoriques générés par le GADA et injectés au réseau.

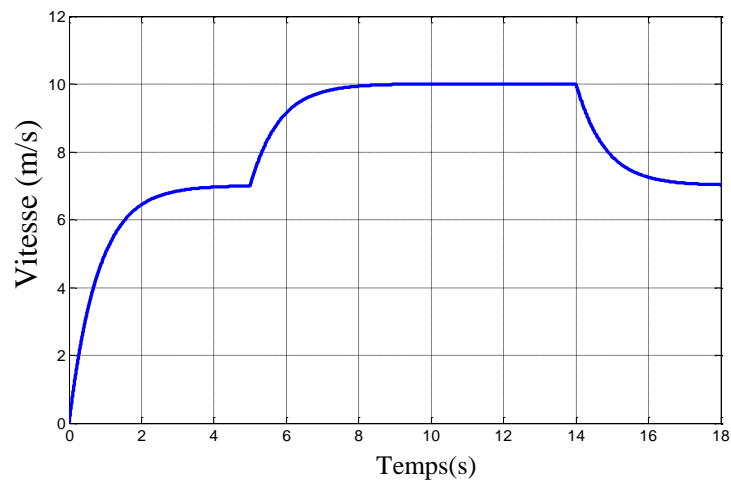


Figure II.15: Profile du vent appliqué.

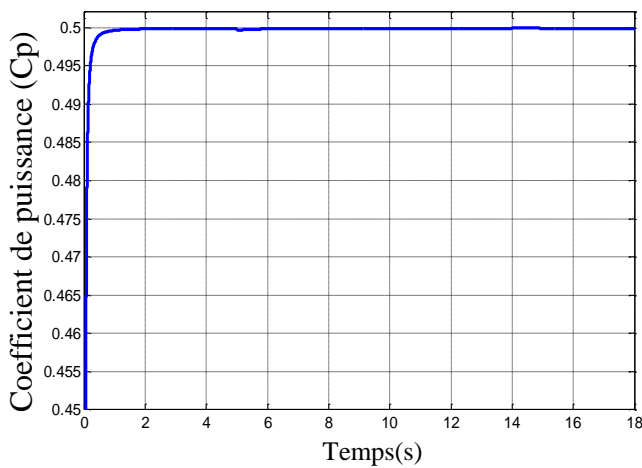


Figure II.16: Le coefficient de puissance .

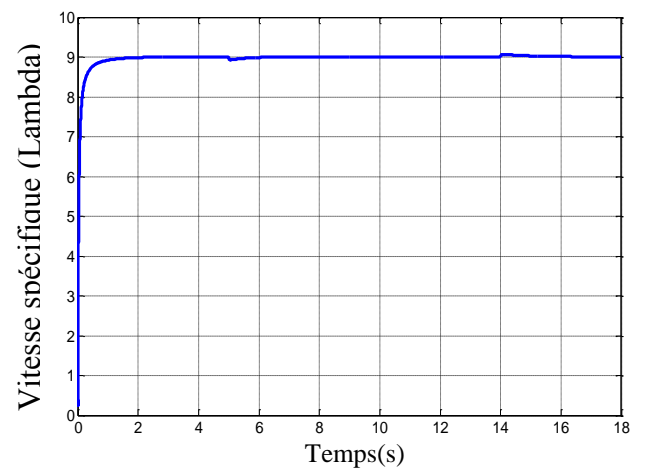


Figure II.17: La vitesse spécifique lambda.



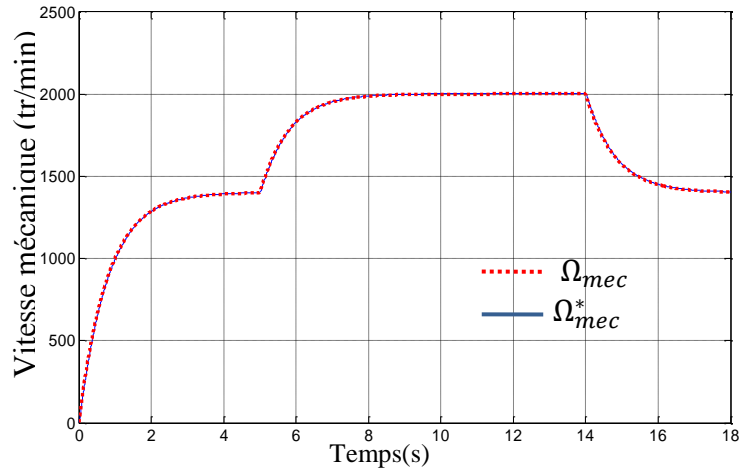


Figure II.18: Vitesse de la turbine selon le MPPT.

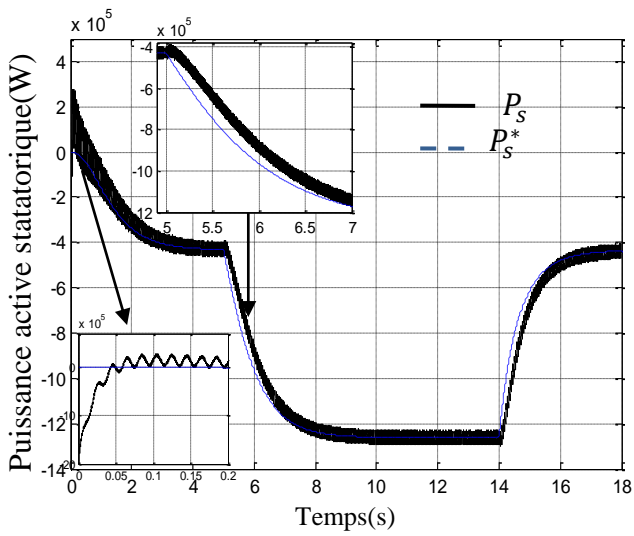


Figure II.19: La puissance active statatorique.

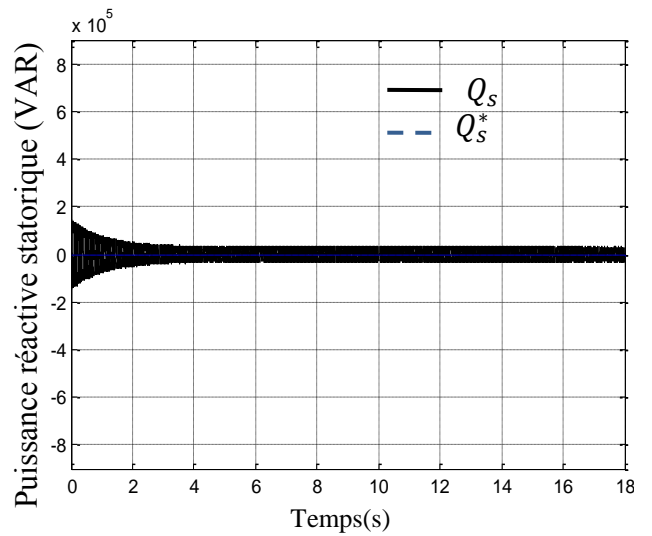


Figure II.20: La puissance réactive statatorique.

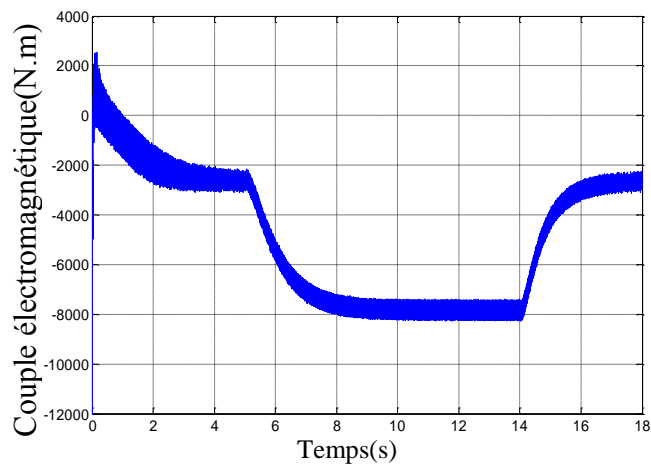


Figure II.21: Le couple électromagnétique.

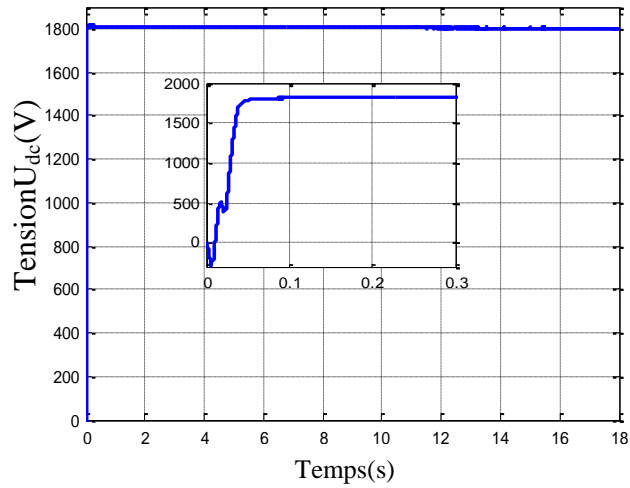


Figure II.22: La tension du bus continue.

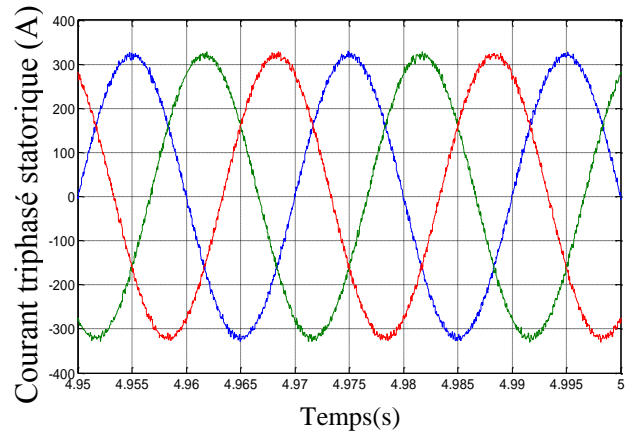
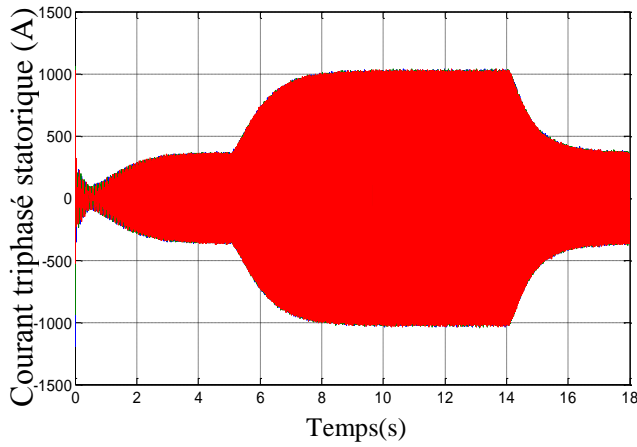


Figure II.23: Les courants statoriques triphasés avec un zoom.

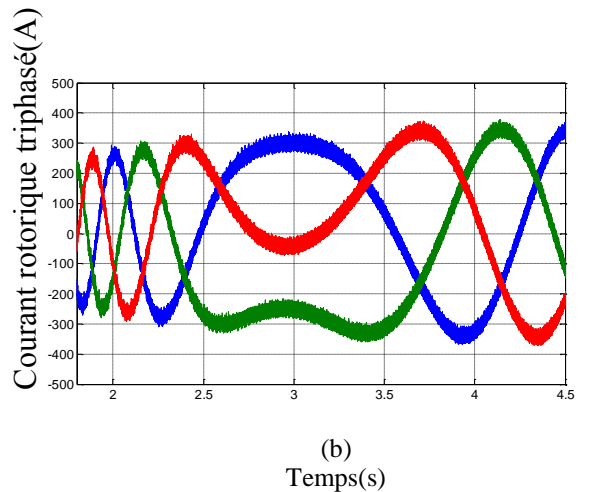
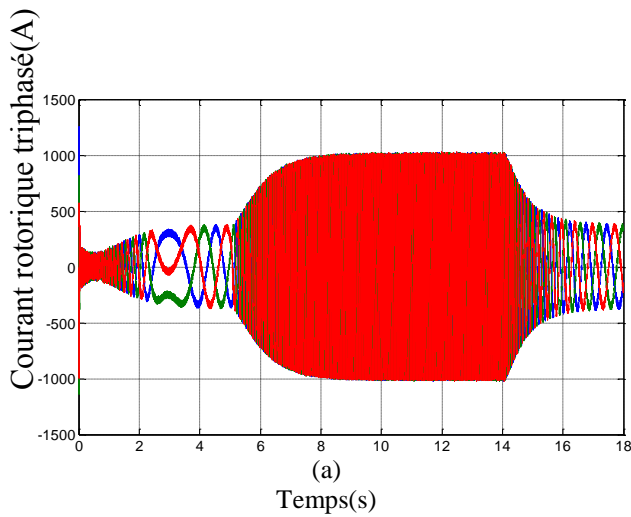


Figure II.24: Les courants rotoriques triphasés avec (b) un zoom.

**II.16. 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. Dans ce chapitre nous avons détaillé tous les éléments constitutifs du système de conversion éolienne en associant la partie mécanique à la partie électrique, ainsi que la commande de chacun afin de faire fonctionner l'ensemble au maximum dans un état optimal.

En outre de la commande vectorielle de la MADA qui définit les signaux de commande du 1<sup>er</sup> convertisseur. La commande indirecte avec boucle de puissance (étudiée avec le régulateur *PI*). Ensuite, on a regroupé l'ensemble afin d'obtenir une connexion d'une MADA de 1.5MW au réseau.



## ***CHAPITRE 3***

***Contrôleur par mode glissant intégré d'un***

***GADA***

### III.1. Introduction :

La commande par mode glissant a connu un grand succès ces dernières années. Cela est dû à la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux incertitudes du système et des perturbations externes entachant le processus. La commande par mode glissant est le plus fréquent dans le domaine du contrôle des machines électriques particulièrement dans les générateurs éoliens comme dans les références [RUI\_13], [KAI\_12], [SHA\_12]. Il est utilisé pour la commande d'un convertisseur coté machine, convertisseur coté réseaux, il a également été utilisé dans la technologie de la MPPT pour la commande de la turbine éolienne.

Le principal inconvénient de la commande par mode glissant réside dans le phénomène bien connu de "chattering". Ce qui apparaît comme une oscillation de haute fréquence autour du point d'équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction signe. Ce phénomène est presque toujours problématique et des efforts de recherche significatifs ont été dirigés de sorte à éliminer ou du moins réduire ses effets. Dans ce chapitre nous avons adopté une solution très efficace pour éliminer le phénomène de chattering dans le contrôleur par mode glissant appliqué sur la commande d'un système éolien.

### III.2. Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable :

Etant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par modes glissants (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien de glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure.III.1 [HUS\_09].

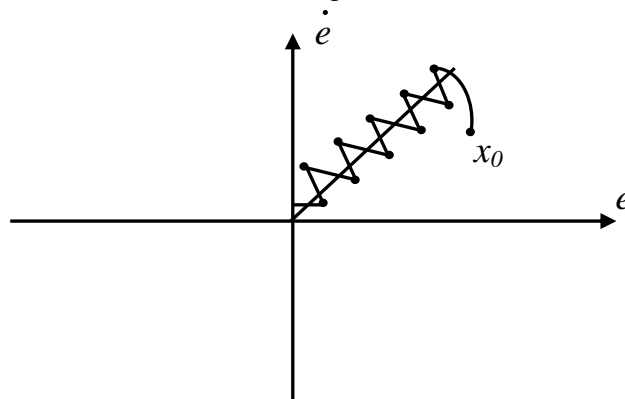


Figure III.1 : Modes de fonctionnement dans le plan de phase.

### III.3. Conception de la commande par mode glissant :

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes. Ces étapes concernent:

- Le choix des surfaces.
- L'établissement des conditions l'existence et de convergence
- La détermination de la loi de commande [BUH\_86], [BOU\_07].

#### III.3.1. Choix de la surface de glissement [BRE\_10], [BOU\_91], [HUS\_09]:

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur erreur du vecteur d'état. Considérons le système non linéaire défini par les équations suivantes :

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot U \quad (\text{III.1})$$

Où :  $X(t)$  est le vecteur d'état,  $U(t)$  est le vecteur de commande.

Les surfaces de glissement  $S$  sont définies par la disparition d'un variable glissant correspondant et ses dérivées temporelles successive jusqu'à certain ordre, c'est-à-dire  $r^{\text{th}}$  l'ordre définit précédemment [WEN\_14]. La surface de glissement définie dans le formalisme réduit l'ordre du système en boucle fermée, ce qui ne permet pas dans certains cas, d'imposer au système un mode de stabilisation [VAL\_1].

La surface de glissement  $S(x) = 0$  représente le comportement dynamique désiré du système, **Stoline** propose une forme générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur désirée  $x_{ref}$  cette fonction est donnée par l'équation [VAL\_08].

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} (x_{ref} - x) \quad (\text{III.2})$$

$r$  : est le degré relatif au nombre qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande

$\lambda$  : est une constante positive.

#### III.3.2. Conditions l'existence et de convergence au mode glissant :

Cette condition est en fait la condition sous laquelle le mode de glissement existe et sous laquelle la trajectoire d'état va effectivement atteindre la surface de glissement en un temps fini. Afin de déterminer ces conditions d'existence et de convergence du régime glissant [AMI\_08], les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de

converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [KHA\_06].

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation. Puisque  $S(x)$  change de signe aux deux cotés de la surface de commutation. La condition (III.3) est équivalente à exiger que la dérivée de  $\dot{S}(x)$  doive aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation [BOU\_07].

### III.3.3. La fonction de Lyapunov :

Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive appelée fonction de Lyapunov qui peut être donnée par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

L'équation (III.4), explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par  $S^2(x)$  diminue tout le temps, c'est à dire que l'état système sera attiré vers la surface de glissement, d'où le nom d'attractivité. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

La dérivée de la fonction  $V(x)$  donne :

$$\dot{V}(x) = S(x).\dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître et converger vers zéro (pour garantir l'existence du mode de glissant), il suffit d'assurer que :

$$S(x).\dot{S}(x) < 0$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal [KHA\_06].

### III.3.4. Synthèse des lois de commande du mode glissant :

Afin d'assurer l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement, on doit définir une loi de commande sous la forme suivante [AMI\_08]:

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.6})$$

Telle que  $U_{eq}$  est la commande équivalente définie par **Utkin** correspond à la commande du système nominale permettant de satisfaire la condition  $\dot{S}(x) = 0$ .

La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dS}{dx} (Ax(t) + BU(t)) \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant l'expression de  $U$  dans l'équation (III.7), on obtient :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} [Ax(t) + BU_{eq}] + \frac{dS}{dx} BU_n \quad (\text{III.8})$$

On déduit l'expression de la commande équivalente

$$U_{eq} = -\left[\frac{dS}{dx} B\right]^{-1} \left[\frac{dS}{dt} Ax(t)\right] \quad (\text{III.9})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left[\frac{dS}{dx} B\right]^{-1} \neq 0 \quad (\text{III.10})$$

Elle peut être interprétée autrement comme étant une valeur moyenne qui prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

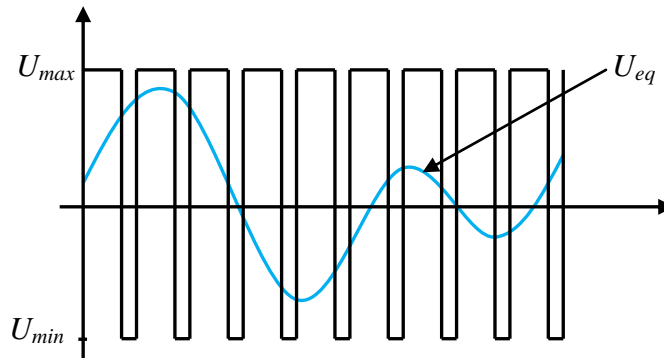


Figure III.2: Commande équivalente.

Tandis que  $U_n$  est la commande discrète qui est déterminée afin de vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système quand le système défini par l'équation (III.1) fonctionne en régime glissant, sa dynamique vérifie la condition  $\dot{S}(x) = 0$

C'est-à-dire :

$$S(x) \frac{dS}{dt} BU_n < 0 \quad (\text{III.11})$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de  $U_n$  soit opposé à celui de  $S(x) \frac{dS}{dx} B$ . Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.12})$$



La figure suivante représente la fonction de la commande discrète de type relais [BRE\_10] :

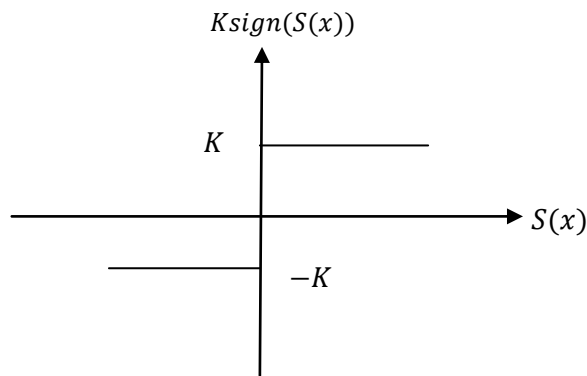


Figure III.3: Fonction sign (Commande de type relais).

Le principal inconvénient de la commande de la fonction signe réside dans le phénomène bien connu de "chattering". En régime permanent, ce dernier apparaît comme une oscillation de haute fréquence autour du point d'équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction signe. Ce phénomène de chattering ou broutement est un sérieux obstacle pour les applications de la commande par mode de glissement, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement du circuit de puissance. Ce phénomène est presque toujours problématique et des efforts de recherche significatifs ont été dirigés de sorte à éliminer ou du moins réduire ses effets [BRE\_10]. L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de commutation. Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de saturation voir figure III.4 à la fonction signe dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales, cette fonction de saturation peut être exprimée par la suit :

$$sat(S(x)) = \begin{cases} K & Si \quad S(x) > \varepsilon \\ -K & Si \quad S(x) < -\varepsilon \\ \frac{K \cdot S(x)}{\varepsilon} & Si \quad |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (III.13)$$

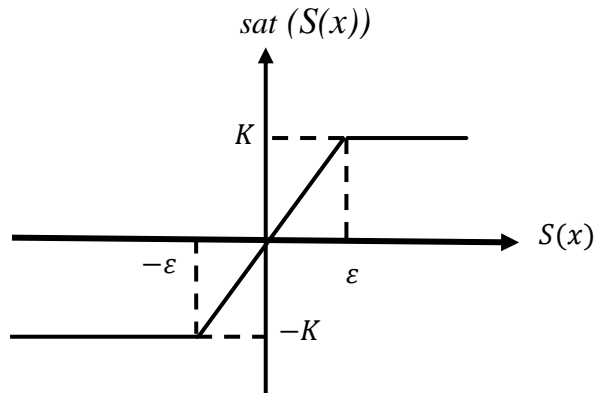


Figure III.4: Fonction de saturation (Commande adoucie).

### III.4. Application de la commande par mode de glissement au MADA :

La commande par mode glissant consiste à ramener le trajectoire d'état vers la surface de glissement et de le faire évoluer dessus avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. La conception de la commande par mode glissant revient principalement à déterminer trois étapes.

On prend la forme d'équation générale proposée par **J.J.Slotine** pour déterminer la surface de glissement donnée par :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e \quad (\text{III.14})$$

Ou  $e = (x_{ref} - x)$

avec :

$e$  : erreur sur la surface à régler.

$\lambda$  : coefficient positif.

$r$  : ordre de système.

$x_{ref}$  : grandeur désiré.

$x$  : variable d'état de la grandeur commandée.

Dans cette étude nous avons appliqué la commande direct de puissance qui présenté dans la figure.III.9. Ce pour cela les surfaces de glissement sont choisies de manière à ce qu'elles soient compatibles avec les erreurs dans les puissances active et réactive statorique de la MADA.

Pour  $n=1$  dans l'équation(III.14 l'expression de la surface de courant a pour forme :

$$\begin{cases} S(P_S) = P_{S\_ref} - P_S \\ S(Q_S) = Q_{S\_ref} - Q_S \end{cases} \quad (III.15)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(P_S) = \dot{P}_{S\_ref} - \dot{P}_S \\ \dot{S}(Q_S) = \dot{Q}_{S\_ref} - \dot{Q}_S \end{cases} \quad (III.16)$$

La condition de convergence est définie par l'équation de Lyapunov, elle rend la surface attractive et invariante:

$$S(P_S) \cdot \dot{S}(P_S) \leq 0 \quad (III.17)$$

Et

$$S(Q_S) \cdot \dot{S}(Q_S) \leq 0 \quad (III.18)$$

L'algorithme de commande est défini par la relation (III.6) :

$$U_{dr} = U_{dr}^{eq} + U_{dr}^n \quad (III.19)$$

$$U_{qr} = U_{qr}^{eq} + U_{qr}^n \quad (III.20)$$

Où

$$U_{dr}^n = K \cdot \text{sign}(S(Q_S)) \quad (III.21)$$

Et

$$U_{qr}^n = K \cdot \text{sign}(S(P_S)) \quad (III.22)$$

La commande équivalente dans l'équation(III.6) correspondant au régime de glissement idéal est obtenu par imposer  $\dot{S}(x, t) = 0$ , [BUH\_86] [MAD\_98]. :

Donc:

$$\begin{cases} \dot{S}(P_S) = \dot{P}_{S\_ref} - \dot{P}_S = 0 \\ \dot{S}(Q_S) = \dot{Q}_{S\_ref} - \dot{Q}_S = 0 \end{cases} \quad (III.23)$$

En remplaçant l'expression (II.36) de  $P_S$  dans l'équation (III.23), on obtient:

$$\frac{dS(P_S)}{dt} = \frac{dP_{ref}}{dt} - \frac{v_S \cdot M}{L_S} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} \quad (III.24)$$

Nous notons que les dérivés des courant rotorique direct et quadrature est donné par l'expression suivant:

$$\frac{di_{dr}}{dt} = \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot (V_{dr} - R_r i_{dr} + g \omega_s L_r i_{qr} \sigma) \quad (III.25)$$

$$\frac{di_{qr}}{dt} = \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot (V_{qr} - R_r i_{qr} - g \omega_s L_r i_{dr} \sigma - \frac{g M V_s}{L_s}) \quad (\text{III.26})$$

$$\text{Avec: } \sigma = (1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r})$$

A travers les équations (III.25) et (III.26):

$$\frac{dS(P_s)}{dt} = \frac{dP_{s\_ref}}{dt} - \frac{v_s \cdot M}{L_s} \left( \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot (V_{qr} - R_r i_{qr} - g \omega_s L_r i_{dr} \sigma - \frac{g M V_s}{L_s}) \right) \quad (\text{III.27})$$

En remplaçant l'expression (II.36) de  $Q_s$  dans l'équation (III.23), on obtient:

$$\frac{dS(Q_s)}{dt} = \frac{dQ_{s\_ref}}{dt} - \frac{v_s \cdot M}{L_s} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} \quad (\text{III.28})$$

A travers les équations (III.25) et (III.28):

$$\frac{dS(Q_s)}{dt} = \frac{dQ_{s\_ref}}{dt} - \frac{v_s \cdot M}{L_s} \left( \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot (V_{dr} - R_r i_{dr} + g \omega_s L_r i_{qr} \sigma) \right) \quad (\text{III.29})$$

La commande équivalente dans l'équation (III.19) et l'équation (III.20) est exprimée, en considérant que la dérivée de la surface est nulle c'est à dire:

$$\frac{dS(P_s)}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{dS(Q_s)}{dt} = 0 \quad (\text{III.30})$$

Nous avons appliqué la condition de la loi de commande par mode glissant, on obtient la commande équivalente des composants du voltage rotorique:

$$\begin{cases} V_{qr}^{eq} = \frac{L_r \cdot \sigma \cdot L_s}{M v_s} \cdot \frac{dP_{s\_ref}}{dt} + R_r i_{qr} + g \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{dr} + \frac{g M v_s}{L_s} \\ V_{dr}^{eq} = \frac{L_r \cdot \sigma \cdot L_s}{M v_s} \cdot \frac{dQ_{s\_ref}}{dt} + R_r i_{dr} - g \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Avec une condition de

$$S(x) \cdot \frac{dS(x)}{dt} \leq 0 \quad (\text{III.32})$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de  $U_n$  soit opposé à celui de  $S(x) \frac{dS}{dx} B$ . Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante :

$$U_{dqr}^n = K \cdot \text{sat}(S(x)) \quad (\text{III.33})$$

$$\text{sat}(S(x)) = \begin{cases} K & \text{Si } S(x) > \varepsilon \\ -K & \text{Si } S(x) < -\varepsilon \\ \frac{K.S(x)}{\varepsilon} & \text{Si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Avec  $K > 0$ .

### III.5. La commande par mode glissant intégré de la MADA:

Dans notre travaille nous avons appliqué la technique de commande par mode glissant intégré pour éliminer le phénomène de chattering dans le contrôleur par mode glissant classique qui appliqué sur le générateur éolienne type MADA. Cette technique de commande consiste à combinée entre les propriétés de deux contrôleurs, à savoir le régulateur PI et le contrôleur par mode de glissement. En conséquence, nous avons évité le phénomène de chattering, qui apparaît dans les courants rotorique d'un générateur asynchrone à double alimentation.

La sortie des régulateur PI des puissances active et réactive statorique peut être présentée comme la suite :

$$\begin{cases} h_1(i_{dr}, V_{dr}) = K_{pdr}e_1 + K_{idr} \int_0^t e_1(t)dt \\ h_2(i_{qr}, V_{qr}) = K_{pqr}e_2 + K_{iqr} \int_0^t e_2(t)dt \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

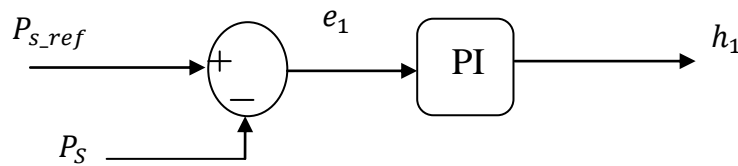


Figure III.5 : Contrôleur PI de la puissance active statorique.

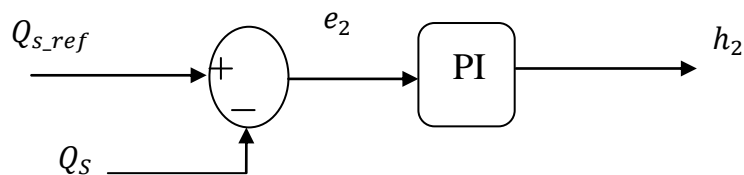


Figure III.6: Contrôleur PI de la puissance réactive statoriques.

$K_{pdr}$ ,  $K_{pqr}$ ,  $K_{idr}$  et  $K_{iqr}$  sont des gains de contrôleur proportionnel intégral qui sont utilisés

pour rendre l'erreur permanent égale zéros pour les puissance active et réactive.

### III.5.1. La command par mode glissant intégré avec la fonction sign:

Pour la commande par mode glissant intégré, les surfaces de glissement sont choisies de telle sorte qu'elles soient compatibles aux sorties des régulateurs PI, définies par  $h_1$ , et  $h_2$  dans les Figure.III.5 et la Figure.III.6.

Donc, les surfaces de glissement sont définies par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} S_1 &= h_1(i_{dr}, V_{dr}) \\ S_2 &= h_2(i_{qr}, V_{qr}) \end{aligned} \quad (III.36)$$

Pour assurer la condition de stabilité de la system de command de la MADA, suivant la technique d'un contrôleur par mode glissant intégré, en adaptant que la dérivé de la surface est égal à la suite:

$$\begin{cases} \dot{h}_1(i_{qr}, V_{qr}) = -W \cdot \text{sgn}(e_1) \\ \dot{h}_2(i_{dr}, V_{dr}) = -W \cdot \text{sgn}(e_2) \end{cases} \quad (III.37)$$

$W$ : constante positive.

Donc selon les équations (III.37) on obtient:

$$\begin{cases} \dot{h}_1(i_{qr}, V_{qr}) = \frac{\partial h_1}{\partial i_{qr}} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{\partial h_1}{\partial V_{qr}} \cdot \frac{dV_{qr}}{dt} = -W \cdot \text{sgn}(e_1) \\ \dot{h}_2(i_{dr}, V_{dr}) = \frac{\partial h_2}{\partial i_{dr}} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{\partial h_2}{\partial V_{dr}} \cdot \frac{dV_{dr}}{dt} = -W \cdot \text{sgn}(e_2) \end{cases} \quad (III.38)$$

Où:

$$\begin{cases} \frac{\partial h_1}{\partial V_{qr}} = \frac{K \cdot K_{pqr} + K \cdot K_{iqr}(P_{s\_ref} - P_s)}{R_r} \\ \frac{\partial h_2}{\partial V_{dr}} = \frac{K \cdot K_{pdr} + K \cdot K_{idr}(Q_{s\_ref} - Q_s)}{R_r} \end{cases} \quad (III.39)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial h_1}{\partial i_{qr}} = K \cdot K_{pqr} + K \cdot K_{iqr}(P_{s\_ref} - P_s) \\ \frac{\partial h_2}{\partial i_{dr}} = K \cdot K_{pdr} + K \cdot K_{idr}(Q_{s\_ref} - Q_s) \end{cases} \quad (III.40)$$

Le but de l'utilisation de cette technique est d'obtenir les signaux de commande appliquée au convertisseur coté rotor. Les valeurs de référence des tensions du rotor  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  sont obtenues à partir des équations (III.38). Donc, la tension rotorique contrôlée peut être

obtenue à partir de system des équations suivant :

$$\begin{cases} V_{dr} = \int \left( \frac{\partial h_2}{\partial V_{dr}} \right)^{-1} \left[ \frac{\partial h_2}{\partial i_{dr}} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + W \cdot \text{sgn}(e_2) \right] \\ V_{qr} = \int \left( \frac{\partial h_1}{\partial V_{qr}} \right)^{-1} \left[ \frac{\partial h_1}{\partial i_{qr}} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + W \cdot \text{sgn}(e_1) \right] \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

### III.5.2. La command par mode glissant intégré avec l'algorithme de super-twisting:

Dans les régulateurs par mode glissant utilisés l'algorithme super-twisting, la fonction de commutation dans l'équation (III.41) est remplacée par l'expression suivante :

$$\begin{cases} STA(e_1) = \delta_q |e_1|^{(1/2)} \text{sgn}(e_1) - w_q \int \text{sgn}(e_1) dt \\ STA(e_2) = \delta_d |e_2|^{(1/2)} \text{sgn}(e_2) - w_d \int \text{sgn}(e_2) dt \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

Ainsi, dans le cas de mode glissant intégré avec l'algorithme super-twisting, l'expression de la tension rotorique sera donnée par :

$$\begin{cases} V_{dr} = \int \left( \frac{\partial h_2}{\partial V_{dr}} \right)^{-1} \left[ \frac{\partial h_2}{\partial i_{dr}} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + W \cdot STA(e_1) \right] \\ V_{qr} = \int \left( \frac{\partial h_1}{\partial V_{qr}} \right)^{-1} \left[ \frac{\partial h_1}{\partial i_{qr}} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + W \cdot STA(e_2) \right] \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

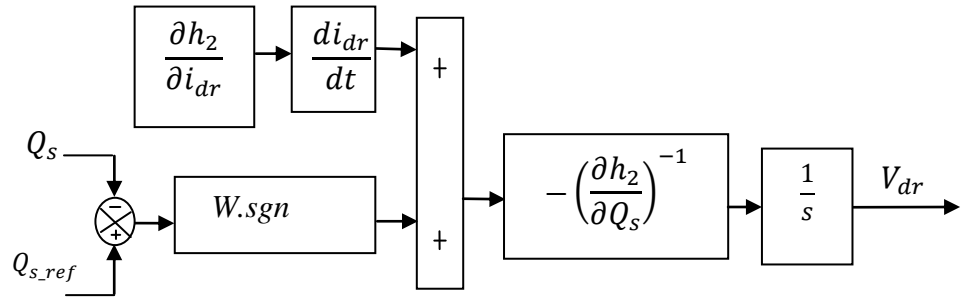


Figure III.7: Contrôleur MGI de la puissance reactive statorique.

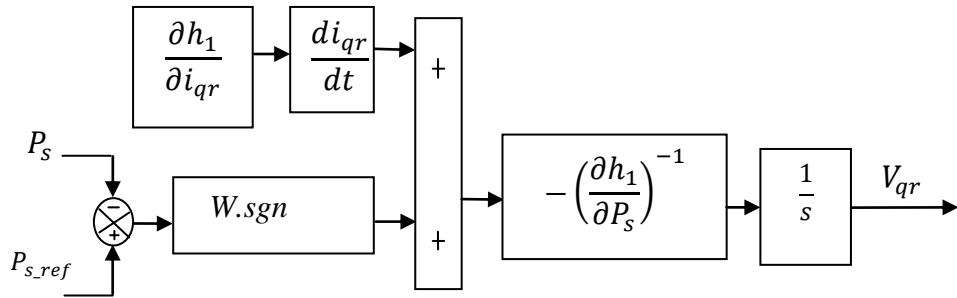


Figure III.8: Contrôleur MGI de la puissance active statorique.

### III.6.Simulations:

La Figure.III.9 présente la structure globale dans un système éolien basé sur une machine asynchrone à double alimentation avec la commande par mode glissant intégré. Dans la figure le stator de la génératrice est directement couplé au réseau, et le convertisseur coté rotor est commandé par la nouvelle technique de commande par mode glissant intégré. Ce pour cela nous avons adopté la commande direct de puissance par deux contrôleurs mode glissant intégré c-à-d la structure de commande est constitué deux boucles de régulation de puissances active et réactive statorique.

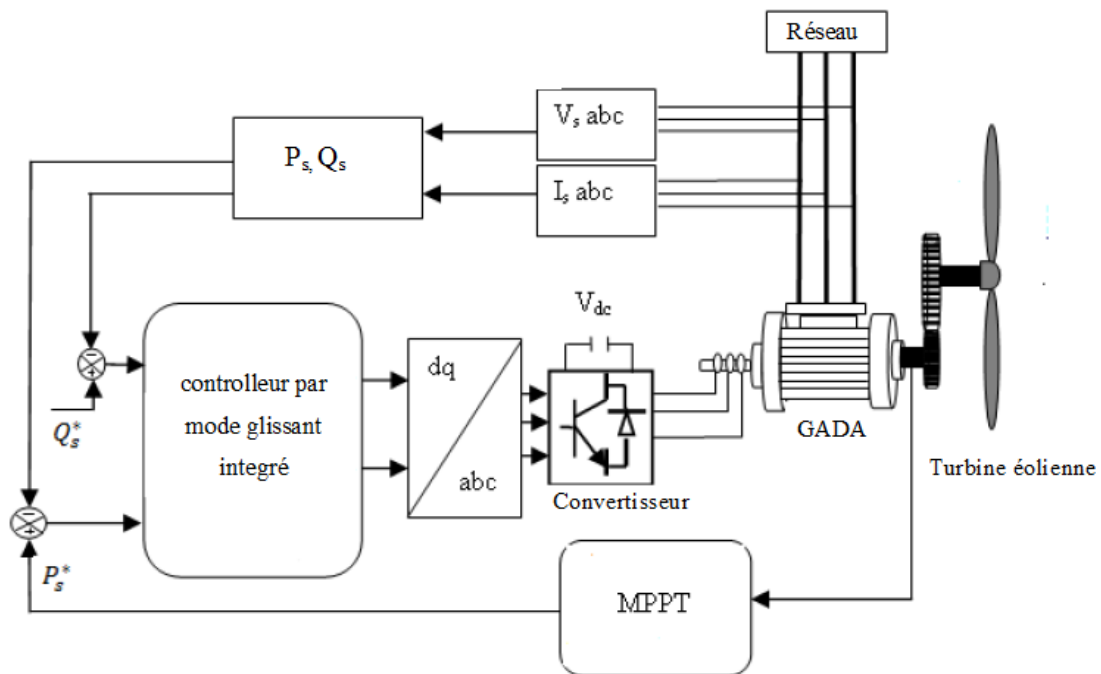


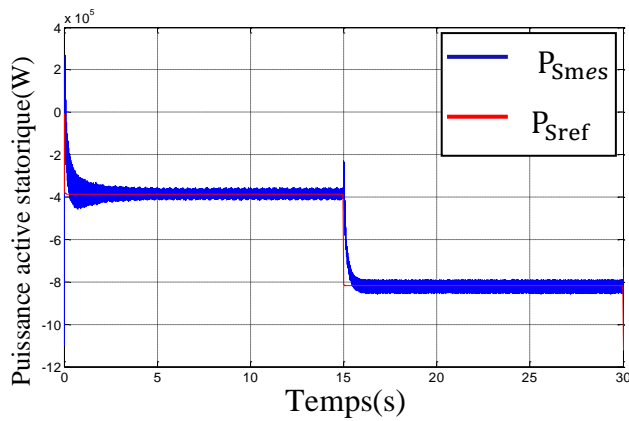
Figure III.9: Shemas block de la commande par mode glissant intégré d'un GADA.

Le convertisseur côté rotor est utilisé comme un onduleur. Les signaux de ce convertisseur sont produits de la commande des puissances active et réactive statoriques du générateur. Dans ce chapitre la commande utilisée c'est la commande par mode glissant intégré. Toujours par soucis de simplification, l'onduleur utilisé est à deux niveaux qui est décrit précédemment et en détail dans le deuxième chapitre (Section II.3.3).

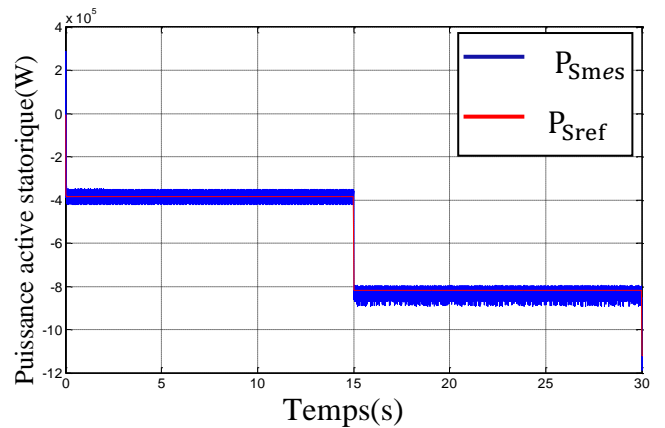
Le schéma fonctionnel complet de la chaîne globale, utilisant un convertisseur bidirectionnel avec un contrôleur par mode glissant intégré, pour la commande des puissances active et réactive statoriques. Où le bloc MPPT représente la stratégie de l'extraire maximal de la puissance générée.



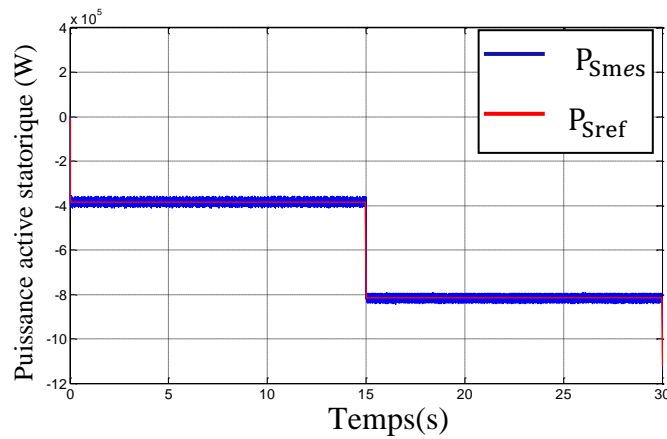
III.6.1. Resultats de simulation :



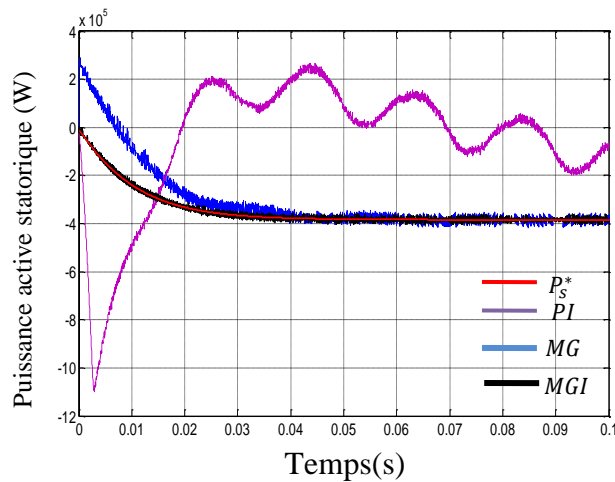
10(a) Avec PI contrôleur



10(b) Avec MGC contrôleur



10(c) Avec MGI contrôleur

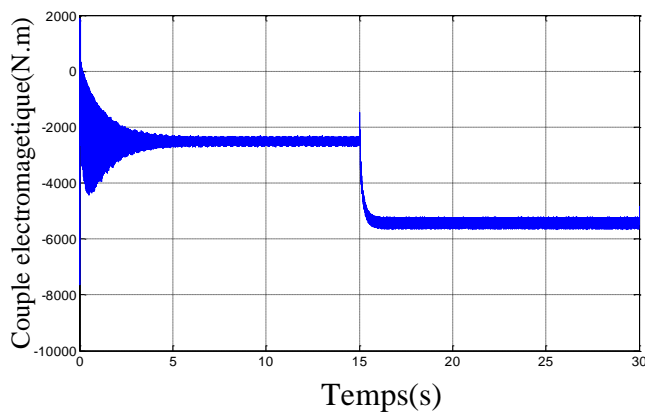


10(d) Comparaison entre PI, MGC et MGI

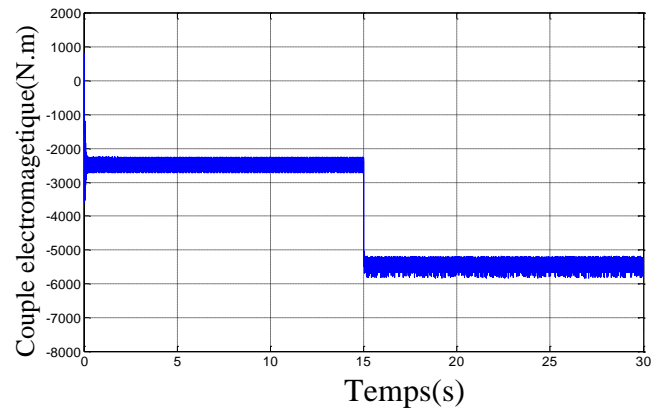
Figure III.10. La puissance active statorique injectée au réseau  
 (a) avec PI contrôleur.  
 (b) avec MGC contrôleur.  
 (c) avec MGI contrôleur.  
 (d) Comparaison entre PI, MGC et MGI.

Dans cette section nous allons présenter des résultats de simulation obtenus par la réalisation du schéma bloc du système de régulation décrit dans la figure. III.9. Pour chacun des régulateurs PI, MGC et MGI. Les figures suivant montrent les performances de chaque régulateur face aux variations de profile de vent qui prend les valeurs 7, 9 m/s respectivement:

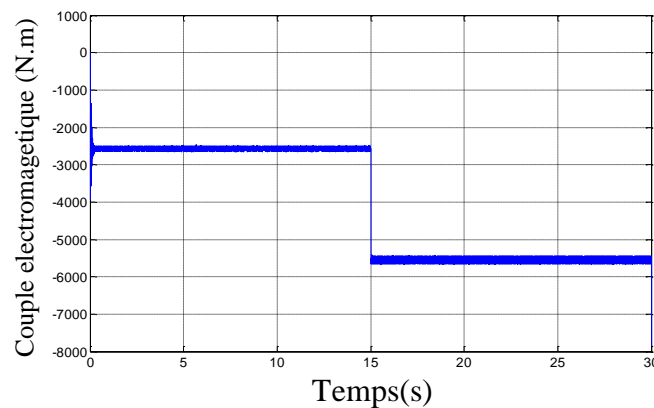
La figure III.10 présente la puissance active statorique avec des trois type de contrôleurs la figure III.10(a) avec les contrôleurs PI, la figure III.10(b) avec contrôleur le par mode glissant classique, et la figure III.10(c) avec le nouvelle technique de contrôleur par mode glissant intégré. Dans les trois régulateurs la puissance active suit sa référence - la puissance extraite par l'algorithme MPPT - avec un temps de réponse pour le régulateur PI légèrement supérieur à celui des régulateurs par mode glissant classique, et mode glissant intégré.



11(a) Avec PI contrôleur



11(b) Avec MGC contrôleur



11(c) Avec MGI contrôleur

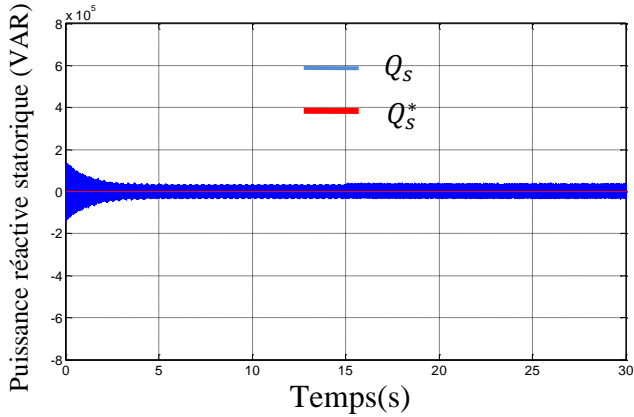
Figure III.11 Couple électromagnétique de la GADA

(a) avec PI contrôleur.

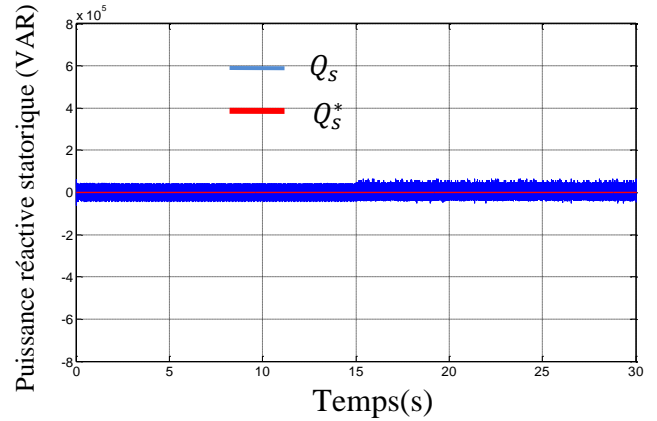
(b) avec MGC contrôleur.

(c) avec MGI contrôleur.

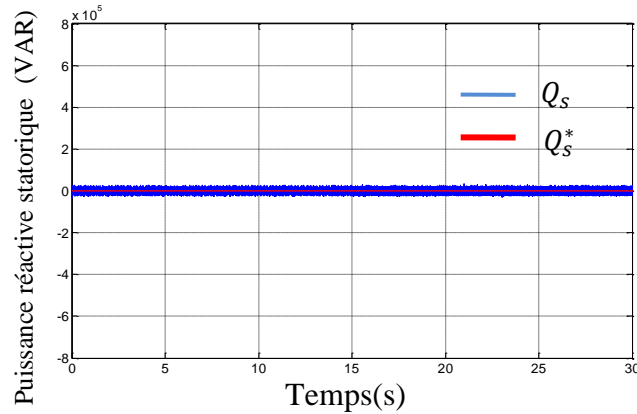
La figure III.11 présente le couple électromagnétique avec des trois type de contrôleurs la figure III.11(a) avec le régulateur PI, la figure III.11(b) avec le régulateur MGC classique, and la figure III.11(c) avec le régulateur par mode glissant intégré . Ce qu'on a dit pour la puissance active on peut le dire aussi pour le couple électromagnétique du GADA, toute variation de la vitesse du vent provoque une variation similaire du couple électromagnétique.



12(a) Avec PI contrôleur



12(b) Avec MGC contrôleur



12(c) Avec MGI contrôleur

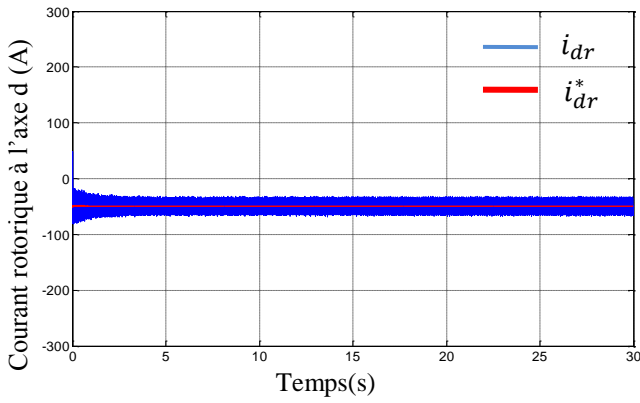
Figure III.12 puissance réactive statorique injectée au réseau

(a) avec PI contrôleur.

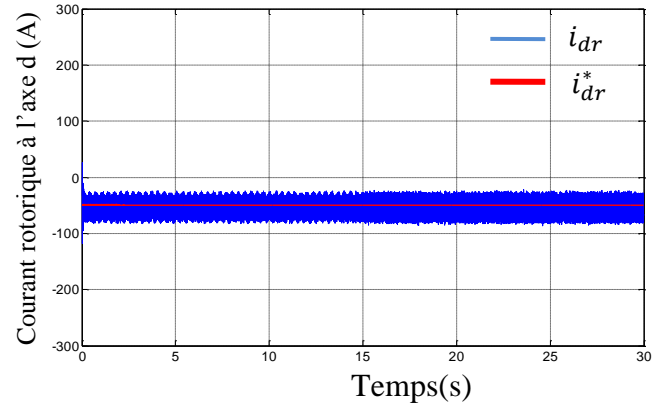
(b) avec MG contrôleur.

(c) avec MGI contrôleur.

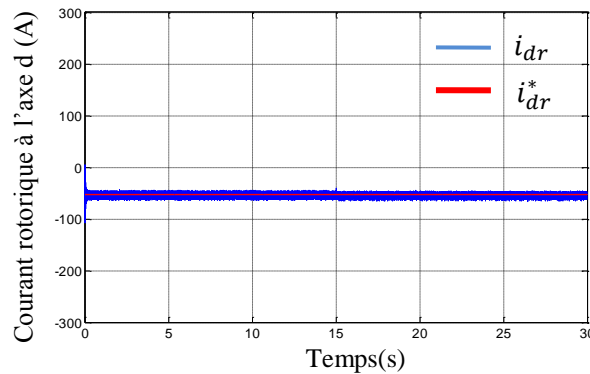
Pour maintenir un facteur de puissance unitaire la puissance réactive doit être nulle, c'est que La figure III.12 présente pour les trois type de contrôleurs : la figure III.12(a) avec le contrôleur PI, la figure III.12(b) avec le contrôleur par mode glissant classique, et la figure III.12(c) avec le contrôleur par mode glissant intégré, il est très remarquable la diminution de phénomène de chattering dans le résultat de régulateur par mode glissant intégré.



13(a) Avec PI contrôleur



13(b) Avec MGC contrôleur



13(c) Avec MGI contrôleur

Figure III.13 Courant rotorique sur l'axe direct

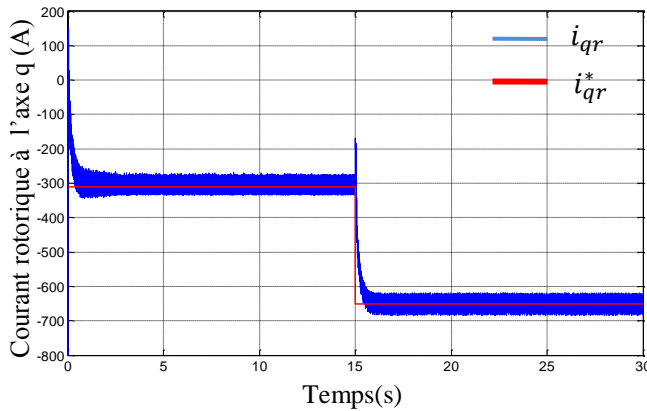
- (a) avec PI contrôleur,
- (b) avec MGC contrôleur.
- (c) avec MGI contrôleur.

Les deux composants de courant rotorique sont présentés respectivement dans la figure III.13 et la figure III.14. D'après leurs allures on a constaté que le courant rotorique sur l'axe direct est l'image de la puissance réactive de stator, figure III.13, et le courant sur l'axe quadrature est celle de la puissance active, figure III.14.

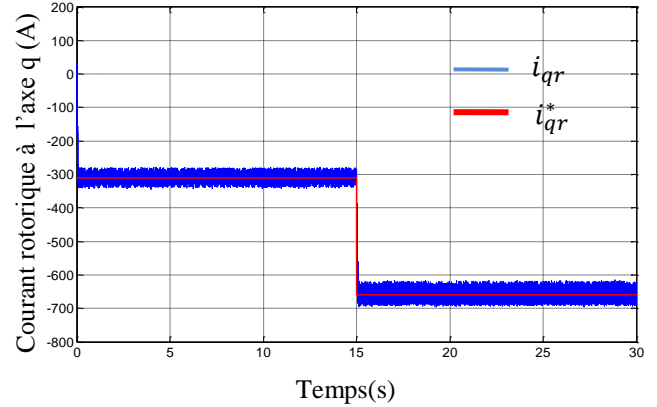
On conclut que les trois régulateurs assurent un parfait découplage entre les deux axes (entre la puissance active et puissance réactive) en régime permanent. Mais pour le régulateur PI qu'il présente un peu de couplage à l'instant de variation du profile du vent, l'instant  $t=15$  s, donc ce régulateur est un peu sensible à la variation du profile du vent.

Par contre les régulateurs par mode glissant (mode glissant classique et mode glissant intégré) sont très robustes à la variation de profile de vent, sauf qu'ils présentent un phénomène de chattering. Ce phénomène est très clair pour le régulateur par mode glissant classique dans la figure III.14, et le régulateur par mode glissant intégré, grâce à son algorithme, minimise ce phénomène.

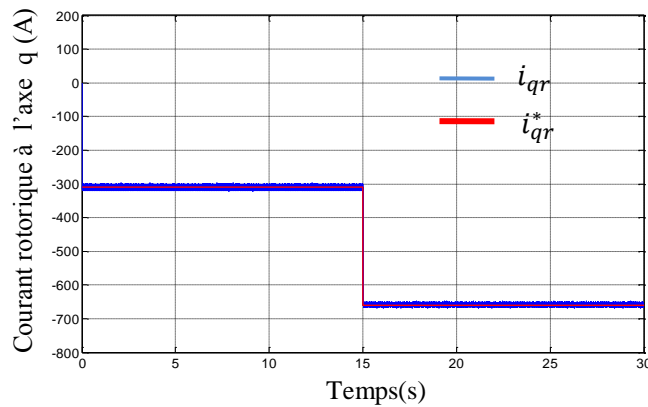
e.



14(a) Avec PI contrôleur



14(b) Avec MG contrôleur



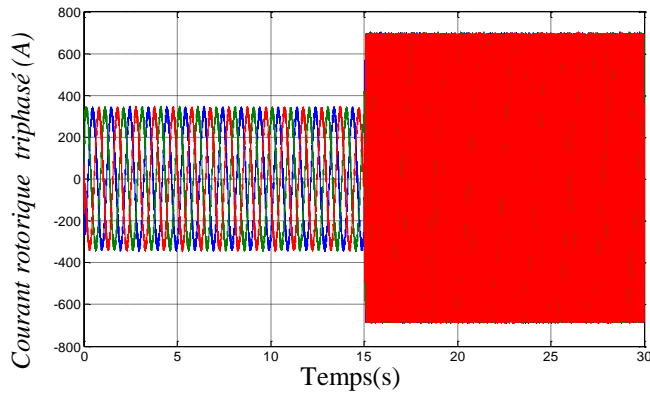
14(c) Avec MGI contrôleur

Figure III.14: Courant rotorique à l'axe quadrature

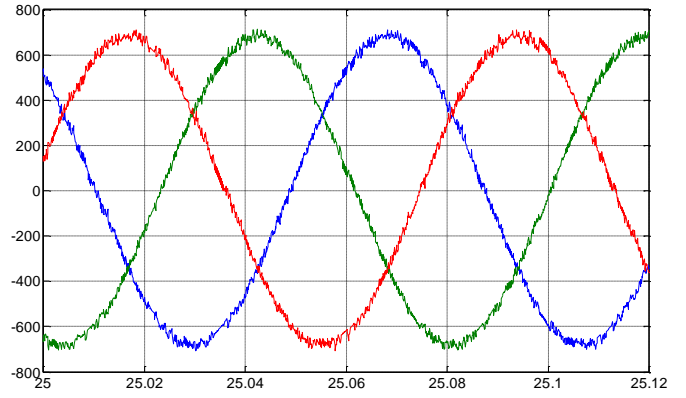
- (a) avec PI contrôleur,
- (b) avec MG contrôleur.
- (c) avec MGI contrôleur.

Toute augmentation de la vitesse de vent engendre une augmentation de la puissance extraite, la stratégie de commande doit suivre cette augmentation par une augmentation du courant du rotor. La figure III.15 présente les allures du courant rotorique l'hors de changement du profil du vent pour les trois régulateurs.

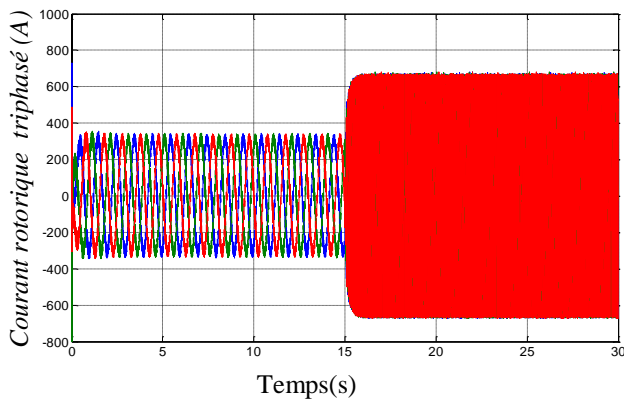
Et pour prouver la qualité des signaux, la figure III.16, III.17 et III.18 montre respectivement les spectres des harmoniques du courant rotorique par phase en utilisant les trois régulateurs.



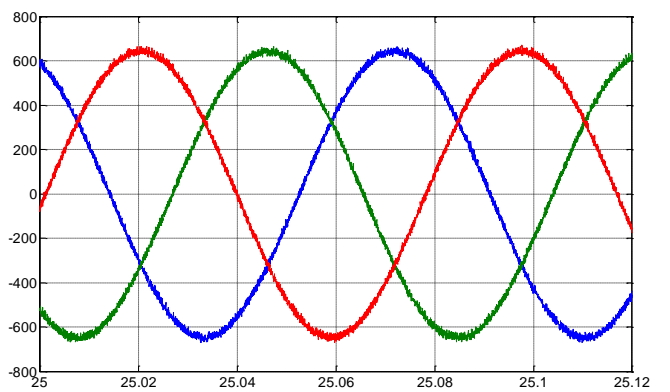
(a) Les courants rotoriques triphasés



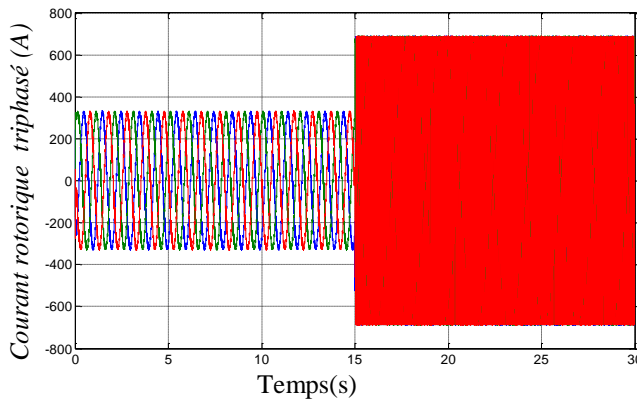
zoom enter t= [25 25.12(s)].



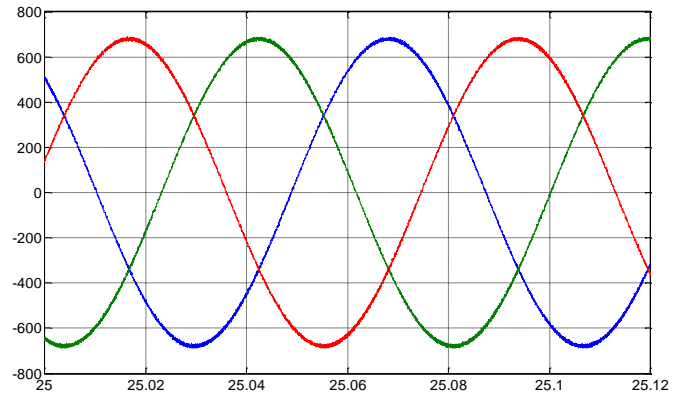
(b) Les courants rotoriques triphasés



zoom enter t= [25 25.12(s)].



(c) Les courants rotoriques triphasés



zoom enter t= [25 25.12(s)].

Figure III.15. Les courants rotoriques triphasés et ses zooms .

- (a) avec MG contrôleur.
- (b) avec PI contrôleur.
- (c) avec MGI contrôleur

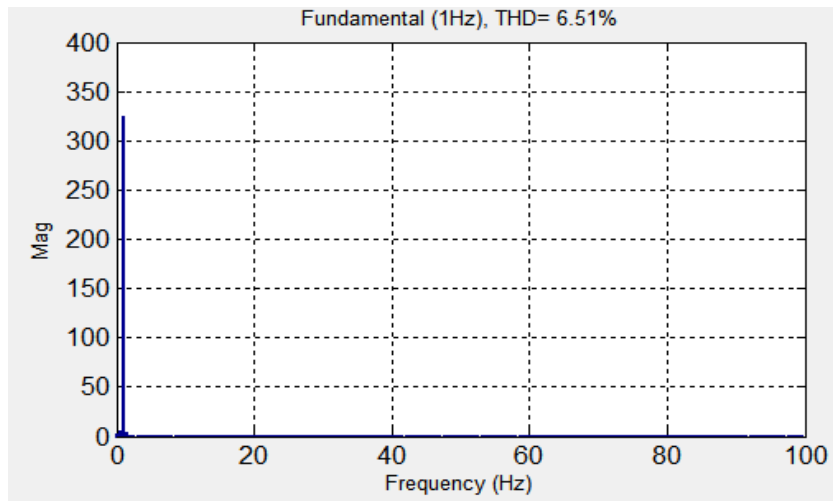


Figure III.16. Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de MGC classique).

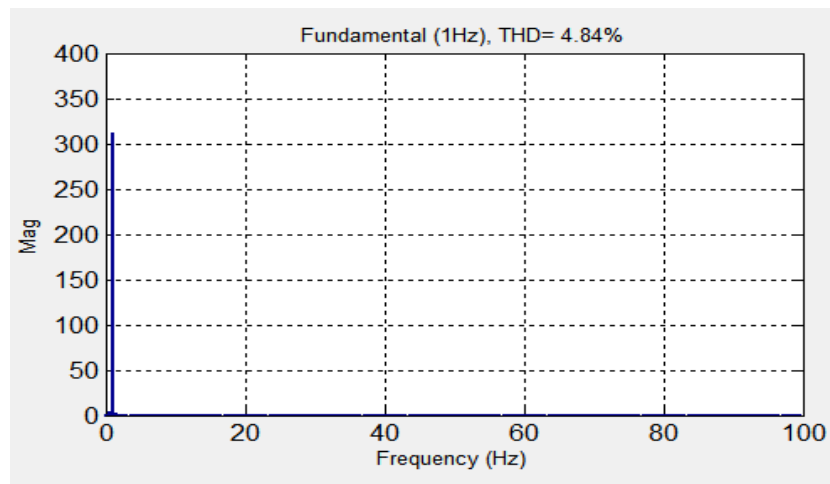


Figure III.17. Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de PI classique).

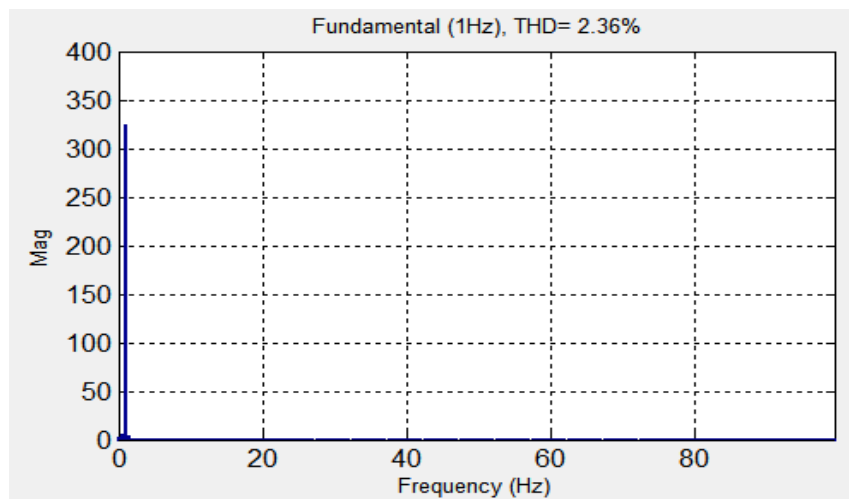


Figure III.18. Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de mode glissant intégré).

Cette analyse donne comme résultat une valeur de THD= 4.84 pour le régulateur PI, une valeur de THD= 6.51 pour le régulateur par mode glissant classique, et une valeur de THD= 2.36 pour le régulateur par mode glissant intégré, ce qui montre que le chattering est très réduit, dans la commande par mode glissant intégré.

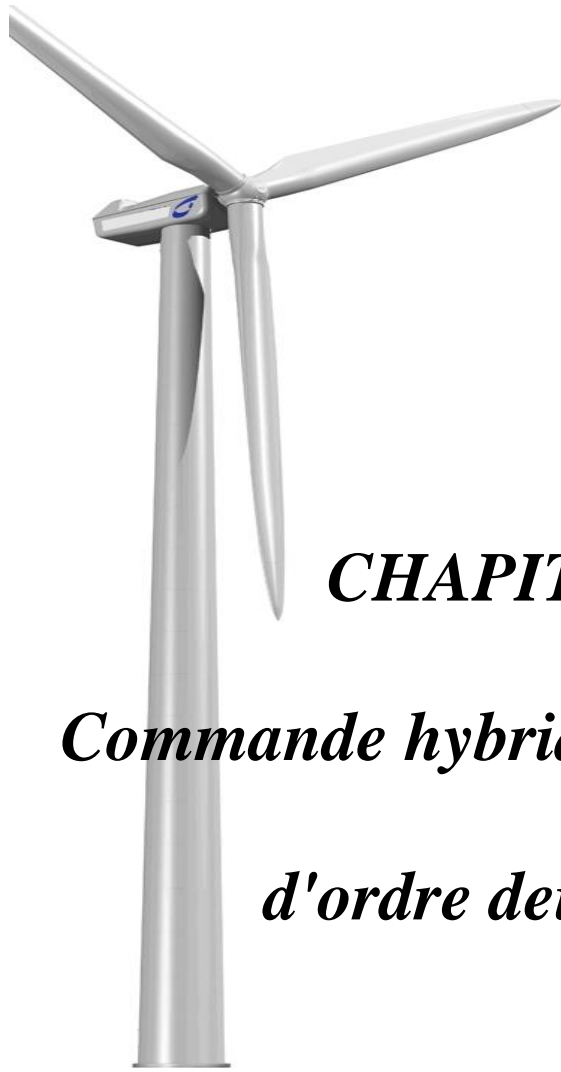
Ces résultats montrent les performances de régulation pour la commande par mode de glissement intégré. Tel que précision et stabilité au niveau des puissances statorique ainsi au niveau des courants rotorique (minimisation de chattering).

### **III.7.Conclusion :**

**Dans** ce chapitre, on a présenté en premier lieu les bases théoriques des régulateurs par mode glissant, après on a procédé à leurs applications dans la commande vectorielle de le générateur asynchrone à double alimentation. Nous avons analysé et ce pour diverses conditions de fonctionnement d'un GADA, puis on a appliqué cette dernière sur le GADA. Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement intégré dans le deux boucle de puissances statorique. Pour prouver les performances de ce régulateurs nous avons le testé et comparé ses résultats de simulation avec des résultats obtenues avec le régulateur PI et le régulateur par mode glissant classique.

Les régulateurs par mode glissant offre, par rapport au régulateur PI, une très bonne robustesse aux variations de la vitesse de vent et un temps de réponse court. Mais le régulateur par mode glissant intégré prend l'avantage de minimiser le phénomène de chattering et améliorer la qualité des signaux de commande et une THD convenable.





## ***CHAPITRE 4***

***Commande hybride mode glissant***

***d'ordre deux floue***

## IV.1.Introduction

La commande par mode glissant a reçu beaucoup d'attention dans le domaine de la commande de générateurs asynchrone à double alimentation [Jam\_13], [SHA\_12], [NAG\_15] [PEN\_10]. Dans cette méthode, la réponse du système de contrôle dépend uniquement de la surface de glissement.

Malgré la robustesse de ce contrôleur, le contrôleur par mode glissant (mode glissant classique) fait face au problème principal du contrôle discontinu, ce qui entraîne inévitablement un phénomène de chattering. Récemment des différentes méthodes dans les références [MAR\_12], [KAI\_12], [PAN\_13], [MAR\_13], [LIU\_14], [JAM\_13], ils ont été appliquées pour réduire le chattering, ces méthodes présentent la solution pour le régulateur par mode glissant d'ordre deux. Dans ces approches, les surfaces de glissement sont choisies afin qu'elles soient compatibles avec les erreurs de puissance réactive et le couple électromagnétique comme décrit dans les références [EVA\_12], [EVA\_13] où les surfaces de glissement sont choisies coïncidant avec les erreurs des puissances active et réactives du stator comme dans les références [ANA\_12], [BEL\_12], [BEN\_14].

L'idée de cette approche est qu'il n'intègre pas les boucles des courants du rotor, c'est pourquoi nous suggérons dans ce travail l'utilisation d'une stratégie de contrôle avec deux boucles des puissances du stator (active et réactive) et deux boucles des courants du rotor.

Dans ce chapitre, la stratégie de la commande par mode glissant d'ordre deux est appliquée aux deux boucles des courant du rotor en utilisant l'algorithme de super-twisting afin éliminer ou réduire le chattering et les puissances actives et réactives du stator sont contrôlées par des régulateurs floue.

## IV.2.Contrôleur hybride du générateur asynchrone à double alimentation:

Nous avons présentée la commande vectorielle (commande en puissance) comme indique dans le chapitre II. Dans notre système, le technique de contrôleur est consisté avec deux boucles des courants rotorique (la composante directes et quadrature) sont contrôlées par le technique de contrôleur par mode glissant d'ordre deux.

Le contrôleur par logique floue est appliqué aux boucles de la puissance active et réactive échangées entre le stator du générateur asynchrone à double alimentation et le réseau électrique. Dans cette partie nous avons procéder au remplacement du régulateur classique de puissance active par un régulateur flou et nous avons procéder au remplacement du régulateur classique de puissance réactive par un régulateur flou. Il faut défini un ensemble de stratégie de contrôle basé sur l'erreur entre une consigne prédéterminer et la sortie réelle du processus

qui est, dans ce cas, l'erreur de la puissance active et la variation de cette erreur, et l'erreur de la puissance réactive et la variation de cette erreur.

#### IV.2.1. Principe de la logique floue:

La commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue).

La théorie des ensembles flous est une théorie mathématique dont l'objectif principal est la modélisation des notions vagues et incertaines du langage naturel. Elle évite les inadéquations de la théorie des ensembles classiques quant au traitement de ce genre de connaissances [BAG\_99].

#### IV.2.2. Configuration d'un contrôleur flou:

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes comme indiqué dans le schéma bloc d'un contrôleur flou est illustré par la figure IV.1.

$R(t)$  : est le signal de référence.

$u(t)$ : est le signal de commande .

$y(t)$  : est la sortie du système à commander.

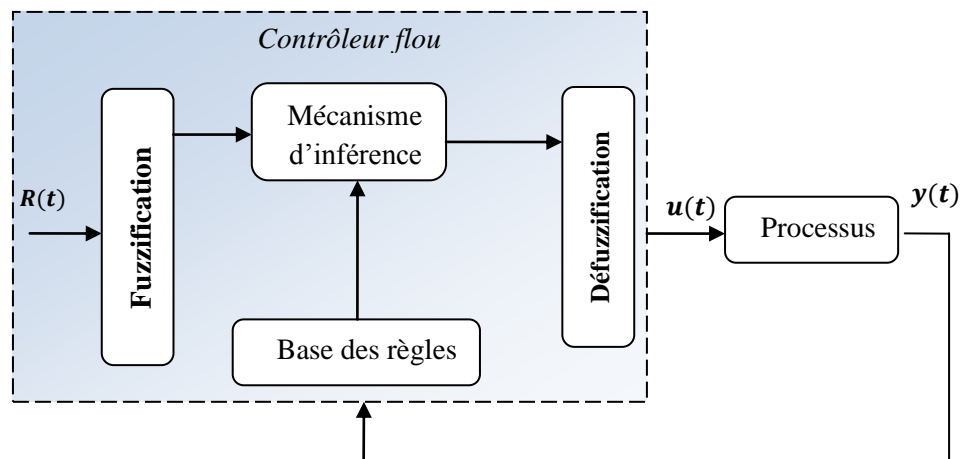


Figure IV.1: Schéma général d'un contrôleur flou.

#### V.2.3.Fuzzification

La fuzzification est l'opération qui consiste à affecter pour chaque entrée physique, un degré d'appartenance à chaque sous ensemble flou. En d'autres termes c'est l'opération qui permet le passage du numérique (grandeurs physiques) au symbolique (variables floues).

#### IV.2.4. Base des règles

Ce bloc est une base de connaissance qui correspond à l'expertise ou au savoir faire de l'opérateur sur le comportement du système. Elle est composée de l'ensemble des informations et des connaissances dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Elle permet de déterminer le signal de sortie du contrôleur flou et exprime la relation qui existe entre les variables d'entrées transformées en variables linguistiques et les variables de sortie converties également en variables linguistiques. Ainsi, elle est constituée par une collection de règles données sous la forme «Si...ALOR». D'une manière générale, on peut exprimer la  $i^{eme}$  règle floue.

#### IV.2.5. Défuzzification

Elle consiste à transformer les valeurs de la sortie comprissent dans l'univers du discours en valeurs réelles comprissent dans le domaine de variation afin d'extraire la valeur numérique de la sortie.

### IV.3. Contrôleurs floue des puissances statorique d'un générateur asynchrone à double alimentation:

Le contrôleur flou est fondamentalement tracé non linéaire statique d'entré/sortie, l'action du contrôleur peut être écrite sous la forme :

$$u = K_e \cdot e + K_{\Delta e} \cdot \Delta e \quad (IV.1)$$

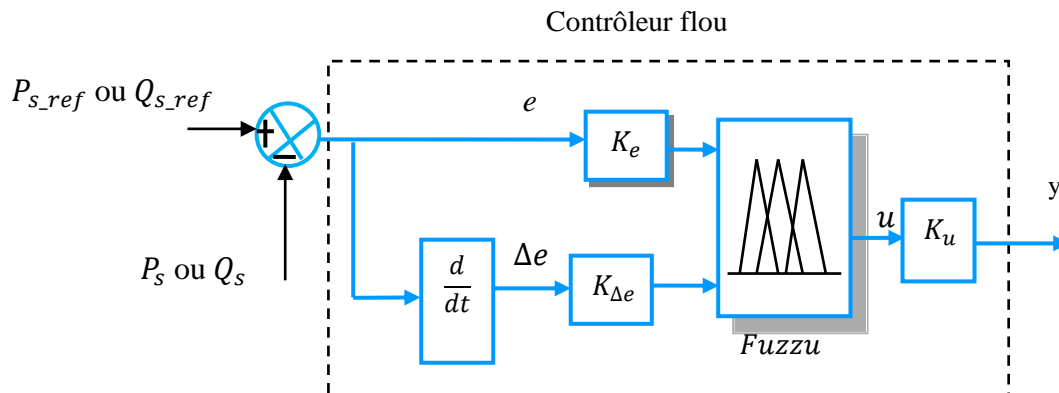


Figure IV.2: Structure interne d'un régulateur flou .

La sortie floue est :

$$y = K_U \cdot u \quad (IV.2)$$

Où :  $K_e$  est le gain de l'erreur de puissance (active  $P_s$  ou réactive  $Q_s$ ),  $K_{\Delta e}$  est le gain de la variation de l'erreur de puissance ( $P_s$  ou  $Q_s$ ),  $e$  est l'erreur de puissance ( $P_s$  ou  $Q_s$ ),  $\Delta e$  est la variation de l'erreur de ( $P_s$  ou  $Q_s$ ),  $u$  est la sortie floue.

Dans le schéma ci –dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

$e$  : L'erreur, elle est définie par :

$$\begin{cases} e_1 = P_s - P_{s\_ref} \\ e_2 = Q_s - Q_{s\_ref} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Où :

$P_{s\_ref}$  : est la puissance statorique active de référence.

$Q_{s\_ref}$  : est la puissance statorique réactive de référence.

$\Delta e$  : La variation de l'erreur.

Les sous ensembles d'appartenance floue ont été notées comme suit :

Z : Zéro

NTG : Négative Très grande

NG : Négative grand

NM : Négative moyenne

NP : Négative petit

PTG : Positive très grande

PG : Positive grand

PM : Positive moyenne

PP : Positive petite.

Dans notre travail nous avons utilisé deux contrôleurs flou pour la régulation des puissances statorique ce pour cela nous avons présenté dans les figures: figure IV.3, figure IV.4 et la figure IV.5, les différentes fonctions d'appartenance des entrées  $\Delta e$  et de la sortie  $u$  respectivement.

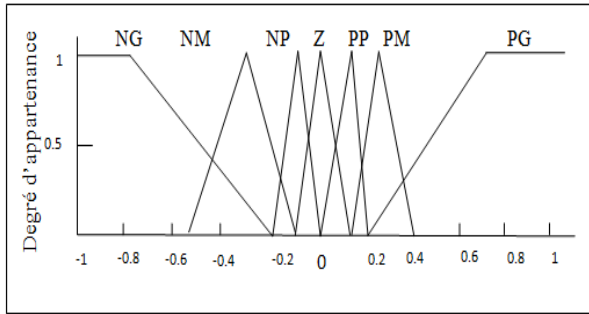


Figure IV.3 : Fonction d'appartenance erreur d'entrées (e).

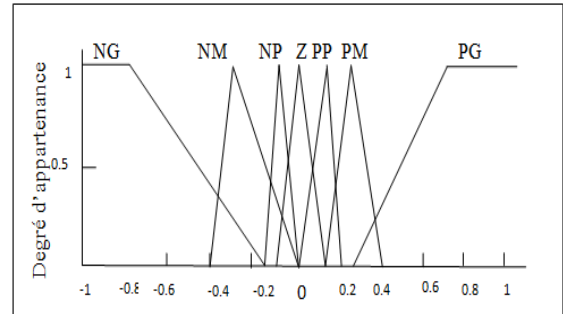


Figure IV.4 : Fonction d'appartenance d'entrées variation d'erreure ( $\Delta e$ ).

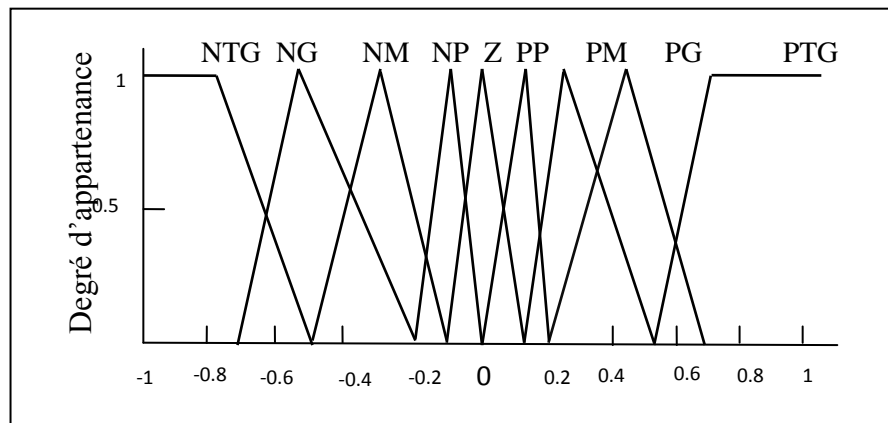


Figure IV.5 : Fonction d'appartenance de la sortie(u).

La stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type que celle présentée dans le Tableau (IV.1).

		<i>e</i>						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
$\Delta e$	NG	NTG	NTG	NTG	NG	NM	NP	Z
	NM	NTG	NTG	NG	NM	NP	Z	PP
	NP	NTG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
	Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PTG
	PM	NP	Z	PG	PTG	PG	PTG	PTG
	PG	Z	PP	PM	PG	PTG	PTG	PTG

Tableau IV.1 : Matrice d'inférence des règles floues.

**IV.4. Contrôleurs par mode glissant d'ordre deux:**

Dans ce chapitre, la stratégie de commande par mode glissant d'ordre deux est appliquée aux deux boucles des courants du rotor en utilisant l'algorithme de super-twisting.

#### IV.4.1. Les surfaces de glissement:

Notre objectif est de rendre la composante directe et quadrature des courants du rotor égaux à leurs références où nous avons appliqué la commande indirecte de la puissance active et réactive. Les surfaces de glissement sont données par :

$$S = [S(i_{dr}) \quad S(i_{qr})] \quad (IV.4)$$

Nous définissons les erreurs des courants du rotor respectivement comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = (i_{dr}^* - i_{dr}) \\ e_2 = (i_{qr}^* - i_{qr}) \end{cases} \quad (IV.5)$$

Où  $i_{dr}^*$  et  $i_{qr}^*$  sont, respectivement, les valeurs de référence des composants directs et en quadrature du courant rotorique. Comme décrit dans les référencés [MAR\_12], [MAR\_13]. Les surfaces de glissement pour les courants rotorique peuvent être utilisées sous la forme intégrale comme suit :

$$\begin{cases} S(i_{dr}) = e_1 + c_d \int e_1 dt \\ S(i_{qr}) = e_2 + c_q \int e_2 dt \end{cases} \quad (IV.6)$$

Où  $c_d$  et  $c_q$  sont des gains positifs.

Les principales conditions d'existence du control par mode glissant de deuxième ordre sont réalisées par l'égalité suivante :

$$\frac{dS(i_{dr})}{dt} = \frac{dS(i_{qr})}{dt} = 0 \quad (IV.7)$$

En substituant l'équation (IV.7) dans l'équation (IV.5), et (IV.6), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{dS(i_{dr})}{dt} = -\frac{di_{dr}}{dt} + c_d \cdot e_1 \\ \frac{dS(i_{qr})}{dt} = -\frac{di_{qr}}{dt} + c_q \cdot e_2 \end{cases} \quad (IV.8)$$

Et la substitution des équations (II.38) dans l'équation (IV.8), mène à :

$$\begin{cases} \frac{dS(i_{dr})}{dt} = g_1 - \frac{M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \frac{d|\phi_s|}{dt} + \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \cdot V_{dr} + c_d \cdot e_1 \\ \frac{dS(i_{qr})}{dt} = g_2 + \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \cdot V_{qr} + c_q \cdot e_2 \end{cases} \quad (IV.9)$$

On définit deux fonction  $F_1$  et  $F_2$  comme suit:

$$\begin{cases} F_1 = g_1 - \frac{M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \frac{d|\phi_s|}{dt} + \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \cdot V_{dr} + c_d \cdot e_1 \\ F_2 = g_2 + \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \cdot V_{qr} + c_q \cdot e_2 \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Après on obtient le système des équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{dS(i_{dr})}{dt} = F_1 + \frac{V_{qr}}{\sigma \cdot L_r} \\ \frac{dS(i_{qr})}{dt} = F_2 + \frac{V_{dr}}{\sigma \cdot L_r} \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

#### IV.4.2.Loi de contrôle à structure variable :

Le but de contrôleur par mode glissant d'ordre deux est de contrôler les tensions délivrées par le convertisseur coté rotor. La tension contrôlée par le rotor peut être dérivée conçue selon la loi de contrôle à structure variable:

$$\begin{cases} V_{dr} = V_{dr\ ST} + V_{dr\ eq} \\ V_{qr} = V_{qr\ ST} + V_{qr\ eq} \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

La commande équivalente indiquée dans les équations (IV.12), peut être généralisé par l'expression suivante:

$$\frac{dS}{dt} = F + B \cdot V_r \quad (\text{IV.13})$$

Par :

$$F = [F_1 \ F_2]^T, V_r = [V_{dr} \ V_{qr}]^T, \text{ et } B = \frac{1}{\sigma \cdot L_r}$$

La commande équivalente est obtenue par la substitution de l'équation (IV.7) dans les équations (IV.9) et sont représentées comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{dr\ eq} \\ V_{qr\ eq} \end{bmatrix} = -B^{-1} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Donc la commande équivalente prend la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{dr\ eq} = \sigma \cdot L_r \left( -g_1 + \frac{M}{L_s \cdot \sigma \cdot L_r} \frac{d|\phi_s|}{dt} - c_d \cdot (e_1) \right) \\ V_{qr\ eq} = -\sigma \cdot L_r \cdot (g_2 + c_q \cdot (e_2)) \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

#### IV.4.3.Algorithme de super-twisting :





En utilisant le schéma bloc de la figure IV.6 similaire à celui de la figure II.9 du deuxième chapitre sauf que dans ce cas on a procédé au remplacement du régulateur PI classique (de puissance active et réactive) par un autre régulateur flou et en ajustant convenablement les gains du régulateur flou.

On présentera dans ce qui est suit les performances du régulateur flou présenté précédemment et appliqué à la machine asynchrone double alimentée et à flux statorique orienté pour réguler la puissance active et réactive statorique.

#### IV.6.Résultats de simulation

Les résultats de simulation présente les différentes courbes obtenus par la commande hybride mode glissant d'ordre deux floue. Ces résultat montre les performances de régulation pour la nouvelle technique de commande hybride(mode glissant d'ordre deux floue)face aux variations de profile de vent qui prend les valeurs 7, 9 m/s respectivement:

La puissance obtenue par l'algorithme MPPT puissance maximale est appliquée comme une valeur de référence à l'entrée de la stratégie de commande de la MADA. Dans la figure. IV.8 la puissance active suit sa référence optimale avec temps réponse convenable un et dépassement minimum dans le régime transitoire. La figure. IV.9 montre que la puissance réactive statorique est nulle c'est une condition de fonctionnement de la MADA pour avoir un facteur de puissance unitaire.

La mise en œuvre de l'algorithme MPPT offre la possibilité d'extraire la puissance maximale du vent, cette valeur maximale est dépende à la valeur optimale du coefficient de puissance  $C_p$  et aussi à la valeur optimale de la vitesse spécifique  $\lambda$ . La figure. IV.10, et la figure. IV.11, présentent l'allure de  $\lambda$  et  $C_p$  et nous montrent les performances, de garder  $C_p$  et  $\lambda$  à leurs valeur maximales pendant les testes de simulation, de l'algorithme MPPT.

La figure IV.12 présente les allures du courant rotorique triphasé l'hors de changement du profile du vent pour le régulateur par mode glissant d'ordre deux flou. Et pour prouver la qualité des signaux.

A partir des allures des deux composant du rotor (directe et quadrature) tracés dans la figure IV.13 et la figure IV.14 respectivement, on constate que la commande appliquée pour le contrôle des puissances active et réactive de la MADA nous a permet de les contrôler indépendamment. Autrement dit, elle nous a offris un bon découplage entre la puissance active et la puissance réactive dans leur commande.

La figure IV.15 montrent que les courants obtenus au stator augmentent quand la vitesse du vent augmente, de plus, ces courants ont des formes sinusoïdales.

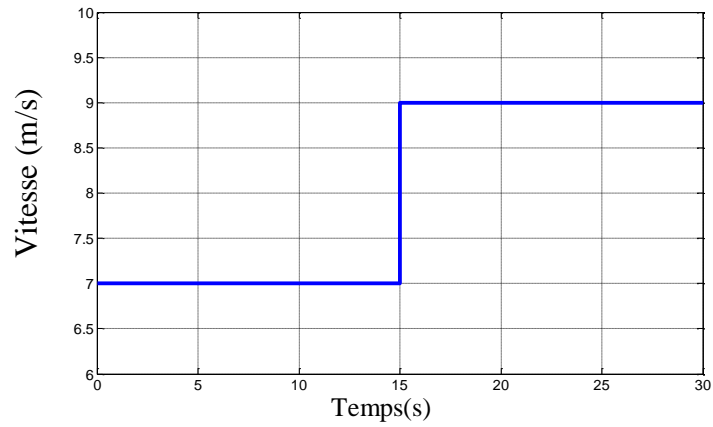


Figure IV.7: Profile du vent appliqué.

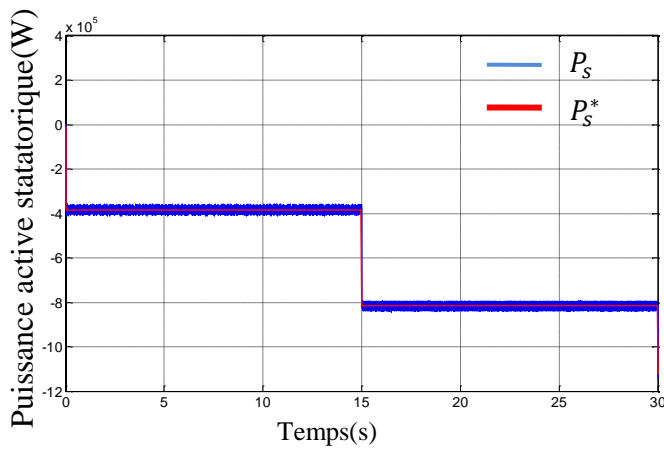


Figure IV.8: La puissance active statorique.

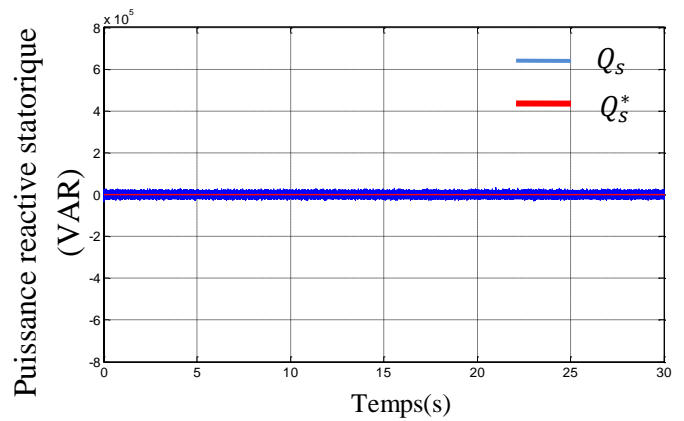


Figure IV.9: La puissance réactive statorique.

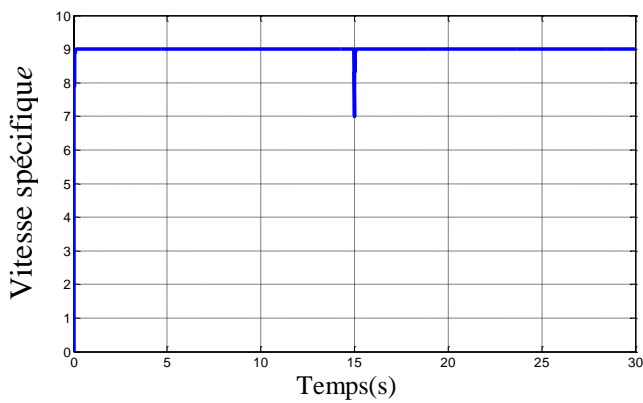


Figure IV.10: La vitesse spécifique Lambda.

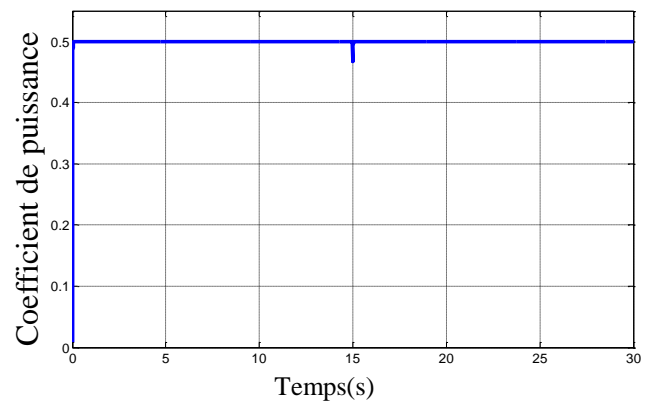


Figure IV.11: Le coefficient de puissance.

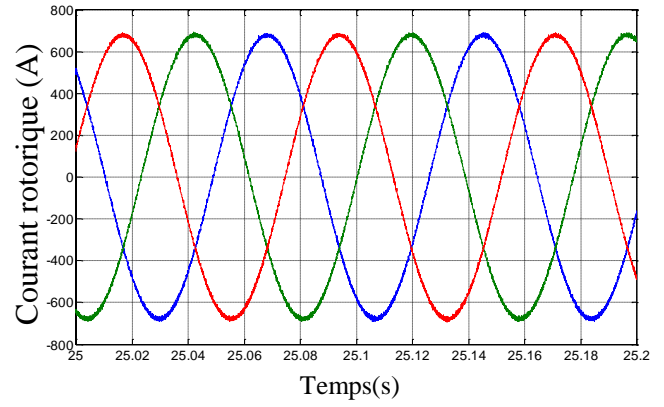
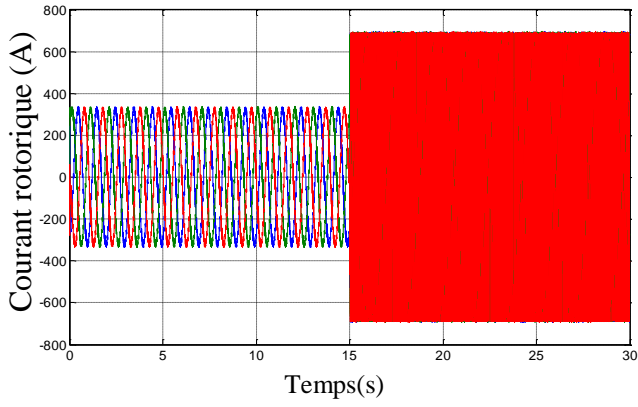


Figure IV.12: Les courants rotoriques triphasées et ses zooms .

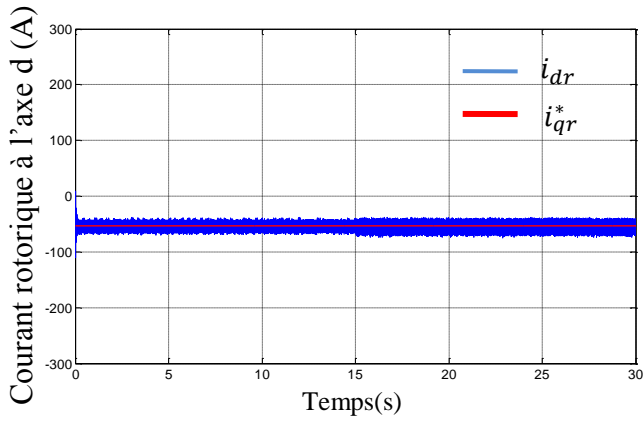


Figure IV.13: Courant rotorique à l'axe direct.

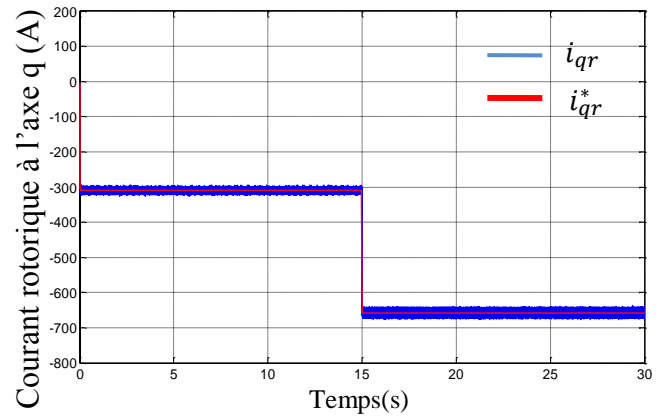


Figure IV.14: Courant rotorique à l'axe quadrature.

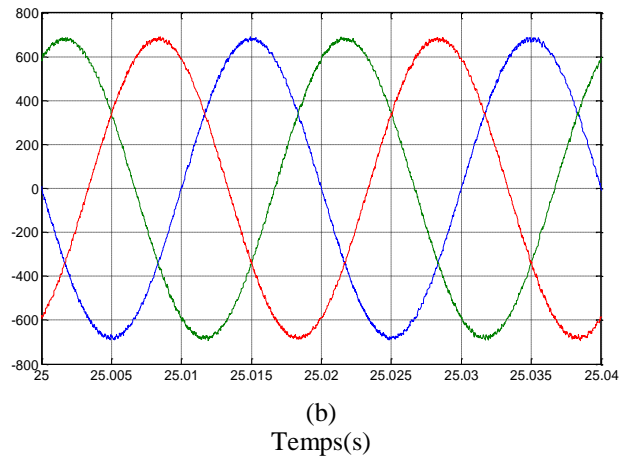
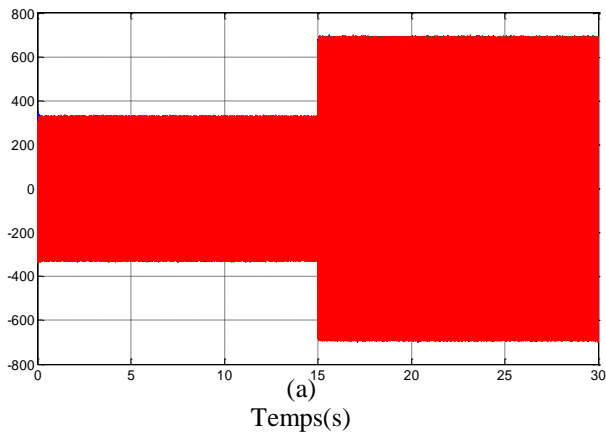


Figure IV.15: Les courants statoriques triphasées avec (b) un zoom.

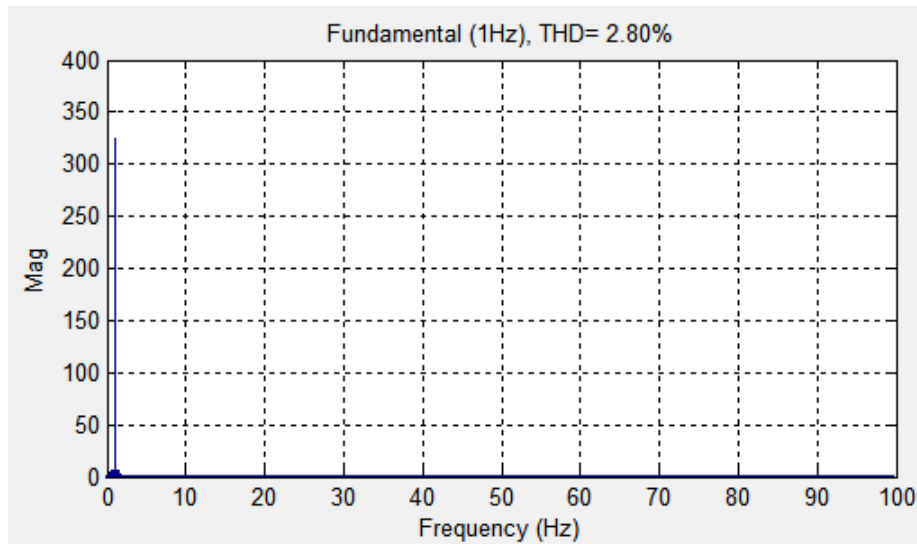


Figure IV.16: Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique.

La figure IV.16, montre les spectres des harmoniques du courant rotorique par phase pour la vitesse du vent égale à 7m/s. Cette analyse donne comme résultat une valeur de THD =2.80 pour la vitesse du vent égale à 7m/s, ce qui montrés que le chattering est très réduit, dans cette technique de commande.

#### IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé un contrôleur qui peut être appliqué pour une large classe de systèmes non linéaire, il combine les avantages de deux techniques considérés robustes et qui sont la commande par mode glissant et la commande floue. L'application de cette commande sur une génératrice à double alimentation afin de lui contrôler l'échange des puissances active et réactive avec le réseau. En plus, les résultats de simulation sous MATLAB/SIMULINK montrent le rôle important que ce régulateur hybride à jouer pour réduire le phénomène de chattering et permettre de bien contrôler le gain de la commande nécessaire pour forcer les puissances à suivre les références imposées.

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans le cadre de cette thèse de Doctorat ont pour objectif principal la commande d'une génératrice asynchrone à double alimentation, ainsi que l'apport qu'elle pourrait apporter dans un système éolien à vitesse variable (MPPT et contrôle de l'échange de la puissance active et la puissance réactive entre la génératrice et le réseau). L'échange des puissances entre la GADA et le réseau est contrôlé à l'aide des convertisseurs placés dans la chaîne d'alimentation du rotor, cette méthode nous offre l'avantage de réduire la taille des convertisseurs jusqu'à 30% [POI\_08] de la puissance globale de système.

Pour ce faire, on a présenté brièvement l'état de l'art sur les différents types d'éoliennes existantes, les différentes génératrices utilisées et les avantages justifiant le choix de la machine asynchrone à double alimentation. De plus, on a établi le modèle mathématique des éléments principaux constituant la chaîne de conversion électromécanique dans l'éolienne. Ce pour cela nous avons réalisé la simulation numérique de la modèle générateur - commande pour contrôler les puissances active et réactive du générateur asynchrone à double alimentation (GADA)

En suite, afin de mieux commander la puissance active et réactive statorique de l'aérogénérateur asynchrone à double alimentation, on a appliqué la technique de la commande vectorielle à le GADA pour maîtriser la difficulté de son réglage. Le contrôle de la MADA par la méthode du flux orienté assure de hautes performances statiques et dynamiques sur une grande plage de puissance. Cette commande a montré son efficacité de découplage des deux principales grandeurs Couple - Flux, dans le régime permanent. Pour pallier à cette limitation de la méthode du flux orienté classique surtout vis-à-vis des variations de la vitesse du vent. Nous avons envisagé d'intégrer les techniques de commandes robustes pour la conception des régulateurs utilisés pour le contrôle de notre système. D'autre part, la structure choisie pour alimenter le rotor de le GADA constituée par deux convertisseurs électroniques réversibles, a été d'une grande importance dans le fonctionnement de le GADA à facteur de puissance unitaire, et a permis la bidirectionnalité de la conversion énergétique rotorique.

Après, l'approche de la commande par mode glissant a été présentée et appliquée avec succès à la conception d'un régulateur de puissances statorique de l'aérogénérateur asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. La commande à structure variable apporte de meilleures performances, principalement en ce qui concerne la robustesse, par rapport à la commande précédente. Le temps de réponse est également améliorés.

Ces résultats sont prévisibles de par la nature de cette commande. Un autre avantage appréciable est qu'elle ne nécessite, au préalable, ni l'estimation de des paramètres de système. La commande classique des systèmes en mode glissant d'ordre un présente, en général, l'inconvénient majeur du phénomène de chattering.

Nous avons pu également montrer que les modes glissants d'ordre 2 représentaient une bonne solution lorsqu'il s'agit d'obtenir un compromis satisfaisant entre les performances (au niveau de la vitesse de convergence) et la robustesse de la commande. Cependant, même en appliquant cette méthode, on n'a pas pu éliminer phénomène de chattering sur la commande en mode glissant d'ordre un.

A cause de le phénomène de chattering ce qui apparaît comme des harmoniques dans les courants rotorique de la MADA, en adoptant, des nouvelle techniques des contrôleurs tel que le contrôleur par mode glissant intégré et le contrôleur hybride (mode glissant d'ordre deux - flou).

Cette dernière utilise les deux régulateurs au même temps, régulateur par mode glissant d'ordre 2 dans les boucles de contrôle des puissances active et réactive, et régulateur par logique floue pour les boucles de contrôle des courant rotorique. Par conséquence ce contrôleur hybride rassemble les performances des deux régulateurs : rapidité de convergence, robustesse et la minimisation de chattering.

Enfin, cette thèse peut être une nouvelle base de départ pour des futures contributions. Une suite de ce travail pourrait se focaliser sur l'amélioration de l'intégration des éoliennes dans le réseau électrique. En effet les éoliennes, se trouvant en cogénération avec d'autres sources traditionnelles dans le même réseau (système de production hybride). L'éolienne, comme une source fluctuante, sera présentée, comme une source de perturbation qui influence la stabilité dynamique du réseau [SHA\_10].

## Annexe A

### Les paramètres de la MADA sont :

Les paramètres de la Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée, et ceux de la turbine:

Paramètre	Valeur numérique
Puissance nominale	2.5MW
Résistance statorique	0.0019 ( $\Omega$ )
Résistance rotorique	0.0019( $\Omega$ )
Inductance mutuelle	0.0015(H)
Inductance statorique	5.04e-5(H)
Inductance rotorique	3.98e-5(H)
Nombre de paires de pôles	2
Tension nominale de la machine	690 V
Fréquence du réseau	50 Hz

### Les paramètres de la turbine éolienne utilisée :

Paramètre	Valeur numérique
Nombre de pale	3
Diamètre d'une pale	35.25 m
Gain du multiplicateur	90
Inertie de l'arbre	1000 Kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	0.0024 N.m.s/rad

### Paramètres de l'alimentation rotorique :

La liaison réseau-rotor est composée d'un filtre inductif série et de deux convertisseurs à commande MLI liés entre eux par un bus continu constitué d'un condensateur en parallèle, et dont les caractéristiques sont les suivantes :

Paramètre	Valeur numérique
Résistance du filtre	$0.002e^{-3}(\Omega)$
Inductance du filtre	$5e^{-3} (H)$
Capacité de bus continu	$4400e^{-6}(F)$
Tension de référence du bus continu	1800(V)



## Annexe B

### Calcul des paramètres du régulateur PI

Dans notre travail ,nous nous intéressons à la méthode de conception qui est basé sur la compensation de la constante de temps du régulateur avec celle du processus de la grandeur à réguler . La figure (B.1) montre un système de réglage de chaque puissance au niveau de stator de la MADA en boucle fermée par un régulateur PI.

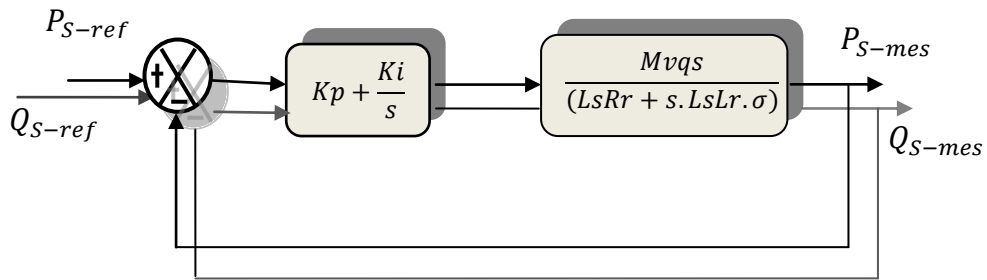


Figure. B.1 : Schéma block du système de régulation des puissances statoriques.

$$\text{Avec} \quad \sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte ( $F_{BO}$ ) du système de régulation de la figure (B.1) s'écrit comme suit :

$$F_{BO} = \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{s}{K_p}} \cdot \frac{\frac{Mv_{qs}}{L_s L_r \sigma}}{\frac{R_r}{L_r \sigma} + s}$$

La méthode de compensation des pôles consiste à éliminer le zéro de la fonction de transfert et ceci nous conduit à l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_r}{L_r \sigma}$$

Après la compensation ,on obtient la fonction  $F_{BO}$  suivante :

$$F_{BO} = \frac{K_p M v_{qs}}{L_s L_r \sigma \cdot s}$$

Ce qui nous donne la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$F_{BF} = \frac{1}{1 + \tau \cdot s}$$

Avec :

$$\tau = \frac{L_s L_r \sigma}{K_p M v_{qs}}$$

$\tau$  est le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10 ms :

$$K_p = \frac{L_s L_r \sigma}{\tau M v_{qs}}$$

$$K_i = \frac{R_r L_s}{\tau M v_{qs}}$$

On applique le même méthode sur :

↳ Boucle des courants

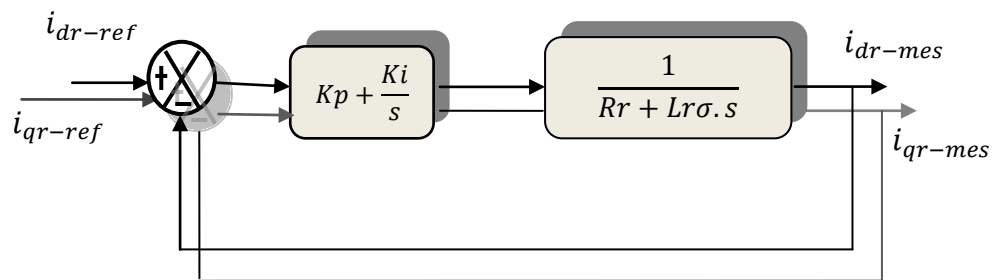


Figure. B.2 : Schéma block du système de régulation des courants rotorique .

↳ Boucle de vitesse

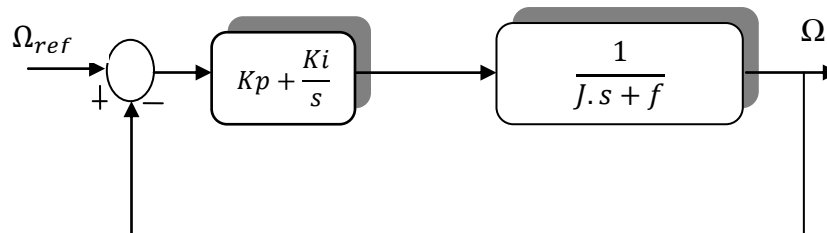


Figure. B.3 : Schéma block du système de régulation de vitesse.

La boucle de régulation de la tension de bus continu est nécessaire pour limiter  $V_{dc}(t)$  à cause du caractère élévateur du montage. On autre réguler  $V_{dc}(t)$  revient à réguler la puissance fournie à la charge. L'amplitude de courant  $i(t)$  est imposé par la sortie du régulateur de tension pou adapté la puissance absorbé par le redresseur à la puissance dissipée dans la charge .

La fonction de transfert du régulateur  $PI$  donné par :

$$FT_{PI} = K_p + \frac{K_i}{s} = K_f \left( 1 + \frac{1}{T_p} \right)$$

La fonction de transfert en boucle ouvert du régulateur  $PI$  associée à la fonction de transfert du coté continu est :

$$FTBO = Kf \left( 1 + \frac{1}{Tp} \right) \left( \frac{1}{CdcP} \right)$$

En prenant  $T=Cdc$ , cette fonction de transfert en boucle ouvert se simplifier et réduit est alors à :

$$FTBO = Kf \left( \frac{1 + \frac{1}{Tp}}{T^2 * p^2} \right)$$

D'ou la fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = Kf \left( \frac{1 + \frac{1}{Tp}}{1 + \frac{1}{Tp} + \frac{T^2 * p^2}{Kf}} \right)$$

Pour une première estimation du paramètre du correcteur, on choisi  $Kf$  pour que le système se comporte comme un système de première ordre .il suffit donc que  $T > \frac{T^2}{Kf}$  ;ce qui est facilement obtenu avec un choix convenable du facteur  $Kf$  du correcteur . les paramètre

Du régulateur PI sont définis comme suite :

$$Kp = Kf$$

$$Ki = \frac{Kf}{cdc}$$

## References Bibliographiques

### A

- [ABD\_07] A Abdelli., “Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive”., Thèse de Doctorat, Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [AMI\_12] H Amimeur., “Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile”., Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
- [ATK\_97] D J Atkinson., R A Lakin., R Jones., “A vector controlled doubly fed induction generator for a variable speed wind turbine application”., Transactions of the Institute of Measurement and Control, Vol. 19, No. 1, pp. 2-12, 1997.
- [ANA\_12] S Ana., M I Martinez., I Zubia., G Tapia., “Design and tuning of fixed switching frequency second order sliding mode controller for doubly fed induction generator power control”., IET Electric Power Applications, Vol. 6, No. 9, pp. 696-706, 2012.
- [AMI\_08] H Amimeur., “Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement”., Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [AKK\_10] 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.

### B

- [BOU\_06] B Boukhezzar., “Sur les stratégies de commande pour l'optimisation et la régulation de puissance des éoliennes à vitesse variable”., Thèse de Doctorat, Université de Paris 2006.
- [BUH\_ 86] H Bühler., “Réglage par mode de glissement”., Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
- [BRE\_10] V Bregeault., “Quelques contributions a la théorie de la commande par modes glissants”., Thèse de Doctorat, École Centrale De Nantes, 2010.
- [BRE\_08] S Breban., “ Etude du système de conversion électromagnétique d'un microcentrale hydroélectrique à vitesse variable”., Thèse de Doctorat, L'école National Supérieur

D'arts et Métiers, 2008.

- [BOY\_06] A Boyette., “Contrôle commande d’un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne”., Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy,2006.
- [BEL\_10\_1] B Beltran.,“Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur ”., Thèse de Doctorat, Université de Bretagne, 2010.
- [BEL\_10\_2] S Belakehal., “Conception et commande des machines à aimants permanents dédiées aux énergies renouvelables”., Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [BON\_08] F Bonnet., “Contribution à l’optimisation de la commande d’une machine asynchrone à double alimentation utilisée en mode moteur”., Thèse de Doctorat, Université de L’Institut National Polytechnique de Toulouse 2008.
- [BEL\_12] B Beltran., M E H Benbouzid., T Ahmed Ali., “Second order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine”., IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 27, No. 2, pp. 261-269, 2012.
- [BEN\_14] M E H Benbouzid., B Beltran., Y Amirat., G Yao., J Han., Et H Mangel., “Second order sliding mode control for DFIG based wind turbines fault ride through capability enhancement”., ISA transactions, Vol. 53, No. 3, pp. 827-833, 2014.
- [BOU\_09] B Boukhezzar., S Houria., “Nonlinear control with wind estimation of a DFIG variable speed wind turbine for power capture optimization”., Energy Conversion and Management, Vol. 50, No. 4, pp. 885-892, 2009.
- [BAG\_99] L Baghli ., “ Contribution a la commande de la machine asynchrone, utilisé de la logique Floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétique ”., Thèse de Doctorat Université Henri Poincaré, Nancy-1, 1999.
- [BOU\_07] A Boumededienne., “Recherche et développement de nouvelles approches de commandes d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension”., Thèse de Doctorat, ENP Alger, 2007.
- [BOU\_91] B Fares., “Commande par mode de glissement application aux convertisseurs électriques”., Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 1991.
- [BOU\_14] F Boumaraf., “Commande d’un aérogénérateur apport des techniques de l’intelligence

artificielle”., Thèse de Doctorat, Université de BATNA, 2014.

### C

- [CHE\_12] B Cherif., “Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d’une chaîne éolienne à base d’une machine asynchrone à double alimentation”., Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2012 .
- [CAM\_03] H Camblong., “Minimisation de l’impact des perturbations d’origine éolienne dans la génération d’électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable”., Thèse de Doctorat, L’École National Supérieur D’arts et Métiers, 2003.
- [COU\_08] V Courtecuisse., “Supervision d’une centrale multi sources a base d’éoliennes et de stockage d’énergie connecté au réseau électrique”., Thèse de Doctorat Université de L’École Nationale Supérieure d’Arts et Métiers, 2008.

### D

- [DJE\_09] Y Djeriri., “Commande Par Réseaux de Neurones d’une MADA Intégrée à un Système Eolien”., Mémoire de Magister Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbés , 2009.
- [DJU\_96] M Djurovic., G. Joksimovic., “Optimal performance of double fed induction generator in windmills”., Renewable Energy, Vol. 9, pp. 862– 865, 1996.
- [DAV\_07] A Davigeny., “Participation aux services système de fermes d’éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d’énergie”., Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2007.

### E

- [ELA\_04] S El Aimani., “Modélisation de différentes technologies d’éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension”., Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2004.
- [EBR\_16] S Ebrahimkhani., “Robust fractional order sliding mode control of doubly-fed induction generator (DFIG) based wind turbines”., ISA transactions, Vol.63, pp. 343-354, 2016. 63 (2016).
- [EVA\_13] C Evangelista., Valenciaga F. and Puleston P., “Active and reactive power control for wind turbine based on a MIMO 2 sliding mode algorithm with variable gains”., IEEE

Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, No. 3, pp. 682-689, 2013.

- [EVA\_12] C Evangelista., Valenciaga F., Puleston P., “Multivariable double sliding mode control for a wind energy system based on a double fed induction generator”., International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 37, No.13, pp. 10070-10075, 2012.

### **F**

- [FAT\_16] H Fathabadi., “Maximum mechanical power extraction from wind turbines using novel proposed high accuracy single sensor based maximum power point tracking technique”., Energy, Vol.113, pp. 1219-1230, 2016.
- [FRA\_96] B Francois., “Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle”., Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, janvier 1996.

### **G**

- [GAI\_10] H Gaillard., “Système éolien basé sur une MADA: contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service”., Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.
- [GHE\_11] T Ghennam., “Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation”., Thèse de Doctorat, Université de Lille et L'école Polytechnique d'ALGER, 2011.

### **H**

- [HAC\_12] M Hacil., “Amélioration des performances des énergies éoliennes”., Thèse de Doctorat Université de Constantine, 2012.
- [HU\_10 ] J Hu., “Direct active and reactive power regulation of DFIG using sliding mode control approach”., Energy Conversion, IEEE Transactions, Vol. 25, No. 4, pp. 1028-1039, 2010.
- [HUS\_09] A Hussain., “Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants”., Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.

### **I**

- [IKN\_06] Djamel Ikni., “Production d’énergie marine: intégration de la production éolienne offshore dans un bouquet énergétique décentralisé”., Thèse de Doctorat, Havre en Sciences pour L’ingénieur, 2006.

**J**

- [JAM\_13] K Jamoussi., Chrifi A.L., Benderradji H., El Hajjaji A., Ouali M., “Robust sliding mode control using adaptive switching gain for induction motors”., International Journal of Automation and Computing, Vol. 10, No. 04, pp. 697-706, 2013.
- [JER\_09] L Jerbi, L Krichen ., “ A fuzzy logic supervisor for active and reactive power control of a variable speed wind energy conversion system associated to a flywheel ”., storage system power systems research, Vol. 79, No. 06, pp. 919-925,,2009.

**K**

- [KHO\_06] S Khoujet El Khil., “Commande vectorielle d’une machine asynchrone doublement alimentée MADA” .,Thèse de Doctorat, I.N.P de Toulouse, France, 2006.
- [KAI\_13] D Kairous., “Modélisation, Simulation et Commande d’un Système Éolien a Machine Asynchrone à Double Alimentation”., Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran Mohamed Boudiaf, 2013.
- [KAI\_12] D Kairous., R Wamkeue., “DFIG based fuzzy sliding mode control of WECS with a flywheel energy storage”., Electric Power Systems Research, Vol. 93, pp. 16-23, 2012.
- [KAS\_13] A M Kassem., K M Hasaneen., A M Yousef., “Dynamic modeling and robust power control of DFIG driven by wind turbine at infinite grid”., International Journal of Electrical Power and Energy Systems. Vol. 44, No. 01, pp. 375-382, 2013.
- [KES\_14] M Kesraoui., “Using a DFIG based wind turbine for grid current harmonics filtering”., Energy Conversion and Management, Vol. 78, No. 01, pp. 968-975, 2014.
- [KAR\_12] A Karthikeyan., C Nagamani., G Ilango., “A versatile rotor position computation algorithm for the power control of a grid connected doubly fed induction generator”., IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 27, No. 3, pp. 697-706, 2012.
- [KAR\_13] P Krafczyk., “Modélisation et mise en œuvre d’une chaîne de production éolienne à base de la MADA”., mémoire présenté en vue d’obtenir le diplôme d’ingénieur



C.N.A.M., Université de Nancy 2013.

## L

- [LOP\_08] M Lopez., “Contribution à l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée”., Thèse de Doctorat Université de Paris Sud Paris XI 2008.
- [LIU\_14] X Liu., H Yaozhen., “Sliding mode control for DFIG-based wind energy conversion optimization with switching gain adjustment”., Intelligent Control and Automation (WCICA), 2014 11th World Congress on. IEEE, 2014.
- [LAV\_05] N Laverdure ., “Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires”., Thèse de Doctorat, Université de ENS de Cachan, 2005.
- [LIN\_11] W M LIN., “Design of intelligent controllers for wind generation system with sensorless maximum wind energy control”., Energy Conversion and Management ,*Vol. 52, No. 02, pp. 1086-1096, 2011.*
- [LEV\_93] A Levant., “Sliding orde and sliding accuracy in sliding mode control”., International Journal of Control, Vol.58(6), 1993, pp. 1247–1263.
- [LEC\_04] L Leclercq., “Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes”., Thèse de Doctorat Ecole Centrale de Lille, 2004.
- [LIL\_12] A Lilia., “Contribution à l'amélioration des performances des générateurs éoliens évaluation de l'impact des énergies renouvelables sur l'environnement”., Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
- [LEC\_94] D Lecoq., “Contribution à l'étude des moteurs alternatifs à double alimentation par convertisseurs statiques pour entraînement de forte puissance”., Thèse de Doctorat, Université de Bruxelles, 1994.

## M

- [MAD\_98] N Madni, M F. Benkhoris, “Sliding mode control of asynchronous motor drive,” Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, 21-23 September 1998, Publication No. 456, IEEE 1998.
- [MAD\_10] S Madougou., “Etude du potentiel éolien du jet nocturne dans la zone sahélienne à partir des observations de radars profileurs de vent”., Thèse de Doctorat Université

Toulouse, 2010.

- [MIR\_05] A Mirecki, “ Etude Comparative de chaînes de conversion d’énergie dédiées à une éolienne de petite puissance”., Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2005.
- [MOG\_05] E. F Mogoş., “Production décentralisée dans les réseaux de distribution étude pluridisciplinaire de La modélisation pour le contrôle des sources”., Ecole Nationale Supérieure d’Arts et Métiers Centre de Lille, 2005.
- [MER\_07] F Merrahi., “Alimentation et commande d’une machine asynchrone a double alimentation (application a l’énergie éolienne)”., Mémoire de Magister en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [MET\_09] S Metatla., “ Optimisation et regulation des puissances d’une éolienne a base d’une MADA”., Mémoire de magister Ecole Nationale polytechnique, 2009.
- [MAR\_13] M I Martinez., S Ana., G Tapia., L Xu., “Sliding mode control of a wind turbine driven double fed induction generator under non ideal grid voltages”., IET Renewable Power Generation, Vol. 7, No. 4, pp. 370-379, 2013.
- [MAR\_12] M I Martinez., S Ana., G Tapia., “Sliding mode control for dfig rotor and grid side converters under unbalanced and harmonically distorted grid voltage”., IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 27, No. 2, pp. 328-339, 2012.

## **N**

- [NAG\_15] H S Naggar., A S Ahmed., M Abd El-Aziz., “Low voltage ride through of doubly fed induction generator connected to the grid using sliding mode control strategy”., Renewable Energy Vol. 80, pp. 583-594, 2015.

## **P**

- [PEN\_10] L Peng., “Reconfiguration du dispositif de commande d’une éolienne en cas de creux de tension”., Thèse de Doctorat Ecole Centrale de Lille, 2010.
- [POZ\_03] F J Poza., “ Modélisation, conception et commande d’une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération a vitesse variable”., Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003.
- [POI\_03] F Poitiers., “Etude et commande de génératrice asynchrones pour l’utilisation de

l'énergie éolienne machine asynchrone à cage autonome machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau”, Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.

[POI\_09] F Poitiers., T Bouaouiche., M Machmoum., “Advanced control of a doubly fed induction generator for wind energy conversion”., *Electric Power Systems Research*, Vol. 79, No. 7, pp. 1085-1096., 2009.

[PEN\_96] R S Pena., J C Clare., G M Asher., “Vector control of a variable speed doubly fed induction machine for wind generation systems”., *EPE Journal*, Vol. 6, no. 3- 4, pp. 60-67, Dec. 1996.

[PAN\_13] V N Pande., U M Mate., K Shailaja., “Discrete sliding mode control strategy for direct real and reactive power regulation of wind driven DFIG”., *Electric Power Systems Research*, Vol. 100, pp. 73-81, 2013

[PEN\_96\_1] R S Pena., J C Clare., G M. Asher., “Doubly fed induction generator using back to back PWM converters and its applications to variable speed wind energy generation”., *IEE Proceedings, Electrical Power Applications*, Vol. 143, No. 3, pp. 231-241, May 19.

[PEN\_96\_2] R S Pena., J C Clare, G M Asher., “Vector control of a variable speed doubly-fed induction machine for wind generation systems”., *EPE Journal*, Vol. 6, No. 3-4, pp. 60-67, December 1996.

[POU\_88] M Pouloujadoff., “Grafical representation of doubly fed induction machine operation, electric machines and power systems”., *Electric Machines and Power Systems* 15, 1988, pages 93 – 108.

## **R**

[RIF\_93] M B Rifai., T H Ortmeier., “Dynamic analysis of a doubly fed generator in power system applications”., *Electric machines and power systems*, Vol. 21, no.1, pp. 141-150,1993.

[RUI\_13] C Ruiz., N S Edgar., G L Alexander., “Real time sliding mode control with neural networks for a doubly fed induction generator”, *The 52nd international conference on Decision and Control (CDC)*,in Firenze, 10-13 Dec 2013, pp. 6786-6791, IEEE.

**S**

- [SAL\_07] G Salloum., “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation” ., Thèse de Doctorat, I.N.P de Toulouse, France, 2007.
- [SHI\_14] Y Shi., “A hybrid optimal control structure of DFIG wind energy convert system”., intelligent control and automation (WCICA), 2014 11th World Congress on. IEEE, 2014.
- [SHA\_12] L Shang., J Hu., “Sliding mod based direct power control of grid connected wind turbine driven doubly fed induction generators under unbalanced grid voltage conditions”., IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 27, No. 2, pp. 362-373, 2012.
- [SUW\_12] M Suwan., T Neumann., C Feltes., “Educational experimental rig for Doubly Fed Induction Generator based wind turbine”., In Power and Energy Society General Meeting Conference, San Diego, CA,22-26. July 2012 IEEE (pp. 1-8). IEEE.
- [SEO\_99] J Soens., J Drissen, R Belmans., “Doubly fed induction machine: operating regions and dynamic simulation”, EPE 2003 Conference, Toulouse, France, September 2003.
- [S.I] [http://www.lemonde.fr/energies/article/2017/02/09/en-2016-l-eolien-a-depasse-les-capacites-installees-de-centrales-a-charbon-en-europe\\_5076828\\_1653054.html](http://www.lemonde.fr/energies/article/2017/02/09/en-2016-l-eolien-a-depasse-les-capacites-installees-de-centrales-a-charbon-en-europe_5076828_1653054.html) (consulter le 23/09/2017).
- [SYL\_13] A sylla., “ Modélisation d'un émulateur éolien à base de machine asynchrone à double alimentation ”., Thèse de Doctorat, L'université du Québec à Trois Rivières, 2013.
- [SHA\_10] L Shang, Sun D, Hu J., “Sliding mode based direct power control of grid connected voltage source inverters under unbalanced network conditions”., Proc. of IET on Power Electronics, vol. 4, no. 5, pp. 570-579, 2010.

**T**

- [TRI\_16] F Z Tria., K Srairi., M T Benchouia., B Mahdad., M E H Benbouzid., “An hybrid control based on fuzzy logic and a second order sliding mode for MPPT in wind energy conversion systems”., International Journal on Electrical Engineering and Informatics, Vol. 8, No. 04, pp. 711, 2016.
- [TRI\_13] F Z TRIA., “Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une MADA

Par différentes techniques”., Mémoire de Magister Université d'Eloued, 2013.

- [TRI\_17] F Z Tria., K Srairi., M T Benchouia., M E H Benbouzid., “An integral sliding mode controller with super-twisting algorithm for direct power control of wind generator based on a doubly fed induction generator”., *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, pp. 1-8, 2017.
- [TAR\_15] S Taraft., “A proposed strategy for power optimization of a wind energy conversion system connected to the grid”., *Energy Conversion and Management*, Vol. 101, pp. 489-502, 2015.
- [TAN\_95] Y Tang., L Xu., “A flexible active and reactive power control strategy for a variable speed constant frequency generating system”., *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 10, No. 4, pp. 472-478, July 1995.

## V

- [VEC\_13] I Vechiu., “Modélisation, commande et intégration de la production décentralisée dans les micro réseaux”., Thèse de Doctorat Université de Grenoble INP, 2013 .
- [VID\_04] P E Vidal., “Commande Non Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation”., Thèse Doctorat de L'institut National Polytechnique, 2004.
- [VAL\_10] F Valenciaga., “Second order sliding power control for a variable speed-constant frequency energy conversion system”., *Energy Conversion and Management*, Vol. 51, No. 12, pp. 3000-3008, 2010.
- [VAL\_08] F Valenciaga., “Second order sliding power control for a variable speed-constant frequency energy conversion system”., *Energy Conversion and Management*, 2010, 51.12: 3000-3008.

## W

- [WEN\_14] Y T Weng., Y Y Hsu., “Sliding mode regulator for maximum power tracking and copper loss minimization of a doubly fed induction generator”., *Renewable Power Generation*, Vol. 9, No. 04, pp. 297-305, 2014.
- [WEL\_97] E Welfonder., R Neifer., M Spanner., “Development and experimental identification of dynamic models for wind turbines”., *Control Engineering Practice*, Vol. 5, No. 01, pp. 63-73, 1997.

- [YAM\_91] M Yamamoto., O Motoyoshi., “Active and reactive power control for doubly fed wound rotor induction generator”., IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 4, October 1991.

**Z**

- [ZHA\_12] F Zhang., “On off control of wind turbine for maximum wind power point tracking”., Modelling, Identification and Control (ICMIC), 2012 Proceedings of International Conference on. IEEE, 2012.