



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET  
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE CONSTANTINE I  
Faculté des Sciences de la Technologie  
Département d'Electrotechnique

N<sup>0</sup> d'ordre : .....  
Série : .....

## *THESE*

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de doctorat en sciences en Electrotechnique  
Option :  
Modélisation et commande des machines électriques

Présenté par :

**HAMDI NAOUEL**

Magister en électrotechnique de l'université CONSTANTINE 1

# Amélioration des performances des aérogénérateurs

Soutenu le 03/07/2013

Devant le jury :

Président : **BENTOUNSI AMAR**

Rapporteur : **BOUZID AISSA**

Examineurs : **DRID SAID**

**BENALLA HOCINE**

**AZOUI BOUBAKAR**

**Prof.** L'Université de Constantine

**Prof.** L'Université de Constantine

**Prof.** L'Université de Batna

**Prof.** L'Université de Constantine

**Prof.** L'Université de Batna

## **REMERCIEMENTS**

*Le travail développé dans ce mémoire a été réalisé au sein du laboratoire d'Electrotechnique Université de Constantine1.*

*Je voudrais exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur Monsieur **BOUZID AISSA**, Professeur à l'Université Constantine1, pour ses encouragements, son suivi continuels ainsi que sa rigueur et ses précieux conseils. Sans sa perspicacité et son appui, il aurait été impossible de mener à bien ce travail. Ses connaissances et son expérience resteront pour moi une source constante de savoir.*

*Je suis particulièrement sensible à l'honneur que me fait Monsieur **BENTOUNSI AMAR**, Professeur à l'Université Constantine1 d'avoir bien voulu présider mon travail.*

*Mes remerciements vont aussi à l'endroit de Monsieur **BENALLA HOCINE**, Professeur à l'Université Constantine1, Monsieur **DRID SAID** Professeur à l'Université de Batna et Monsieur **AZOUI BOUBAKEUR** Professeur à l'Université de Batna de m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de ce mémoire.*

*Sur un plan plus personnel, J'aimerais maintenant remercier mes proches et en premier lieu mes parents à qui je dédie ce mémoire.*

*Et mon époux Nabil pour le soutien qu'il m'a apporté.*

*Je remercie mes sœurs et mes frères qui m'ont encouragé et conseillé, qui m'ont lu et fait part de leurs observations. Son oublié ma chère amie et sœur **BABAA Fatima** pour leur aide et encouragement.*

*Nombreux sont celles et ceux qui m'ont apporté aide et encouragements au cours de la préparation de ce mémoire. Qu'ils en soient tous chaleureusement remerciés.*

## *DEDICACE*

*Je tiens à dédier ce travail à :*

*En premier lieu mon PÈRE HAMDI KAMEL qui ne cesse pas de m'encourager  
et ma MÈRE AMINA pour sa tendresse profonde.*

*Mon mari NABIL,*

*Mes filles ESSMA et HADIL,*

*Mes sœurs, mes frères,*

*Ma chère amie et sœur BABAA Fatima et sa famille,*

*Toute ma grande famille.*

*Tous mes amis.*

*Mes enseignants.*

**RESUME :** L'objectif de cette thèse est d'introduire des stratégies de commandes pour améliorer les performances de la DFIG utilisée pour la production de l'énergie électrique. Après un bref rappel théorique sur la chaîne de conversion d'énergie éolienne, on dresse un état de l'art en exposant quelques travaux effectués dans le domaine. On modélise la chaîne de conversion d'énergie éolienne puis, on aborde le contrôle vectoriel direct (FOC), indirect (IFOC) et à double orientation de flux (DFOC) appliqués de la DFIG. La technique de commande non linéaire « dite en mode glissant » est ensuite introduite. On conclue avec la commande directe du couple (DTC) qui fournit généralement une bonne dynamique du couple électromagnétique. Des simulations numériques sur Matlab/Simulink ont été implantées pour valider les méthodes proposées.

**Mots clés :** génératrice asynchrone à double alimentation (DFIG), le contrôle vectoriel direct (FOC), le contrôle vectoriel indirect (IFOC), contrôle vectoriel à double orientation de flux (DFOC), mode glissant, la commande direct du couple (DTC).

**ABSTRACT:** The objective of this thesis is to introduce control strategies to improve the performance of the DFIG used for the production of electrical energy. After a brief theoretical background on the string conversion of wind energy, it provides a state of the art by exposing some work done in the field. Chain of wind energy conversion is modeled then direct vector control (FOC), indirect (IFOC) and double-orientation flow (DFOC) applied the DFIG are addressed. The non-linear control technique " sliding mode control" is then introduced. We conclude with direct torque control (DTC) which generally provided a good momentum of the electromagnetic torque. Numerical simulations on Matlab / Simulink have been implemented to validate the proposed methods.

**Keywords:** double-fed induction generator (DFIG), the direct vector control (FOC), the indirect vector control (IFOC), double-orientation vector flow (DFOC), sliding mode control (SMC), the Direct Torque Control (DTC).

**ملخص:** الهدف من العمل المعروف في هذه الرسالة هو دراسة مختلف طرق التحكم من أجل تحسين أداء المولدات الاتزامنية ثنائية التغذية تستخدم لإنتاج الطاقة الكهربائية. بعد الخلفية الوجيزة على نظام تحويل طاقة الرياح إلى طاقة كهربائية، قمنا في جزء الثاني بنمذجة مختلف أجزاء المكونة لنظام تحويل طاقة الرياح إلى طاقة كهربائية، ثم قمنا في الجزء الثالث بعرض مختلف طرق التحكم الشعاعي. ثم تطرقنا في الجزء الرابع إلى تقنية التحكم الغير الخطي عن طريق الأسلوب الانزلاقي من أجل تحسين برنامج التحكم الشعاعي، و في الأخير قمنا بإدراج تقنية التحكم المباشر للعزم الكهرومغناطيسي الذي يسمح بإعطاء ديناميكية سريعة للعزم و صلابة ضد تغيرات معاملات الآلة. برمجة رقمية في المتلاب سيملينك تم انجازها لاختبار مدى فعالية الطرق التي تم طرحها.

مفاتيح: المولدات الاتزامنية ثنائية التغذية، التحكم الشعاعي الأسلوب الانزلاقي، تقنية التحكم المباشر للعزم

# Notation et symboles

$[L(\theta)]$  : matrice des inductances.

$\theta$  : angle entre l'axe rotorique et l'axe statorique

$\theta_s$  : angle électrique relatif aux grandeurs électrique statorique.

$\theta_r$  : angle électrique relatif aux grandeurs électrique rotorique.

$\Omega$  : vitesse de rotation de la génératrice.

$[A]$  : matrice de Park

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : tensions rotoriques.

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : tensions statoriques.

$[A]^{-1}$  : matrice inverse de Park modifiée.

$R_s$  : résistance de bobinage statoriques.

$R_r$  : résistance de bobinage rotorique.

$L_s$  : inductance cyclique propre statorique.

$L_r$  : inductance cyclique propre rotorique.

$M_{sr}$  : inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

$\phi_{sd}$  : composante directe du flux au stator dans le repère de Park.

$\phi_{sq}$  : composante en quadrature du flux au stator dans le repère de Park.

$\phi_{rd}$  : composante directe du flux au rotor dans le repère de Park.

$\phi_{rq}$  : composante en quadrature du flux au rotor dans le repère de Park.

$[K(\alpha)]$  : matrice de la transformation de KU.

$V0$  : vitesse du vent en amont de l'aérogénérateur

$V2$  : vitesse du vent en aval de l'aérogénérateur

$\rho$  : densité de l'air

$F$  : force de portance au rotor de la turbine.

$P_{tu}$  : puissance extraite du vent par le rotor.

$P_{th}$  : puissance théorique.

$C_p$  : coefficient de puissance.

$\Omega_{tu}$  : vitesse de rotation de la turbine avant multiplicateur.

$R$  : rayon de la turbine éolienne.

$C_p$  : coefficient de puissance.

$\beta$  : angle de l'orientation de la pale.

$p$  : nombre de paire de pôles.

$\Gamma_{em}$  : couple électromagnétique.

$\omega_s$  : pulsation électrique des grandeurs statorique.

$\omega_r$  : vitesse angulaire (pulsation) électrique du rotor.

$S(x)$  : surface de glissement.

$p_s$  : puissance active statorique.

$Q_s$  : puissance réactive statorique.

$p_r$  : puissance active rotorique.

$Q_r$  : puissance réactive rotorique.

$V_{sd}$  : composante directe de tension au stator dans le repère de Park .

$V_{sq}$  : composante en quadrature de tension au stator dans le repère de Park

$V_{rd}$  : composante directe de tension au rotor dans le repère de Park

$V_{rq}$  : composante en quadrature de tension au rotor dans le repère de Park

$i_{sd}$  : composante directe du courant au stator dans le repère de Park.

$i_{sq}$  : composante en quadrature du courant au stator dans le repère de Park.

$i_{rd}$  : composante directe du courant au rotor dans le repère de Park.

$i_{rq}$  : composante en quadrature du courant au rotor dans le repère de Park.

$V_{sf}$  : composante forward de tension au stator dans le repère de KU.

$V_{sb}$  : composante backward de tension au stator dans le repère de KU.

$V_{rf}$  : composante forward de tension au rotor dans le repère de KU.

$V_{rb}$  : composante backward de tension au rotor dans le repère de KU.

$i_{sf}$  : composante forward du courant au stator dans le repère de KU.

$i_{sb}$  : composante backward du courant au stator dans le repère de KU.

$i_{rf}$  : composante forward du courant au rotor dans le repère de KU.

$i_{rb}$  : composante backward du courant au rotor dans le repère de KU.

$i_{sf}^*$  : conjugué de  $i_{sf}$ .

$i_{rf}^*$  : conjugué de  $i_{rf}$ .

# ABREVIATIONS

*HAWT : turbines éoliennes à axe horizontal.*

*VAWT : turbines éoliennes à axe vertical.*

*SCIG : générateur asynchrone à cage d'écureuil.*

*WRIG : générateur asynchrone à rotor bobiné.*

*DFIG : générateur asynchrone doublement alimenté.*

*MLI : modulation de largeur d'impulsion.*

*PI : proportionnel intégrateur.*

*MPPT : the maximum power point tracking.*

*SVM : modulation vectorielle.*

*IMC : convertisseur matricielle indirect.*

*PMSG : générateur synchrone a aimant permanent.*

*CPC : contrôle de la puissance constant.*

*SMC : commande a mode glissant.*

*CSV : commande a structure variable.*

*DTC : control direct du couple.*

# TABLE DES FIGURES

Figure.1.1. schéma synoptique de la DFIG.....	7
Figure. 1.2 Structure du stator et des contacts rotoriques de la DFIG.....	8
Figure. 1.3. Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.....	8
Figure. 1.4. Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.....	9
Figure. 1.5. Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.....	9
Figure. 1.6. Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.....	10
Figure. 1.7.structure complète de la chaine de conversion .....	15
Figure. 1.8.structure complète de la chaine de conversion .....	16
Figure. 1.9.Structure de la chaine de conversion par la commande par mode glissant.....	16
Figure. 1.10.Système de conversion l'énergie éolienne avec IMC.....	17
Figure. 1.11.Structure de la commande vectorielle avec des régulateurs logique flou-neurone.....	17
Figure. 1.12. Schéma bloc d'une PMSG avec une cascade d'un convertisseur multi niveau relie directement au réseau.....	18
Figure. 1.13. Schéma d'une chaine de conversion d'énergie éolienne avec Ultra condensateurs.....	18
Figure. 1.14 Système de conversion d'énergie éolienne avec un filtre active de puissance.....	19
Figure. 1.15 Système bloc de la commande prédictive de puissance.....	20
Figure. 1.16 La configuration d'une turbine éolienne équipée d'une super-capacité reliée réseau.....	20
Figure. 1.17 Système de conversion d'énergie éolienne avec le contrôle MPPT contrôlé par SMC.....	21
Figure.1.18 système de conversion d'énergie éolienne avec convertisseur SVM contrôlé par SMC.....	21
Figure.1.19 système de conversion d'énergie éolienne (WECS) avec BESS.....	22
Figure.2.1 schéma opérationnel de la chaine de conversion d'énergie éolienne.....	27
Figure. 2.2 Représentation du modèle triphasé/triphasé.....	28
Figure. 2.3 Principe de la transformation de Park appliquée à la DFIG.....	31
Figure. 2. 4 Tube de courant autour d'une éolienne.....	36
Figure. 2.5. Coefficient aérodynamique de puissance.....	37
Figure. (2.6) Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine.....	39
Figure. (2.7) onduleur triphasé et la DFIG.....	40
Figure. 2.8. Structure du redresseur triphasé.....	42
Figure.3.1 Orientation de l'axe d sur le flux statorique.....	51
Figure.3.2. Schéma bloc de la DFIG.....	53
Figure.3.3. Schéma bloc de la commande direct.....	54
Figure.3.4. Schéma de bloc de la commande indirecte .....	54
Figure. 3.5. Système régulé par un régulateur PI.....	55
Figure. 3.6. Régulateur IP.....	56
Figure.3.7. Système régulé par un régulateur IP .....	56
Figure.3.8. Système régulé par un relais.....	57
Figure.3.9. Schéma bloc de commande indirecte réglé par un relais.....	58
Figure.3.10. Schéma de bloc de commande directe réglé par un relais.....	58
Figure.3.11. courant rotorique direct (contrôle direct) .....	58



Figure. 3.12. Courant rotorique en quadrature (contrôle direct).....	59
Figure. 3.13. Courant rotorique direct (contrôle indirect Bo).....	60
Figure. 3.14. Courant rotorique en quadrature (contrôle indirect Bo).....	61
Figure. 3.15. Suivi de consigne de puissances active (contrôle direct).....	62
Figure. 3.16. Suivi de consigne de puissances Réactive (contrôle direct).....	64
Figure. 3.17. Suivi de consigne de puissance active (contrôle indirect Bo).....	65
Figure. 3.18. Suivi de consigne de puissance Réactive (Contrôle indirect Bo).....	65
Figure. 3.19. Diagramme vectoriel de la DFIG après orientation.....	66
Figure. 3.20. Schéma de la commande vectorielle direct avec double orientation de flux de la DFIG.....	68
Figure. 3.21. Suivi de consigne de puissances active (contrôle direct).....	69
Figure. 3.22. Suivi de consigne de puissances réactive (contrôle direct).....	69
Figure.3.23. Flux rotorique direct (contrôle direct).....	69
Figure.3.24. Flux rotorique en quadrature (contrôle direct).....	70
Figure.3.25. Flux statorique direct (contrôle direct).....	70
Figure.3.26. Flux statorique en quadrature (contrôle direct).....	70
Figure.3.27. Suivi de consigne de puissances active (contrôle indirect).....	71
Figure.3.28. Suivi de consigne de puissances réactive (contrôle indirect).....	71
Figure.3.29. Flux rotorique direct (contrôle indirect).....	71
Figure.3.30. Flux rotorique en quadrature (contrôle indirect).....	72
Figure.3.31. Flux statorique direct (contrôle indirect).....	72
Figure.3.32. Flux statorique en quadrature (contrôle indirect).....	72
Figure.4.1.Mode de glissement réel.....	76
Figure.4.2. Fonction <code>sign</code> (non linéarité tout ou rien).....	80
Figure.4.3.Schéma bloc de la commande à mode glissant en puissances appliqué à DFIG.....	83
Figure.4.4.Schéma bloc de la commande à mode glissant en courants appliqué à DFIG.....	85
Figure.4.5.Suivi de consigne de puissance active (commande en puissance).....	86
Figure.4.6.Suivi de consigne de puissance réactive (commande en puissance).....	86
Figure.4.7. Flux statorique quadrature (commande en puissance).....	87
Figure.4.8. Flux statorique direct (commande en puissance).....	87
Figure.4.9. Courant rotorique direct (commande en puissance).....	87
Figure.4.10. Courant rotorique quadrature (commande en puissance).....	88
Figure.4.11.Suivi de consigne de puissance active (commande en Courant).....	88
Figure.4.12.Suivi de consigne de puissance réactive (commande en courant).....	88
Figure.4.13. Flux statorique direct (commande en courant).....	89
Figure.4.14. Flux statorique en quadrature (commande en courant).....	89
Figure.4.15. Courant rotorique direct (commande en courant).....	89
Figure.4.16. Courant rotorique quadrature (commande en Courant) .....	90
Figure.4.17.Schéma bloc de SMC avec la transformation de Ku appliqué à DFIG.....	93

Figure.4.18.Suivi de consigne de puissance active.....	94
Figure.4.19.Suivi de consigne de puissance réactive.....	94
Figure.4.20.Flux statorique for-ward.....	94
Figure.4.21. Flux statorique back-ward.....	95
Figure.4.22.Courant rotorique for-ward.....	95
Figure.4.23.Courant rotorique back-ward.....	95
Figure.4.24.Suivi de consigne de puissance active avec la transformation de KU.....	96
Figure.4.25.Variation de la résistance rotorique en fonction du temps.....	96
Figure.4.26.Suivi de consigne de puissance réactive avec la transformation de KU.....	97
Figure.4.27.Courant rotorique for-Ward .....	97
Figure.4.28.Courant rotorique back-Ward.....	98
Figure.4.29.Suivi de consigne de puissance active transformation de Park (control en courant).....	98
Figure.4.30.Suivi de consigne de puissance réactive avec la transformation de Park (control en Courant).....	98
Figure.4.31.Courant rotorique direct avec la transformation de Park (control en courant).....	99
Figure.4.32.Courant rotorique en quadrature avec la transformation de Park (control en Courant).....	99
Figure.4.33.Suivi de consigne de puissance active avec la transformation de Park (control en Puissance).....	100
Figure.4.34.Suivi de consigne de puissance réactive transformation de Park (control en Puissance).....	100
Figure.4.35.Courant rotorique direct avec la transformation de Park (control en puissance).....	100
Figure.4.36.Courant rotorique en quadrature avec la transformation de Park (control en Puissance).....	100
Figure.5.1 : Structure de base de la commande directe du couple selon TAKAHASHI .....	105
Figure.5.2 : représentation des flux statorique et rotorique.....	106
Figure.5.4 : sélection des tensions correspondant au contrôle du flux.....	108
Figure.5.5 : contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	109
Figure.5.6 : comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple Electromagnétique .....	110

Figure.5.7 : Schéma Simulink de l'onduleur de tension utilisé en cas du DTC.....	113
Figure5.8. Schéma bloc de la commande direct du couple appliqué sur le DFIG.....	113
Figure5.9. Schéma de la chaine de conversion l'énergie éolienne avec la DTC sur le MATLAB/Simulink.....	114
Figure .5.10. Couple électromagnétique.....	114
Figure. 5.11. Module du vecteur flux rotorique.....	115
Figure.5.12. Courant rotorique de la phase a.....	115
Figure.5.13. Evolution du flux rotorique.....	115
Figure.5.14. Commutation de l'interrupteur.....	116

# TABLE DES MATIERS

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>1</b>
<i>CHAPITRE 1 : Etat de l'art et technique de commande de la Chaîne de conversion éolienne</i>	
<b>1.1 Introduction</b>	<b>5</b>
<b>1.2 Principe de base d'éolienne</b>	<b>5</b>
<b>1.2.1 Turbines Eoliennes à Axe Horizontal (HAWT)</b>	<b>6</b>
<b>1.2.2 Turbines Eoliennes à Axe Vertical (VAWT)</b>	<b>6</b>
<b>1.3 Principaux composants d'une éolienne</b>	<b>7</b>
<b>a. Le mât</b>	<b>7</b>
<b>b. Les Pales</b>	<b>7</b>
<b>C. Nacelle</b>	<b>7</b>
<b>C.1 Générateurs</b>	<b>7</b>
<b>C.1.1 Générateur Asynchrone</b>	<b>8</b>
<b>C.1.2 Générateur Asynchrone à Cage d'Ecureuil</b>	<b>8</b>
<b>C.1.3 Générateur Asynchrone à Rotor Bobiné (WRIG)</b>	<b>8</b>
<b>C.1.4 Générateur Asynchrone Doublement Alimenté (DFIG)</b>	<b>8</b>
<b>1.4. Structure des machines asynchrones à double alimentation</b>	<b>9</b>
<b>1.5. Principe de fonctionnement de la génératrice double alimentation</b>	<b>9</b>
<b>1.5.1 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone</b>	<b>10</b>
<b>1.5.2 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone</b>	<b>10</b>
<b>1.5.3 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone</b>	<b>11</b>
<b>1.5.4 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone</b>	<b>11</b>
<b>1.6 Avantages et les inconvénients de la DFIG</b>	<b>11</b>
<b>1.6.1 Avantages de la DFIG</b>	<b>12</b>
<b>1.6.2. Inconvénients de la DFIG</b>	<b>12</b>
<b>1.7 .Conclusion</b>	<b>23</b>
<b>1.8 References Bibliographies</b>	<b>24</b>

## *CHAPITRE 2 : Modélisation et étude du système de conversion*

<b>2.1 Introduction</b>	<b>26</b>
<b>2.2 Synthèse de quelques modèles applicables à la machine asynchrone double alimentation</b>	<b>28</b>
<b>2.2.1 Modèle triphasé / triphasé</b>	<b>28</b>
<b>a. Equations électriques</b>	<b>29</b>
<b>b. Equations des flux</b>	<b>30</b>
<b>c. L'équation mécanique</b>	<b>30</b>
<b>2.2.2 La transformation de Park à la DFIG</b>	<b>31</b>
<b>2.2.3 La transformation de KU appliquée à la DFIG</b>	<b>34</b>
<b>2.3 Modèle de la turbine</b>	<b>37</b>
<b>2.3.1 Théorie de Betz</b>	<b>37</b>
<b>2.4 Modélisation de l'onduleur triphasé</b>	<b>40</b>
<b>2.5 Modélisation du redresseur triphasé à MLI</b>	<b>43</b>
<b>2.6 Conclusion</b>	<b>46</b>
<b>2.7 Références bibliographies</b>	<b>47</b>

## *CHAPITRE 3 : Commande vectorielle de DFIG*

<b>3.1 Introduction</b>	<b>48</b>
<b>3.2. Commande vectoriel de DFIG</b>	<b>50</b>
<b>3.2.1 Relations entre les courants statoriques et rotoriques</b>	<b>51</b>
<b>3.2.2 Expression des puissances actives et réactives dans le repère synchrone</b>	<b>51</b>
<b>3.2.3 Expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques</b>	<b>52</b>
<b>3.3 Différentes méthodes de la commande vectorielle</b>	<b>56</b>
<b>3.3.1 Commande vectoriel direct de DFIG</b>	<b>56</b>
<b>3.3.2 Commande vectoriel indirect de DFIG sans boucle de puissance</b>	<b>56</b>
<b>3.4 Synthèse des régulateurs</b>	<b>57</b>
<b>3.4.1 Régulateurs PI</b>	<b>57</b>
<b>3.4.2 Régulateur IP</b>	<b>58</b>
<b>3.4.3 Réglage avec un relais</b>	<b>60</b>

<b>3.5 Résultats de simulations</b>	<b>61</b>
<b>3.6. Commande vectorielle par double orientation des flux</b>	<b>65</b>
<b>3.6.1 Résultat de Simulation</b>	<b>67</b>
<b>3.7 Conclusion</b>	<b>72</b>
<b>3.8 Référence bibliographie</b>	<b>73</b>

#### *CHAPITRE 4 : Commande par mode glissant de DFIG*

<b>4. 1 Introduction</b>	<b>74</b>
<b>4.2 Historique de la commande par mode glissant</b>	<b>75</b>
<b>4.3 Principe de la commande par mode de glissement</b>	<b>76</b>
<b>4.4 Structure de la commande par mode de glissement</b>	<b>76</b>
<b>4.4.1 Choix des surfaces de glissement</b>	<b>77</b>
<b>4.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant</b>	<b>77</b>
<b>4.5 .Théorie de la commande</b>	<b>78</b>
<b>4.6 Application de la commande à mode glissant à la DFIG</b>	<b>80</b>
<b>4.6.1 Surface de régulation de la puissance active</b>	<b>81</b>
<b>4.6.2 Surface de régulation de la puissance réactive</b>	<b>82</b>
<b>4.6.3 Surface de régulation du courant direct</b>	<b>83</b>
<b>4.6.4 Surface de régulation du courant en quadrature</b>	<b>84</b>
<b>4.7 Simulation et interprétation des résultats</b>	<b>85</b>
<b>4.8 La commande par mode glissant avec la transformation de Ku</b>	<b>90</b>
<b>4.8.1 Surface de régulation du courant forward</b>	<b>91</b>
<b>4.8.2 Surface de régulation du courant backward</b>	<b>92</b>
<b>4.9 Simulation et interprétation des résultats</b>	<b>93</b>
<b>4.10 Robustesse</b>	<b>96</b>
<b>4.11 Conclusion</b>	<b>100</b>
<b>4.12 References bibliographies</b>	<b>101</b>

#### *CHAPITRE 5 : Commande direct du couple DTC de DFIG*

<b>5.1 Introduction</b>	<b>103</b>
<b>5.2 Principe global de DTC</b>	<b>105</b>

<b>5.3 La commande directe du couple (DTC) appliqué à DFIG</b>	<b>106</b>
<b>5.4 Contrôle du flux rotorique</b>	<b>106</b>
<b>5.5 Contrôle du couple électromagnétique</b>	<b>109</b>
<b>5.6 Estimation du flux rotorique et du couple électromagnétique</b>	<b>111</b>
<b>5.7 Elaboration de la table de commutation</b>	<b>111</b>
<b>5.8 Onduleur utilisé pour le DTC</b>	<b>112</b>
<b>5.9 Structure générale du contrôle direct du couple de la DFIG</b>	<b>115</b>
<b>5.10 Présentation les résultats de la simulation</b>	<b>116</b>
<b>5.11 Conclusion</b>	<b>117</b>
<b>5.12 Références bibliographies</b>	<b>115</b>
<b>CONCLUSION GENERALE</b>	<b>118</b>
<b>ANNEXE A: Identification des paramètres de la DFIG</b>	<b>120</b>
<b>ANNEXE B : la commande de la turbine éolienne</b>	<b>121</b>

# *Introduction générale*

Aujourd'hui plus de 85% de l'énergie produite est obtenue à partir des matières fossiles comme le pétrole, le charbon, le gaz naturel ou de l'énergie nucléaire.

Les formes de production d'énergie non renouvelables engendrent une forte pollution environnementale par rejet des gaz à effet de serre qui provoque un changement climatique irréversible ou dans le cas du nucléaire une pollution par radiations de longue durée qui pose, aujourd'hui, le problème du stockage des déchets radioactifs qui est encore non résolu.

La production énergétique est alors centralisée et mise en réseau entre plusieurs sites de production et de consommation. Cependant, le caractère capricieux des sources renouvelables pose le problème de la disponibilité énergétique et du stockage de masse, assuré actuellement principalement par l'hydraulique.

L'autre argument qui milite à l'avantage des sources renouvelables est lié à la pérennité de ces ressources d'énergie.

Une des propriétés qui limite l'utilisation de l'énergie renouvelable est liée au fait que la matière première (source de l'énergie) n'est pas transportable dans la majorité des cas contrairement aux sources traditionnelles comme le pétrole ou l'uranium qui sont extrait des gisements respectifs et acheminés « sans gros problèmes » vers les distributeurs ou les usines qui peuvent être éloignées des milliers de kilomètres ; par contre, le lieu de « l'extraction » de l'énergie renouvelable est déterminant. Pour le lieu de transformation seule la biomasse semble avoir les propriétés les moins restrictives par exemple un site éolien doit être précisément déterminé en choisissant les lieux géographiques les plus régulièrement ventés. Les panneaux solaires doivent évidemment être placés dans les zones bien ensoleillées.

Dans les zones où le réseau existe, il est donc pratique et, dans la majorité des cas, nécessaire de transformer l'énergie renouvelable sous la forme électrique qui est transportable via les lignes électriques.

Parmi les énergies renouvelables, trois grandes familles émergent : l'énergie d'origine mécanique (houle, éolienne), l'énergie électrique (panneaux photovoltaïques) et l'énergie sous



forme de la chaleur (géothermie, solaire thermique...), en sachant qu'à la base de toutes ces énergies, il y a l'énergie en provenance du soleil transformée ensuite par l'environnement terrestre.

Etant donné que l'énergie mécanique est très difficilement transportable, elle n'est utilisable directement que ponctuellement (pompage direct de l'eau, moulins,...). Cette énergie est donc majoritairement transformée en énergie électrique.

A l'exception de la biomasse et de l'hydraulique, l'autre inconvénient majeur des énergies renouvelables vient de la non régularité de ces ressources, les fluctuations de demande en puissance, selon les périodes annuelles ou journalières, ne sont pas forcément en phase avec les ressources.

Face à la croissance de la consommation d'électricité et aux problèmes d'environnement planétaires (renforcement de l'effet de serre du fait des émissions de gaz polluants issus des ressources fossiles, pluies acides, développement de l'énergie nucléaire), l'éolien est une solution si l'on veut penser et agir localement. Cette énergie éolienne a l'avantage d'être non polluante à l'utilisation.

Dans ce cadre, la présente thèse décrit une multitude de techniques de commande alternatives à la commande vectorielle, à savoir :

- la commande vectorielle directe et indirecte et la commande vectorielle à double orientation de flux.
- la mise en œuvre d'une loi de commande non linéaire ou la commande à mode glissant.

Nous présenterons ensuite une autre technique de commande concernant le contrôle direct du couple appelée (DTC) basée sur la détermination directe des séquences de commutation de l'onduleur de tension afin de contrôler simultanément le flux et le couple.

Ce travail de thèse est structuré en cinq chapitres :

Le premier chapitre fait l'objet d'un aperçu sur les différents types d'éoliennes avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnement, ainsi que sur les différents types de générateurs utilisés dans la chaîne de conversion.

Un état de l'art des différents travaux (articles et ouvrages) s'intéressant à la commande de cette machine est exposé.

Le second chapitre porte sur la modélisation d'une chaîne de conversion éolienne, basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation et pilotée par le rotor via des convertisseurs contrôlés par MLI, ainsi qu'une modélisation de la turbine éolienne, de l'onduleur et du redresseur.

Le troisième chapitre porte sur différentes commandes vectorielles du DFIG telles que la commande directe qui effectue la régulation directement sur les puissances sans prendre en compte les couplages internes existants entre les puissances dans le DFIG. Cette solution est simple à mettre en œuvre et permet d'obtenir rapidement des fonctionnements convenables de l'ensemble. Nous présenterons ensuite la méthode indirecte qui a pour rôle de réguler les courants rotoriques de la DFIG. Cette méthode, plus complexe, donne un fonctionnement similaire à celui de la commande directe mais permet une protection du générateur. Ces deux commandes basées sur trois régulateurs différents (Le Proportionnel Intégral (PI) utilisé comme référence, le régulateur Intégral Proportionnel (IP) et la régulation avec relais). Ces régulateurs sont comparés en termes de poursuite de trajectoire et sensibilité aux perturbations. La deuxième partie du chapitre est consacrée à l'étude d'une loi de commande pour la DFIG basée sur la double orientation des flux du stator et du rotor en leur imposant une orthogonalité entre eux pour disposer d'une commande linéaire et découplée du modèle du générateur.

Le quatrième chapitre présente la commande par mode glissement de la DFIG. Nous présenterons en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable basée sur la DFIG. Nous aborderons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes. Deux approches sont considérées pour cette commande :

- La première concerne la commande à mode glissant avec la transformation de Park qui est la plus utilisée.
- La deuxième repose sur la commande à mode glissant avec la transformation de Ku, qui impose une certaine simplification sur cette commande.

Nous montrerons enfin les avantages apportés par ce type de réglage, tout en exposant les résultats de simulation.

Le cinquième et dernier chapitre est dévoué à l'étude de la technique de contrôle direct du couple (DTC). Les résultats obtenus dans ces investigations nous permettront de conclure sur les méthodes utilisées et d'envisager les perspectives pour ce travail.

Une conclusion générale réunissant toutes les conclusions résume sur ce travail.

# *Chapitre I*

*Etat de l'art et techniques de commande  
de la chaîne de conversion éolienne*

## ***1.1 Introduction***

Les éoliennes représentent une part importante de la production d'énergie renouvelable. Suite à la crise pétrolière européenne des années 70, le développement et la commercialisation des turbines éoliennes ont été fortement encouragés. Depuis lors, l'exploitation des ressources éoliennes est de plus en plus performante et l'industrie éolienne a connu un essor considérable lors de la dernière décennie. Les turbines éoliennes sont de plus en plus puissantes, les rendements et la disponibilité augmentent et les parcs éoliens sont de plus en plus grands.

La consommation énergétique mondiale est en constante augmentation. Dans le but de limiter le réchauffement climatique, la plupart des gouvernements européens ont entrepris des démarches visant à réduire l'émission de dioxyde de carbone. Il est aujourd'hui acquis que ces objectifs ne seront atteints que par réduction des consommations énergétiques et par la mise en place de structures d'exploitation des énergies renouvelables de grande envergure.

Dans ce chapitre, on s'intéresse essentiellement aux différents types d'éoliennes avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnement, ainsi qu'aux différents types de générateurs utilisés dans la cette chaîne de conversion. Un état de l'art des différents travaux (articles et ouvrages) s'intéressant à la commande de cette machine est ensuite exposé.

## ***1.2 Principe de base de l'éolien***

Les turbines éoliennes produisent de l'énergie en convertissant l'énergie du vent soufflant sur les pales du rotor en énergie mécanique de rotation. La structure de base des turbines éoliennes consiste aujourd'hui en un rotor pour capter l'énergie du vent en la transformant en énergie en rotation, un système d'engrenage pour démultiplier la vitesse de rotation du rotor et une machine électrique pour convertir l'énergie mécanique en électricité.

Il existe différentes façons de classer les turbines éoliennes qui appartiennent principalement à deux groupes selon l'orientation de leur axe de rotation, celles à axe horizontal et celles à axe vertical.

### ***1.2.1 Turbines éoliennes à axe horizontal (HAWT)***

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 et un coefficient de puissance (rapport entre la puissance obtenue et la puissance de la masse d'air en mouvement) relativement élevé, le démarrage de façon autonome et le faible

encombrement au niveau du sol. 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. Selon son nombre de pales, une HAWT est dite mono-pale, bipale tripale ou multi-pale [1,2].

### ***1.2.2 Turbines Eoliennes à Axe Vertical (VAWT)***

L'axe de rotation d'une VAWT est vertical par rapport au sol et perpendiculaire à la direction du vent. Ce type de turbine peut recevoir le vent de n'importe quelle direction, ce qui rend inutile tout dispositif d'orientation. Le générateur et la boîte d'engrenages sont disposés au niveau du sol, ce qui est plus simple et donc économique. La maintenance du système est également simplifiée dans la mesure où elle se fait au sol. Ces turbines ne disposent pas de commande d'angle de pale comme certaines HAWT. L'inconvénient, pour certaines VAWT, est la nécessité d'un dispositif auxiliaire de démarrage [2].

Les éoliennes sont divisées en trois catégories selon leur puissance nominale.

- éoliennes de petite puissance : inférieur à 40 W.
- éoliennes de moyenne puissance : de 40 à quelques centaines de kW.
- éoliennes de forte puissance : supérieur à 1 MW.

A titre de comparaison, le tableau ci-dessous propose une classification de ces turbines selon la puissance qu'elles délivrent et le diamètre de leur hélice [3].

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

### ***1.3 Principaux composants d'une éolienne***

Une éolienne est généralement constituée de trois éléments principaux, *le mât, les pales et la nacelle*.

#### ***a- Le mât***

Généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique. Il doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol.

### ***b- Les pales***

Les pales sont fabriquées en polyester renforcé par de la fibre de verre ou de la fibre de carbone. On trouve dans le commerce des pales allant de 1 à plus de 100 mètres. Les pales sont montées sur un moyeu en acier. Certaines pales sont montées sur un dispositif permettant de faire varier l'angle d'attaque au vent.

### ***c- La nacelle***

La nacelle est la salle des machines de la turbine. La nacelle repose sur le mat et peut s'orienter pour placer le rotor perpendiculairement à la direction du vent. Ce système d'orientation est entièrement automatique et contrôlé par une girouette située sur la nacelle. La salle des machines est accessible depuis le mat et contient les éléments principaux : les paliers, la boîte de vitesse, le générateur, les freins et le système de rotation ainsi que la chaîne de transmission permettant de transmettre le couple rotor à la boîte de vitesse.

#### ***c.1 - Les générateurs***

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. Les générateurs habituellement rencontrés dans les éoliennes sont présentés dans ce qui suit. Différents types de machines électriques peuvent être utilisés pour la génération de puissance éolienne. Des facteurs techniques et économiques fixent le type de machine pour chaque application. Pour les petites puissances (< 20 kW), la simplicité et le coût réduit des générateurs synchrones à aimants permanents (PMSG) expliquent leur prédominance. Dans les applications de plus forte puissance, jusqu'à 2 MW environ, le générateur asynchrone est plus courant et économique.

##### ***c.1.1- Le générateur asynchrone***

Le générateur à induction est largement utilisé dans les turbines éoliennes de moyenne et grande puissance en raison de sa robustesse, sa simplicité mécanique et son coût réduit. Son inconvénient majeur est la consommation d'un courant réactif de magnétisation au stator.

##### ***c.1.2- Le générateur asynchrone à cage d'écureuil (SCIG)***

Jusqu'à présent la SCIG correspond au choix prépondérant de par sa simplicité, son bon rendement et une maintenance réduite [4]. La demande de puissance réactive est compensée par la connexion d'un groupe de condensateurs en parallèle avec le générateur, ou par la mise en œuvre d'un convertisseur statique de puissance.

### ***c.1.3- Le générateur asynchrone à rotor bobiné (WRIG)***

Grâce à un système de bagues et balais, la tension appliquée au rotor peut être commandée par un convertisseur électronique de puissance. L'énergie peut ainsi être appliquée ou extraite du rotor, le générateur peut se magnétiser par le rotor comme par le stator [4].

### ***c.1.4- Le générateur asynchrone doublement alimenté (DFIG)***

Pour cette machine, le rotor est bobiné et comporte des enroulements triphasés couplés en étoile associés à des bagues collectrices qui permettent d'alimenter ses enroulements. Le stator est identique à celui d'une machine asynchrone à cage. On connecte toujours le stator au réseau mais ici, au lieu de court-circuiter les enroulements rotoriques, on les alimente en alternatif à fréquence variable à partir du réseau (figure1.1) [5, 6,7]. Cette génératrice fera l'objet d'une étude détaillée dans la seconde partie de ce mémoire.

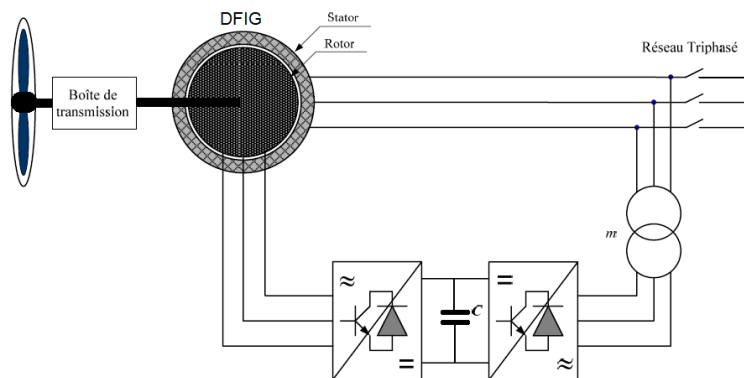


FIG.1.1. SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA DFIG

## ***1.4 Structure des machines asynchrones à double alimentation***

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasés classiques (asynchrone à cage ou synchrone), constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées, munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne (figure1.2)



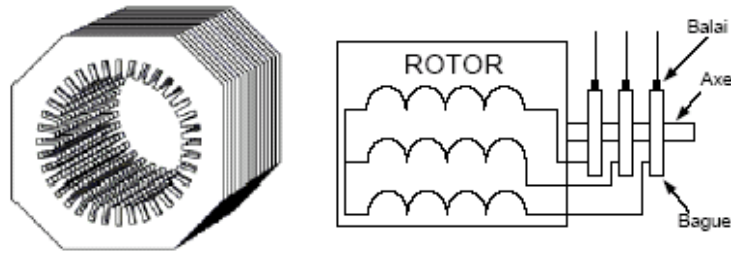


FIG. 1.2 STRUCTURE DU STATOR ET DES CONTACTS ROTORIQUES DE LA DFIG

### ***1.5 Principe de fonctionnement de la génératrice double alimentation***

Le stator est directement connecté au réseau et le rotor est alimenté par un onduleur.

Comme la machine asynchrone classique, la DFIG permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la grande différence réside dans le fait que pour la DFIG, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur [8].

Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [9].

#### ***1.5.1 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone***

On peut voir sur la figure 1.3 que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes joule dans le rotor.

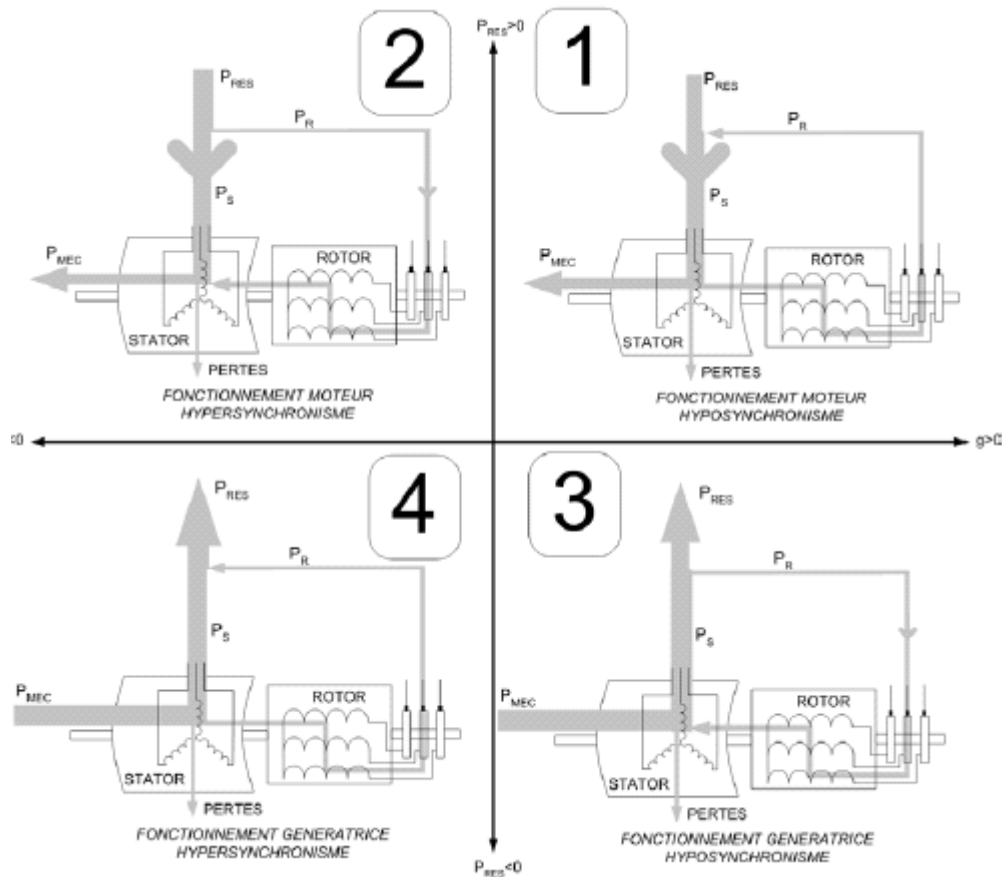


Fig. 1.3. QUADRANTS DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

### 1.5.2 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone

La figure 1.3 illustre le fait que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

### 1.5.3 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone

La puissance est fournie au réseau par le stator ainsi que la puissance de glissement. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

### 1.5.4 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone

La puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir

ce mode de fonctionnement mais, dans ce cas, la puissance de glissement est dissipée en pertes joule dans le rotor.

## ***1.6 Avantages et les inconvénients de la DFIG***

Nous introduisons rapidement dans ce paragraphe quelques avantages et inconvénients de la génératrice à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

### ***1.6.1 Avantages de la DFIG***

Parmi ses nombreux avantages, nous citons [10] :

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application.
- Le convertisseur lié le rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme. Dans ce cas, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles, et par conséquent un rendement élevé du système de conversion.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux convertisseurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

### ***1.6.2. Inconvénients de la DFIG***

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- nécessite une maintenance, ce qui va augmenter le cout d'exploitation.
- La présence du système engendre des effets indésirables sur la machine comme les frottements.

Avant d'aborder l'étude et la commande de la chaîne de conversion d'énergie éolienne, un état de l'art des travaux, en articles et en ouvrages, s'intéressant à cette chaîne s'impose. Le bilan de cette synthèse bibliographique dégage les principaux points qui ont contribué à

l'étude de la chaîne et permet ainsi de situer ce travail par rapport à ceux déjà effectués et de définir les voies de recherche vers lesquelles il s'oriente.

Parmi les premiers à s'intéresser à la DFIG en génératrice, nous citons HOLMES (1984) qui étudie dans son article [11] une machine à deux enroulements rotoriques alimentés par un cyclo-convertisseur. Cette machine fonctionne en génératrice entraînée par une éolienne. Les résultats obtenus sont satisfaisants lorsque le couple est proportionnel au carré de la vitesse.

En (1988) IOANNIDES s'intéresse principalement aux zones d'instabilité de la DFIG et au non linéarité de son circuit magnétique. Ses résultats montrent que la stabilité de la machine est affectée par les perturbations de la vitesse, de la charge et de fréquences d'excitation indépendamment du facteur de puissance. Quand à la saturation, il s'est avéré qu'elle mène à deux fréquences: l'une asynchrone, l'autre synchrone. La majorité des résultats théoriques sont confirmés expérimentalement [12].

En (1990) GHEYSENS, compare l'influence d'une alimentation en tension ou en courant sur le comportement de la machine. Les enroulements rotoriques sont reliés à un cyclo-convertisseur. Il introduit la notion de trois couples différents : un couple asynchrone statorique, un couple asynchrone rotorique et un dernier couple issu de l'interaction de la source de tension au stator et le courant ou la tension au rotor. Une série de résultats expérimentaux faits sur une machine de 4.5 kW complète l'étude [13].

En (1991) YAMAMOTO, étudie le cas d'une DFIG dont le rotor est alimenté par un cyclo-convertisseur et dédiée à des applications du type hydroélectricité et éolien. Son étude porte principalement sur le contrôle des puissances actives et réactive du stator ainsi que sur les formes d'ondes des courants. L'analyse spectrale des courants statoriques et rotoriques permet d'affirmer que certaines harmoniques du courant rotorique sont transmises à l'enroulement statorique, ce qui change la fréquence de ce dernier. Des résultats expérimentaux sont présentés afin de valider l'étude proposée [14].

En (1992) TOUMI, étudie la stabilité de la DFIG en vue des applications éoliennes. Il établit un modèle mathématique linéaire de la machine en vue de lui appliquer le critère de ROUTH. L'influence de l'inertie ainsi que du rapport des tensions statoriques et rotoriques est étudiée [15].

En (1994) BOGALECKA présente une étude théorique d'une DFIG ([16], [17]) débitant sur un réseau alternatif en utilisant un onduleur de tension à MLI régulé en courant au rotor. Deux méthodes de commande vectorielle sans capteur de vitesse ou de position sont proposées. Les simulations effectuées portent sur une machine de 1.2 MW de puissance. Les résultats obtenus montrent un léger couplage entre les puissances active et réactive. Une étude de stabilité est

ensuite effectuée à partir des fonctions de transfert linéarités. Les résultats expérimentaux confirment l'étude théorique.

En (1995) TANG et XU, étudient une DFIG entraînée à vitesse variable par une éolienne.

Le rotor est relié au réseau par deux onduleurs de tension connectés à un bus continu. Ils essaient de synthétiser des lois de commande des puissances active et réactive. La stratégie de commande proposée consiste en la minimisation des pertes joule en optimisant la puissance réactive au stator, ainsi qu'un flux statorique d'amplitude et de fréquence constantes [18].

En (1996), PENA présente une étude concernant la DFIG en génératrice associée à une éolienne en utilisant une association redresseur MLI - onduleur MLI au rotor. L'avantage d'une telle structure est qu'elle permet le réglage indépendant des puissances fournies par l'alimentation et le fonctionnement dans une grande plage de vitesse [19].

En (1997), EL HAGRY présente une étude théorique de la MADA dont le rotor est connecté au réseau à travers deux ponts à thyristors. La machine fonctionne en hypo synchrone et hyper synchrone. La commande adoptée cherche le réglage des composantes de la tension rotorique. L'utilisation d'un filtre de Kalman étendu a permis le fonctionnement à couple électromagnétique nominal [20].

En 1999, dans ses travaux de recherche, PERESADA considère un rotor lié à un onduleur de tension et propose de faire une régulation « asymptotique » des puissances active et réactive statoriques par une régulation des courants statoriques (actif et magnétisant). Le repère tournant est lié à la tension statorique. L'auteur prouve, suite à des simulations et des essais expérimentaux, que le système est robuste face à des variations paramétriques et face à une erreur de la mesure de la position mécanique du rotor [21].

En 2000, KELBER étudie le fonctionnement de la DFIM en moteur entraînant une pompe et en génératrice, entraînée par une turbine hydraulique. Il présente une étude de la stabilité de la machine ainsi que le principe de commande en courant des deux onduleurs.

L'auteur conclut que la DFIG possède des pôles à faible amortissement avec une pulsation propre proche de la fréquence du réseau, toutefois le choix d'une faible bande passante pour les boucles de courant élimine ce problème. Il montre qu'avec la DFIG, il est possible de travailler dans les quatre quadrants avec une commande découplée de la vitesse et des puissances. En mode de pompage, la vitesse sera ajustée pour assurer une consommation optimale de la puissance disponible. Des résultats expérimentaux viennent appuyer l'étude théorique [22].

En 2001 DITTRICH, s'intéresse dans son article à la qualité de la puissance d'une DFIG dédiée à une application du type éolien dont le rotor est connecté à un onduleur de tension. Il

propose d'améliorer les courants délivrés par la machine en compensant leurs harmoniques par les méthodes de compensation dues à des effets secondaires. Il constate que ces harmoniques apparaissent suite à la distorsion de la tension du réseau et des oscillations du flux. Les mesures réalisées sur une machine de 4 kW prouvent l'efficacité d'une telle méthode [23].

DATTA [24] propose une commande vectorielle par orientation du flux statorique sans capteurs de position ni de vitesse d'une DFIG dédiée à une application éolienne. L'estimation de la position se fait à partir des courants statorique et rotorique et des tensions statoriques et lui permet par la suite d'estimer le flux statorique. Cette méthode d'estimation présente une faible dépendance vis-à-vis des variations paramétriques de la machine. Des résultats de simulation aussi bien que des validations expérimentales y sont présentées à l'appui.

En 2002, SCHULZ compare les performances d'une génératrice doublement alimentée à celle d'une génératrice asynchrone de même puissance (1.5 MW) pour une application éolienne. Il étudie la variation du facteur de puissance de chaque génératrice en fonction de la variation de la vitesse du vent. Il étudie aussi la variation du taux de distorsion harmonique en fonction de la puissance active de la génératrice. En conclusion, et du point de vue qualité de la puissance fournie, il n'y pas de grandes différences entre les deux génératrices. La seule différence est au niveau des harmoniques où la génératrice asynchrone doublement alimentée présente un nombre plus important à cause du convertisseur au rotor [25].

Ensuite BENDL étudie le contrôle d'une DFIG dont le rotor est alimenté par un onduleur indépendant. Il vise des applications destinées à la génération d'électricité à travers l'hydraulique ou l'éolien. Il développe une nouvelle stratégie permettant un contrôle indépendant des séquences positives et négatives des courants statoriques. Cela donne une immunité au facteur de puissance face aux perturbations du réseau et un contrôle plus flexible des courants statoriques. Cette approche peut améliorer la qualité de la puissance fournie sur des sites isolés nécessitant de longs câbles pour être connectés au réseau. Seuls des résultats de simulation sont présentés. Ils attestent des bonnes performances du contrôle adopté [26].

En 2003, POITIERS étudie une DFIG où le rotor est relié à un onduleur. Il établit une commande du type vectorielle avec un référentiel tournant lié au flux statorique. L'étude porte sur la comparaison entre un correcteur PI classique et un correcteur adaptatif type RST. Ces correcteurs visent les régulations du flux statorique et du couple. Les réponses temporelles données par les deux types de correcteurs sont ensuite comparées. Les critères sont la recherche de la puissance active optimale, l'adaptation face à une variation de vitesse brutale et la robustesse face aux variations des paramètres électriques. Les conclusions prouvent que

le régulateur RST donne des résultats meilleurs en termes de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques électriques et mécaniques [9].

En 2004, S. AL AIMANI expose un modèle et une stratégie de commande d'une éolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone rotor bobiné à double alimentation, connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur. Le dispositif de commande de la génératrice éolien se compose de trois fonctionnalités :

Contrôle de la turbine éolien par un algorithme permettant une extraction maximale de la puissance (MPPT) tout en limitant le flux de puissance réactive, un contrôle vectoriel de la génératrice et le contrôle du convertisseur connecté au rotor [27].

Dans son article en 2005, PETERSSON fait la comparaison entre quatre méthodes de commande des courants rotoriques d'une DFIG entraînée par une éolienne. Le but de cette régulation est d'éliminer la force contre électromotrice au rotor considérée comme une perturbation dans les boucles de courant. L'auteur trouve que la méthode appelée à « résistance active » est la meilleure pour assurer cette élimination. Cette méthode présente, en plus, la meilleure stabilité et la meilleure robustesse vis-à-vis des variations paramétriques [28].

En 2006, E. CHEKHET propose un système de génération autonome (isolé) à vitesse variable et à fréquence constante à base d'une génératrice à rotor bobiné alimentée par un convertisseur matriciel au niveau du rotor. Il adopte un algorithme de commande par orientation du référentiel suivant la tension statorique pour la commande éloignée du système considéré ainsi que celui par la technique de modulation vectorielle (SVM) pour la commande rapprochée du convertisseur matriciel dont l'objectif de générer une tension à une fréquence et une amplitude constantes au niveau du stator. Le système complet a été testé par une étude de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink. L'auteur constate que la commande proposée permet d'obtenir une tension générée par la DFIG avec une fréquence constante et indépendante de la vitesse d'entraînement, de même que les formes d'onde des tensions et des courants du stator et du rotor présentent de bonnes qualités qui conviennent aux applications des énergies éoliennes [29].

EN 2007, KRICHE s'intéresse dans son étude à la modélisation, la commande et l'interaction de deux aérogénérateurs à base de machine asynchrone à cage fonctionnant à vitesse variable couplés au réseau au travers de convertisseurs statiques.

Il commence par simuler la chaîne de conversion d'une seule éolienne en adoptant le modèle continu équivalent des convertisseurs. Pour contrôler la tension du bus continu et les charges de puissances active et réactive, il a implanté des correcteurs de type proportionnel intégral,

après il a étudié le cas de deux éoliennes couplées par un seul convertisseur coté réseau. La figure (1.4) montre la structure complète de la chaîne de conversion munie de ses organes de commande [30].

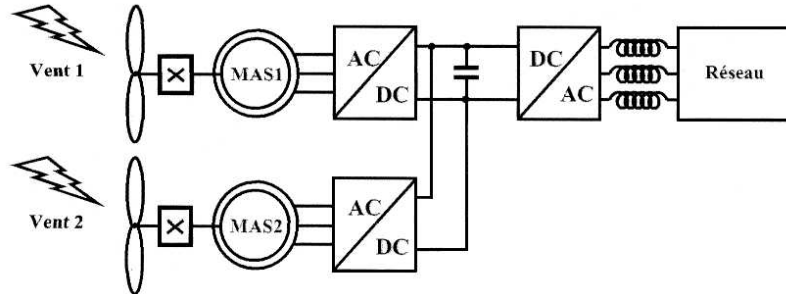


FIG. 1.4. STRUCTURE COMPLETE DE LA CHAINE DE CONVERSION [30]

En (2008), Ben Elghali propose la modélisation et la commande d'un système récupération de l'énergie des courants marins, composé d'une hydrolienne équipée d'une génératrice asynchrone double alimentation. Dans un premier temps, l'auteur modélise l'ensemble de la chaîne de conversion d'énergie. Ensuite il place une commande de la DFIG qui accepte la génération d'un maximum de puissance en fonction de la vitesse des courants de marée au moyen d'une stratégie MPPT sans capteur (Fig.1.5). La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle de façon à garder un facteur de puissance unitaire côté stator [31].

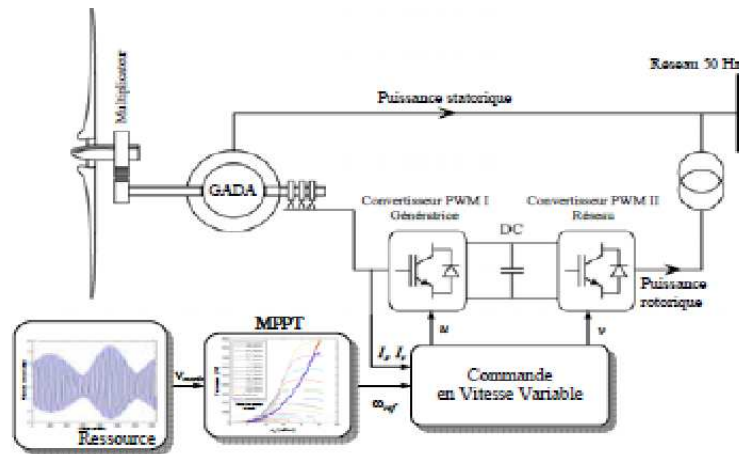


FIG. 1.5. STRUCTURE COMPLETE DE LA CHAINE DE CONVERSION [31]

En 2009, Patin. N expose dans son article une étude théorique et expérimentale d'une DFIG associée à une chaîne de conversion d'énergie éolienne pilotée par une commande par mode glissant. L'étude porte sur la comparaison entre la commande vectorielle avec un correcteur PI classique et la commande par mode glissant, il démontre les bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, offrent par cette stratégie de contrôle par rapport à la commande vectorielle classique (Fig. 1.6) [32].



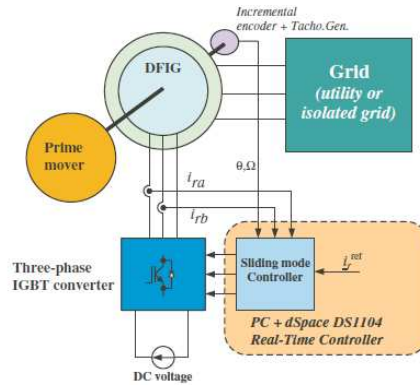


FIG. 1.6. STRUCTURE DE LA CHAÎNE DE CONVERSION PAR LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT [32]

En 2010, M. RIVERA, propose un modèle de la commande d'une génératrice asynchrone à double alimentation avec un convertisseur matricielle indirect (IMC), également connu sous le nom convertisseur matricielle à deux étages (Fig.1.7). Cette commande que l'auteur a réalisé, donne une très bonne réponse dynamique. Les résultats obtenues par différentes simulations de toute la chaîne de conversion ont été réalisées sous environnement MATLAB/Simulink [33].

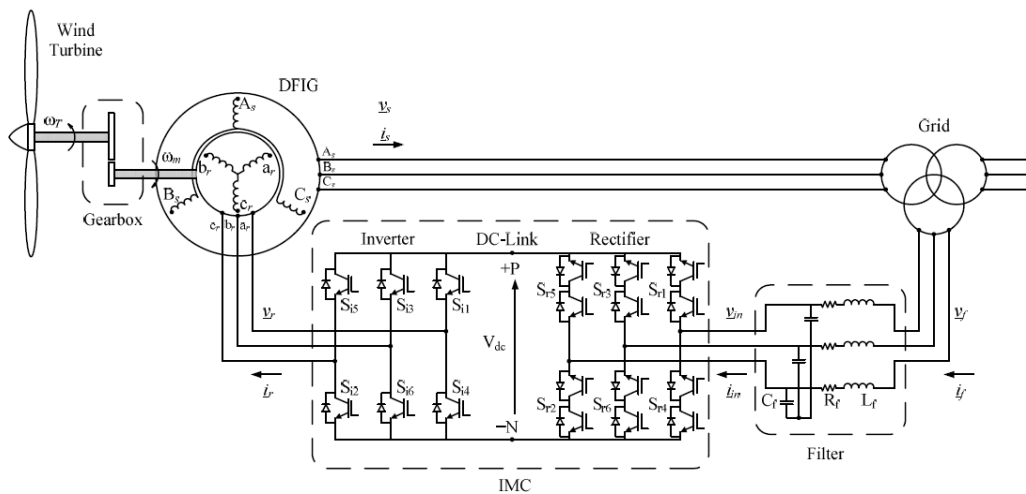


FIG. 1.7. SYSTEME DE CONVERSION L'ENERGIE EOLIENNE AVEC IMC [33]

Hany M. Jabr offre une vérification expérimentale d'une éolienne à base de génératrice à double alimentation. La commande des puissances active et réactive de la génératrice est une commande vectorielle basée sur un gain de régulation à logique floue – neurone (Fig.1.8). Cette technique montre que la réaction de système peut être améliorée et de plus la commande est précise par rapport aux autres techniques de commande, avec un temps plus court de stabilité [34].

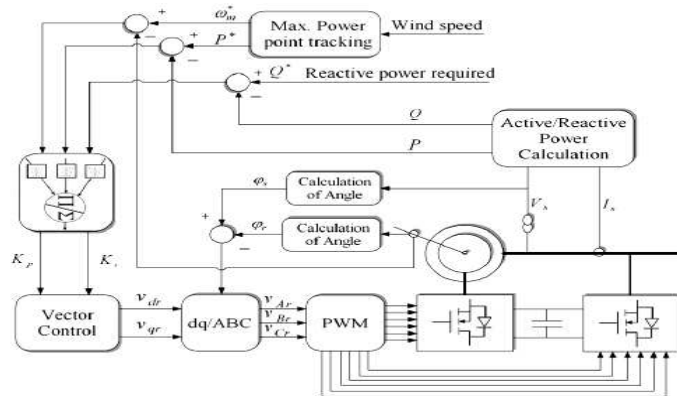


Fig. 1.8. Structure de la commande vectorielle avec des régulateurs logique flou-neurone [34]

En 2010, Fujin Deng étudie une nouvelle structure d'éolienne à vitesse variable basée sur une cascade de convertisseurs multi-niveaux à l'aide d'un générateur synchrone à aimant permanent (PMSG). Cette structure peut être directement reliée au réseau à haute tension sans passer par un transformateur. En outre, elle accepte plusieurs générateurs sur la même turbine, ce qui augmente sa capacité. En plus de l'amélioration de l'efficacité à avoir une plus grande disponibilité des niveaux de tension. Par conséquent, toute la déformation harmonique (THD) pourrait être facilement limitée. Enfin, différentes simulations ont été réalisées sous environnement MATLAB/Simulink (Fig.1.9) et ont donné de bons résultats [35].

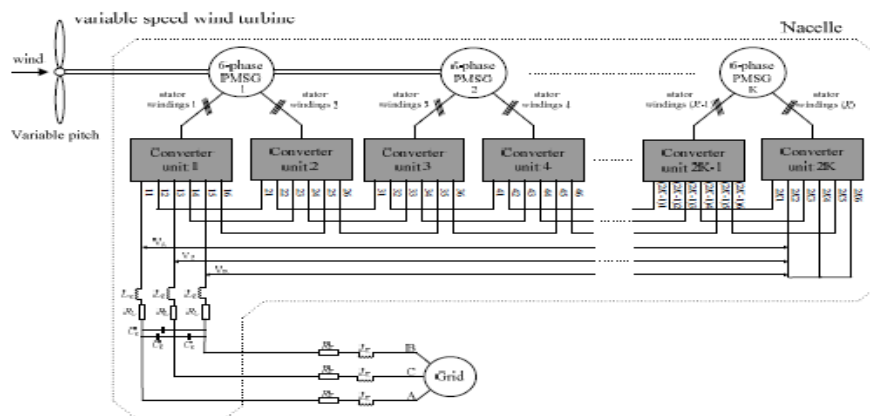


FIG. 1.9. SCHEMA BLOC D'UNE PMSG AVEC UNE CASCADE D'UN CONVERTISSEUR MULTI NIVEAU RELIE DIRECTEMENT AU RESEAU [35]

En 2010, T. LUU a employé un ultra condensateur dans un système d'énergie éolienne basé sur des générateurs asynchrones à double alimentation (DFIG). L'auteur utilise cette méthode pour lisser la puissance délivrée par la turbine éolienne sans utiliser le convertisseur DC/DC. Les résultats des simulations montrent qu'un ultra condensateur de capacité 2,8

Farads peut lisser la puissance dans un temps de 1,5 seconde avec la tension DC commandée dans l'intervalle 850V- 1470V (Fig.1.10) [36].

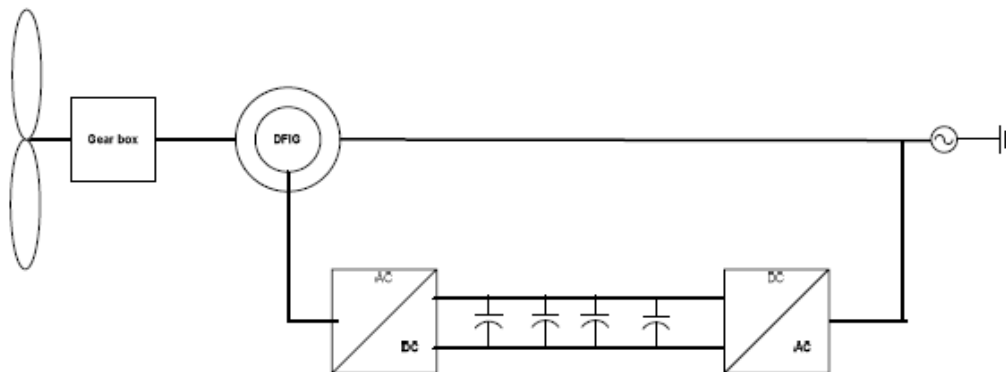


FIG. 1.10. SCHEMA D'UNE CHAINE DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE AVEC ULTRA CONDENSATEURS [36]

En 2011, H. DJEGHLOUD traite un système de conversion d'énergie éolienne (WECS), basé sur un générateur d'induction doublement alimenté (DFIG) connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique commandé par MLI pour contrôler les puissances actives et réactives de la génératrice. Elle a utilisé un filtre actif de puissance (APF) dont l'objectif est, non seulement avoir le maximum de puissance active de l'énergie éolienne, mais également d'être utilisé comme un amortisseur de courants harmoniques induits dans le réseaux (Fig.1.11) [37].

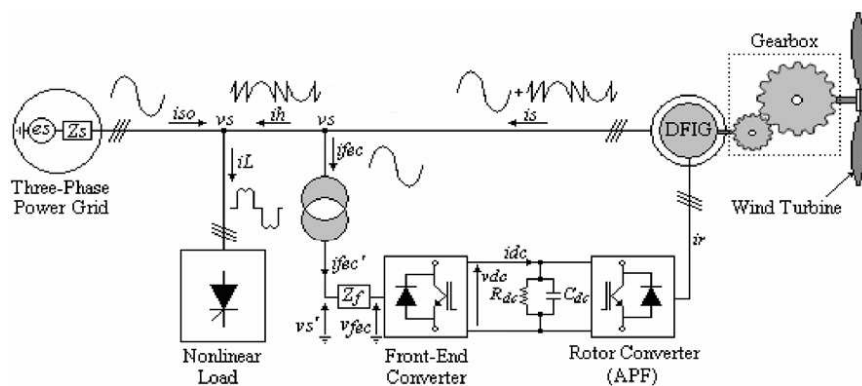


FIG. 1.11 SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE AVEC UN FILTRE ACTIVE DE PUISSANCE [37]

En 2011, ALFEU J. propose un contrôleur à base de modèle prédictif (MBPC) pour une commande de puissance de la DFIG (fig.1.12). La loi de commande est dérivée par l'optimisation d'une fonction objective qui tient compte de l'effort de commande et la

différence entre les sorties prédites (puissance active et réactive) et les références. L'auteur calcule la prédiction par l'utilisation d'un espace d'état qui linéarise le modèle de DFIG. Il montre que l'inductance de fuite du générateur et la résistance ont été nécessaires pour ce procédé de commande; l'influence des erreurs d'estimation de ces paramètres a été également étudiée [38].

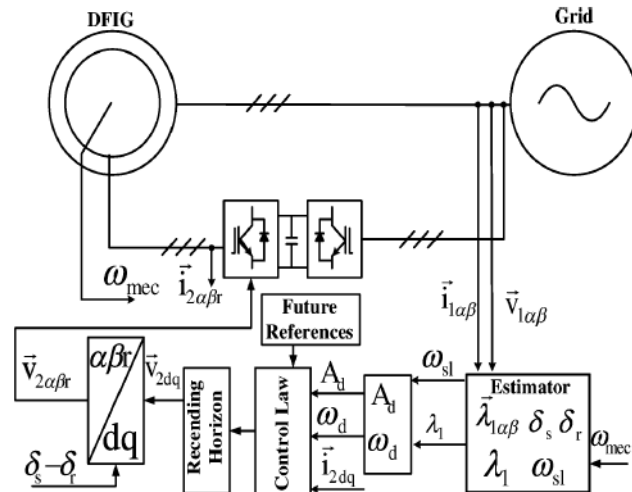


FIG. 1.12 SYSTÈME BLOC DE LA COMMANDE PREDICTIVE DE PUISSANCE [38]

En 2011, LIYAN QU propose un système de contrôle constant de la puissance (CPC) à deux couches pour un parc éolien équipé de générateurs asynchrones à double alimentation (DFIG) (fig.1.13), ou chaque aérogénérateur est équipé d'un système de stockage d'énergie (ESS) par des super-condensateurs. Le CPC se compose des contrôleurs en haute pour la supervision (WFSC) et des contrôleurs en bas. Les convertisseurs en haute WFSC génèrent les références de puissance active pour les contrôleurs de bas selon la demande de puissance active par l'exploitant du réseau. Contrôleurs en bas aérogénérateurs puis régler chaque éolienne pour produire la quantité désirée de la puissance active, où les écarts entre l'entrée de l'énergie éolienne disponible et la puissance active de sortie désirée sont compensés par le système (ESS). Des études de simulation sont réalisées dans PSCAD / EMTDC pour un parc éolien équipé par 15 éoliennes [39].

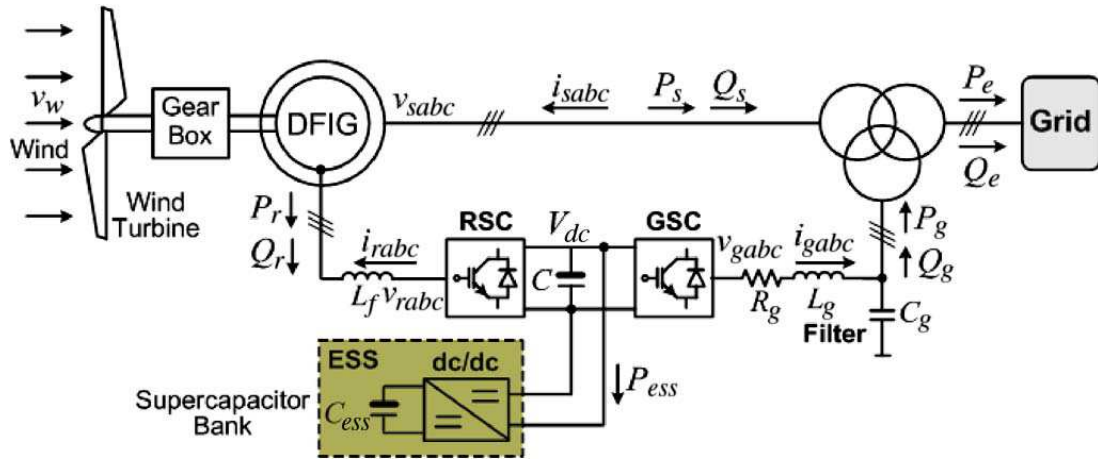


FIG. 1.13- CONFIGURATION D'UNE TURBINE EOLIENNE EQUIPEE D'UNE SUPER-CAPACITE RELIEE RESEAU.[39]

En 2011, YUCEF BEKAKRA expose une commande d'une turbine éolienne à vitesse variable pour assurer le point de puissance maximale (MPPT), contrôlé par une commande à mode glissant appliqué sur un générateur à double alimentation (DFIG), dont le stator est relié directement au réseau et le rotor connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur MLI (fig.1.14). Les résultats de simulation montrent le bon découplage entre les puissances active et réactive et montrent que la turbine éolienne peut fonctionner à son maximum d'énergie pour une gamme de vitesse du vent [40].

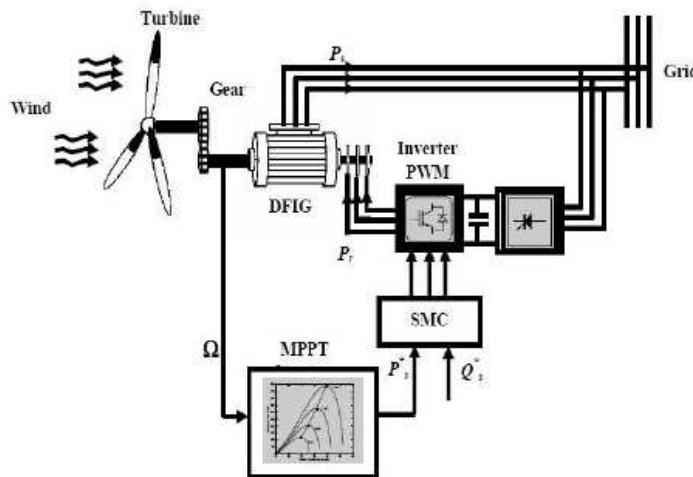


FIG. 1.14- SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE AVEC LE CONTROLE MPPT CONTROLE PAR SMC [40]

Dans un autre article en 2012, il présente une étude comparative entre l'inverseur de la modulation vectorielle (SVM) (Fig.1.15) et de l'onduleur de la modulation de large impulsion (MLI) et utilise la commande à mode glissant (SMC) pour la commande des puissances active et réactive d'un générateur asynchrone à double alimentation (DFIG) dans une éolienne à

vitesse variable. Les résultats obtenus montrent la diminution des harmoniques des courants statorique et rotorique qui prouve l'accessibilité et l'efficacité de cette commande [41].

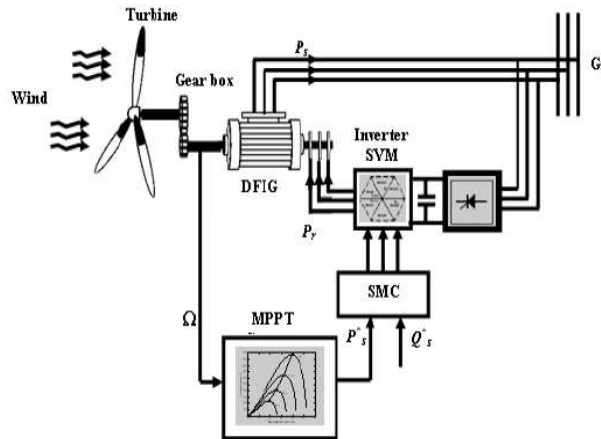


FIG.1.15 SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE AVEC CONVERTISSEUR SVM CONTROLE PAR SMC [41]

En 2012, VIJAY CHAND GANTI présente une nouvelle stratégie de commande d'un générateur asynchrone à double alimentation (DFIG) pour un système de conversion l'énergie éolienne (WECS) (Fig.1.16). La stratégie proposée comprend un système de stockage d'énergie à batterie (BESS) afin de réduire les fluctuations de puissance sur le réseau en raison de la nature variable et inattendu du vent. Le principe de fonctionnement de cette méthode est d'intégrer une batterie dans la liaison continue pour avoir une puissance stable pour l'injecter au réseau électrique. Si les vitesses de vent sont élevées (la machine fonctionne à vitesse super-synchrone) par rapport à la puissance moyenne, le surplus de puissance est stocké dans la batterie. En revanche, si les vitesses de vent sont faibles (la machine fonctionne à vitesse hypo-synchrone), la machine absorbe la puissance de la batterie pour maintenir la puissance moyenne constante. Ainsi, il assure la stabilité du réseau. Les résultats obtenus montrés l'accessibilité et l'efficacité de cette commande [42].

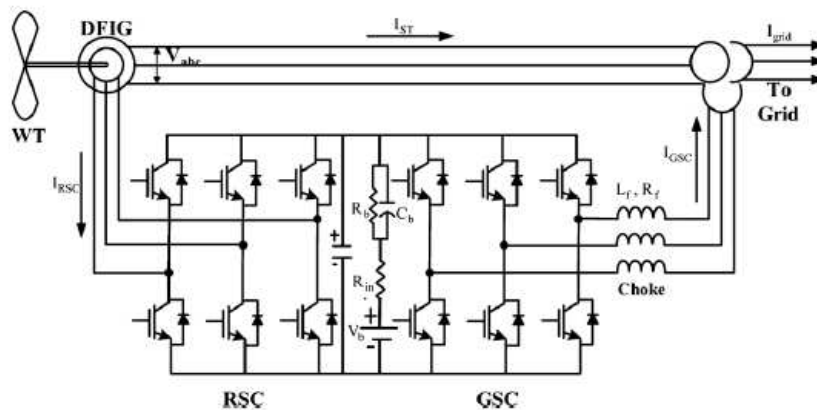


FIG.1.16 SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE (WECS) AVEC BESS. [42]

## **1.7. Conclusion**

Au cours de notre prospection bibliographique, nous avons présenté une brève description du domaine des énergies renouvelables et particulièrement sur la production d'énergie électrique par des turbines éoliennes.

Nous avons présenté des notions élémentaires nécessaires à la compréhension de la chaîne de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique et les différents types d'éoliennes.

Nous avons donné un panel de travaux et d'études effectués sur la DFIG. Ces études portent principalement sur son fonctionnement en génératrice, pour des applications éoliennes et hydroélectriques, avec une grande variété de modes d'alimentation et de contrôle. La simplicité de la commande et la souplesse de reconfiguration de cette machine lui ont valu le surnom de « Machine Généralisée ».

## **1.8 References Bibliographiques**

- [1] MATHEW, S. (2006). Wind Energy: Fundamentals, Resource Analysis and Economics, Springer, Germany
- [2] WIND POWER (2006), Site Web de la Danish Wind Industry Association  
<http://www.windpower.org>
- [3] MENY IVAN “*modélisation et réalisation d'une chaîne de conversion éolienne petite puissance*” (2005).
- [4] ACKERMANN, T. (2005). Wind Power in Power Systems, John Wiley&Sons, England
- [5] GHO GHOSN R. « *Contrôle Vectoriel de la Machine Asynchrone à Rotor Bobiné à Double Alimentation* » Thèse de Doctorat – ENSEEIHT – Institut National Polytechnique de Toulouse – October 2001.
- [6] RAMUZ D. – KAUFFMANJ.M. – MIRZAIANA – TNANIS – GODFROID H. “*Control Strategy of Double Fed Machine for Variable Speed Drives*” ICEM 1998, pp. 1340-1345, Istanbul Turkey, 2-4 September 1998.
- [7] RAMUZ D. « *Machine Généralisée Alimentée par Deux Convertisseurs* » Thèse de Doctorat – UFR des Sciences Techniques et Gestion de l'Industrie – Université de Franche-Comté – Mai 2000.
- [8] BOYETTE .A, “*Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*”, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy I, France 2006.

- [9] POITIERS F. « *Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne* »Thèse de l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Nantes France, 2003.
- [10] GEORGES SALLOUM, « *Contribution a la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double alimentation* »Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France-Mars 2007
- [11] HOLMES P.G. – ELSOBATY N.A, “*Cycloconverter-Excited Divided-Winding Doubly-Fed Machine as a Wind Power Converter* “ IEE Proceedings, Electrical Power applications, Vol. 131, Part B, N° 2, pp. 61-69, March 1984.
- [12] IOANNIDES M. G. – TEGOPOULOS J. A. “*Optimal Efficiency Slip-Power Recovery Drive*” IEEE Transactions ON Energy Conversion, Vol. 3, N° 2, pp. 342-348 June 1988.
- [13] GHEYSENS R. – BOUAZIZ L. – POLOUJADOFF M. “*Control and Current Regulation in Rapid Logic of Double Supplied Synchronous Generator*” Proc. PEMC pp. 610-614, 1990.
- [14] YAMAMOTO M. – MOTOYOSHI O. “*Active and Reactive Power Control for Doubly Fed Wound Rotor Induction Generator*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 6, N° 4, October 1991.
- [15] TOUMI A. – KAMOUN B. – POLOUJADOFF M. “*A Simple Assessment of Doubly Fed Synchronous Machine Stability Using Routh Criterion*” Proc. ICEM'92 Manchester, United Kingdom, 15-17 September 1992.
- [16] BOGALECKA E. “*Power Control of a Double Fed Induction Generator without Speed or Position Sensor*” EPE Conference, Vol. 8, pp. 224-228, Brighton, 13-16 September 1993.
- [17] BOG1 BOGALECKA E. “*Stability Analysis of a Double Fed Induction Generator with the PLL Controller*” IECON Conference, Vol. 1 of 3, pp. 67-72, Bologna, Italy, 5-9 September 1994.
- [18] TANG Y. – XU L. “*A Flexible Active and Reactive Power Control Strategy for a Variable Speed Constant Frequency Generating System*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N° 4, pp. 472-478, July 1995.
- [19] PENA R.S. – CLARE J.C. – ASHER G.M. “*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, N° 3, pp. 231-241, May 1996.



- [20] EL HAGRY M.T. – ESKANDER M.N. “*Estimation of Rotor Voltage Vector on the Double Excited Induction Machine Used in WECS*” *Electric Machines and Power Systems*, pp. 839-850, 1997.
- [21] PERESADA S. – TILLI A. – TONIELLI A. “*Robust Output Feedback Control of a Doubly Fed Induction Machine*” *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE’ 99*, pp. 1256-1260, Bled, Slovenia, 1999.
- [22] KELBER C – SCHUMACHER W. “*Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly-Fed Induction Machine*” *Proc. VSSH European Conference on Variable Speed in Small Hydro*, Grenoble, January 2000.
- [23] DITTRICH A. “*Compensation of Current Harmonics in Doubly-Fed Induction Generator*” *Proc. EPE, Graz*, August 2001.
- [24] DATTA R. – RANGANATHAN T. “*A Simple Position Sensorless Algorithm for Rotor Side Field Oriented Control of Wound Rotor Induction Machine*” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol 48, N° 4, August 2001.
- [25] SHULZ D. – HANISTCH R. – KOMPA T. – SAMOUR A. “*Comparative Power Quality Investigations of Variable Speed Wind Energy Converters with Doubly Fed Induction and Synchronous Generator*” *PCIM 2002 Conference*.
- [26] BENDL J. – CHOMAT M. – SCHREIER L. “*Independent Control of Positive and Negative Sequence Current Components in Doubly Fed Machine*” *ICEM Proceeding Brugge*, 25-28 August, 2002.
- [27] S.EL AIMANI, B. FRANCOIS, F. MINNE, B. ROBYNS, “*Modelling and simulation of doubly fed Induction Generators for variable speed wind turbines integrated in a Distribution Network*, *EPE 2003- Toulouse*, ISBN: 90-75815-0.7-7.
- [28] PETERSSON A. – HARNEFORS L. – THIRINGER T. “*Evaluation of Current Control Methods for Wind Turbines Using Doubly-Fed Induction Machines*” *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 20, No 1, January 2005
- [29] CHEKHET .E, SHAPOVAL.I, MIKHALSKY.V “*control of the stand – alone doubly fed induction generator supplied by the matrix converter*” ,*Proc. Of the International Workshop on Renewable Energy Based Units and Systems REBUS’06* , pp.35-40, St . Petersburg, Russia, Jun. 2006.
- [30] L. KRICHEN, B. FRANCOIS et A. OUALI « *Modélisation, commande et interaction de Deux éoliennes à vitesse variable* » *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 10 N°2-2007
- [31] BEN ELGHALI. S.E. « *Modélisation et Commande d’une Hydrolienne Equipée d’une Génératrice Asynchrone Double Alimentation* » *JCGE’08 LYON*, 16 -17décembre 2008

- [32] PATIN.N “Sliding mode control of a doubly-fed induction generator” Authorized licensed use limited to: HOGSKOLAN DALARNA. Downloaded on March 5, 2009 IEEE.
- [33] RIVERA.M, ELIZONDO.J.L, MACIAS.M.E “Model Predictive Control of a Doubly Fed Induction Generator with an Indirect Matrix Converter” 978-1-4244-5226-2/10 ©2010 IEEE
- [34] HANY. M. JABR, DONGYUN. Lu “Experimental Verification of Neuro-fuzzy Vector Control for Wind Driven DFIG” 978-1-4244-5226-2/10 ©2010 IEEE
- [35] FUJIN DENG, ZHE CHEN “A New Structure Based on Cascaded Multilevel Converter for Variable Speed Wind Turbine” 978-1-4244-5226-2/10 ©2010 IEEE
- [36] LUU.T, NASIRI.A. “Power Smoothing of Doubly Fed Induction Generator for Wind Turbine Using Ultra-capacitors” 978-1-4244-5226-2/10 ©2010 IEEE
- [37] DJEGHLOUD.H, BENTOUNSI.A, BENALLA.H “Sub and super-synchronous wind Turbine-doubly fed induction generator system implemented as an active power filter” Int. J. Power Electronics, Vol. 3, No. 2, 2011
- [38] ALFEU J. SGUAREZI FILHO, MILTON E. DE OLIVEIRA FILHO, “A Predictive Power Control for Wind Energy” IEEE TRANSACTIONS ON USTAINABLE ENERGY, VOL. 2, NO. 1, JANUARY 2011
- [39] LIYAN QU, and WEI QIAO, Member, IEEE “Constant Power Control of DFIG Wind Turbines with Super-capacitor Energy Storage” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 47, NO. 1, JANUARY/FEBRUARY 2011
- [40]YOUCEF BEKAKRA, DJILANI BEN ATTOUS “Active and Reactive Power Control of a DFIG with MPPT for Variable Speed Wind Energy Conversion using Sliding Mode Control” World Academy of Science, Engineering and Technology 60 2011
- [41] BEKAKRA.Y, BEN ATTOUS.DJ “Comparison Study between SVM and PWM Inverter in Sliding Mode Control of Active and Reactive Power Control of a DFIG for Variable Speed Wind Energy” INTERNATIONAL JOURNAL of RENEWABLE ENERGY RESEARCH, Vol.2, No.3, 2012
- [42] VIJAY CHAND GANTI, BHIM SINGH, “DFIG-Based Wind Power Conversion With Grid Power Leveling for Reduced Gusts”, IEEE TRANSACTIONS ON USTAINABLE ENERGY, VOL. 3, NO. 1, JANUARY 2012

## *Chapitre II*

### *Modélisation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne*

## 2.1- Introduction

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations, en général, très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la DFIG rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté. La description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée étant acquise, on base notre étude sur la transformation de Park et la transformation de Ku qui rapporte les équations électriques statorique et rotorique à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [1]. Nous modéliserons ensuite la turbine éolienne, l'onduleur de tension à commande MLI et le redresseur.

On commence par la modélisation de la chaîne de conversion éolienne directement connectée au réseau de distribution par le stator et alimentée par le rotor au moyen de deux convertisseurs de puissance à IGBT contrôlés par MLI (Fig.2.1).

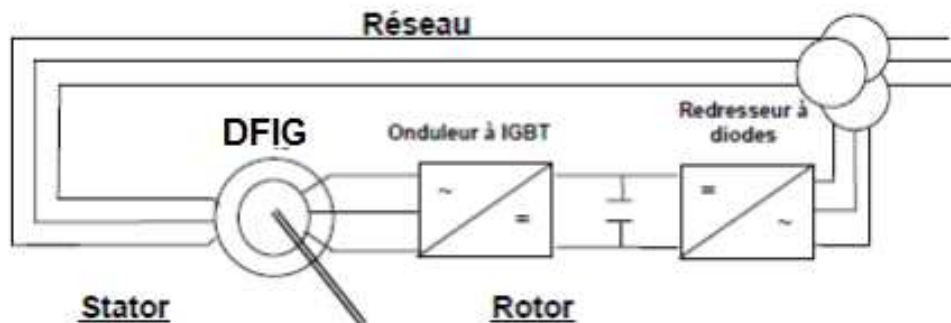


FIG.2.1 SCHEMA OPERATIONNEL DE LA CHAINE DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE

## 2.2 Synthèse de quelques modèles applicables à la machine asynchrone double alimentation

Afin d'établir la modélisation de la DFIG, nous allons déterminer le modèle d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Ce modèle sera établi de sur celui de la machine à cage avec comme différence l'existence de tensions rotoriques non nulles [18, 19, 20, 21, 22,23].

### 2.2.1 Modèle triphasé / triphasé

On modélise la machine asynchrone à double alimentation, en fonctionnement sain, dans le repère a, b, c (Figure 2-2) selon le système d'équations.

Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, nous rappelons brièvement le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, désormais classiques, qui sont :

- ❖ L'entrefer est constant, les effets des encoches et les pertes ferromagnétiques sont négligeables;
- ❖ La  $f_{mm}$  créée par chacune des phases des deux armatures est supposée à répartition sinusoïdale;
- ❖ La symétrie de construction est parfaite;

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [2]:

- ❖ L'additivité des flux ;
- ❖ La constance des inductances propres ;
- ❖ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles.

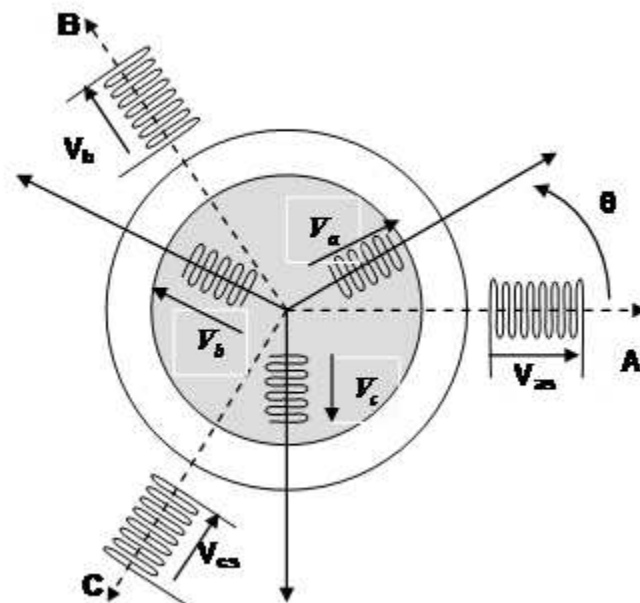


FIG. 2.2 REPRESENTATION DU MODELE TRIPHASE/TRIPHASE

#### a- Equations électriques

Pour l'ensemble des phases, les équations électriques en notation matricielle sont :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (2-2)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rabc}] \quad (2-4)$$

### ***b- Equations des flux***

Une matrice des inductances  $[L(\theta)]$  établis la relation entre les flux et les courants.

Les équations sous forme matricielle seront représentées comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

De façon similaire on aura au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

Avec:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Et

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}$$

Finalement :

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [R_s][i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right)\{[L_s][i_{sabc}] - [M_{sr}][i_{rabc}]\} \\ [V_{rabc}] &= [R_r][i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right)\{[L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]\} \end{aligned} \quad (2-7)$$

### c- L'équation mécanique

L'expression générale du couple est :

$$\Gamma_e = \frac{1}{2}[i]^t \left[ \frac{\delta}{\delta\theta} [L] \right] [i] \quad (2-8)$$

Avec :  $[i] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc} \quad i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^t$

Et  $[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix}$

L'équation mécanique qui en découle est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r \quad (2-9)$$

avec

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$$

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

### 2.2.2. Transformation de Park appliquée à la DFIG

La transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes  $a, b, c$ , en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes  $d, q$  créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire, elle ne participe pas à la création de cette  $f_{mm}$  de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan  $(d, q)$ .

La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Ceci conduit à la conservation de puissances instantanées et la réciprocité des inductances mutuelles et permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, qui reste invariable pour la machine réelle.

Le schéma de la figure (2.3) montre le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.

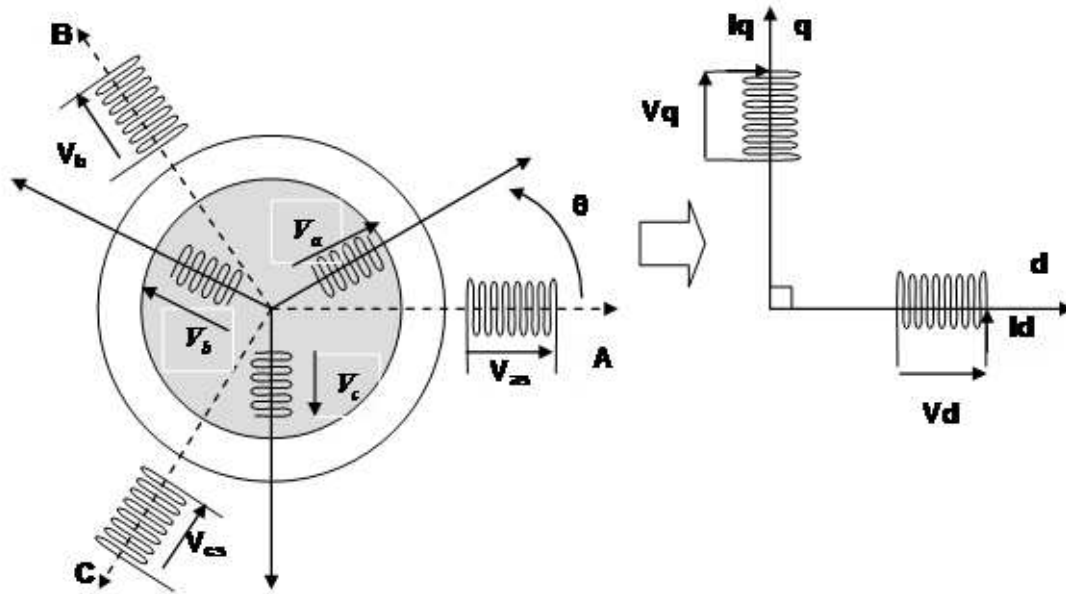


FIG. 2.3 PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA DFIG

Où :

$\theta$  : est l'angle entre l'axe rotorique et l'axe statorique ;

Grâce à cette transformation, une matrice de transformation unique appelée matrice de Park  $[A]$  sera appliquée aux courants, aux tensions ainsi qu'aux flux de la machine asynchrone à double alimentation, donnée par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

Les tensions rotorique  $V_{ran}, V_{rbn}, V_{rcn}$  et les tensions statoriques  $V_{san}, V_{sbn}, V_{scn}$  sont transformées en composantes directes et en quadratures  $V_{rd}, V_{rq}, V_{sd}, V_{sq}$ .

Les tensions de rotor et stator sont :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = [A]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{ran} \\ V_{rbn} \\ V_{rcn} \end{bmatrix} \quad (2-11)$$



$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = [A]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{san} \\ V_{sbn} \\ V_{scn} \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

$[A]^{-1}$  est la matrice inverse de Park modifiée définie par :

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

Les équations dynamiques de la machine sont exprimées par :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq} \quad (2-14)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd}$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rq} \quad (2-15)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rd}$$

$$\text{Avec : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \text{ et } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

$R_s$  et  $R_r$  sont respectivement les résistances des bobinages statoriques et rotoriques,

$L_s$ ,  $L_r$  et  $M_{sr}$  sont respectivement les inductances propres statoriques, rotoriques et la mutuelle inductance entre les deux bobinages.

$\phi_{sd}$ ,  $\phi_{sq}$ ,  $\phi_{rd}$ ,  $\phi_{rq}$  sont les composantes directes et en quadratures des flux statoriques et rotoriques :

Le couple électromagnétique développé par la machine est :

$$C_{em} = p \frac{3}{2} (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (2-18)$$

### 2.2.3 Transformation de KU appliquée à la DFIG

En 1929, Y. H. Ku a proposé une matrice de transformation à termes non constants qui permet de ramener un système différentiel à coefficients périodiques caractérisant le fonctionnement d'une machine à un système différentiel à coefficients constants [3,4].

La matrice de la transformation  $[K(\alpha)]$  liant les grandeurs réelles  $x_A, x_B$  et  $x_C$  que ce soit des courants, des tensions ou des flux à leurs composantes notées  $x_o, x_f$  et  $x_b$  est présentée sous la forme :

$$[x_{ABC}] = [K(\alpha)] [x_{ofb}] \quad (2-19)$$

Où :

$$[K(\theta)] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\theta} & e^{-j\theta} \\ 1 & a^2 e^{j\theta} & a e^{-j\theta} \\ 1 & a e^{j\theta} & a^2 e^{-j\theta} \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

Et :

$$[K(\theta)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{j\theta} & a^2 e^{j\theta} & a e^{j\theta} \\ e^{-j\theta} & a e^{-j\theta} & a^2 e^{-j\theta} \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

Avec :

$$a = 1 \cdot \angle 2\pi/3$$

Deux transformations de KU sont définies à partir de la matrice (2-20) dans laquelle l'angle  $\alpha$  est remplacé par  $\theta_s$  pour le stator, par  $\theta_r$  pour le rotor; on les note respectivement  $[K(\theta_s)]$  et  $[K(\theta_r)]$ .

Donc en appliquant ces transformations aux équations (2-7), les relations entre les tensions d'axes  $o, f, b$  et les tensions d'axes A, B, C sont définies comme suit :

Au stator :

$$[K(\theta_s)] [V_{sofb}] = [R_s] [K(\theta_s)] [i_{sofb}] + \frac{d[K(\theta_s)] \phi_{sofb}}{dt} \quad (2-22)$$

$$[K(\theta_s)][V_{sofb}] = [R_s][K(\theta_s)][i_{sofb}] + \frac{d[K(\theta_s)]}{dt}[\phi_{sofb}] + \frac{d[\phi_{sofb}]}{dt}[K(\theta_s)] \quad (2-23)$$

$$[V_{sofb}] = [K(\theta_s)]^{-1}[R_s][K(\theta_s)][i_{sofb}] + [K(\theta_s)]^{-1} \frac{d[K(\theta_s)]}{dt}[\phi_{sofb}] + [K(\theta_s)]^{-1}[K(\theta_s)] \frac{d[\phi_{sofb}]}{dt} \quad (2-24)$$

$$[K(\theta_s)]^{-1}[R_s][K(\theta_s)] = [R_s]$$

$$[K(\theta_s)]^{-1} \frac{d[K(\theta_s)]}{dt} = j \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}$$

Après calcul, nous aurons :

$$[V_{sofb}] = [R_s][i_{sofb}] + \frac{d[\phi_{sofB}]}{dt} + j \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} [\phi_{sofB}] \quad (2-25)$$

De manière similaire à ce qui a été vu au niveau de la transformation de Park, nous aurons pour les flux :

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M][i_{rabc}] \quad (2-26)$$

$$[\phi_{sofb}] = [K(\theta_s)]^{-1}[L_s][K(\theta_s)][i_{sofb}] + [K(\theta_s)][M_{sr}][K(\theta_s)][i_{rofb}] \quad (2-27)$$

$$[K(\theta_s)]^{-1}[L_s][K(\theta_s)] = \begin{pmatrix} L_{so} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix} \quad (2-28)$$

$$[K(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][K(\theta_s)] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{pmatrix} \quad (2-29)$$

$$[\phi_{sofb}] = \begin{pmatrix} L_{so} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix} [i_{sofb}] + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{pmatrix} [i_{rofb}] \quad (2-30)$$

Les tensions rotoriques peuvent être dérivées de la même façon.

Finalement, le système d'équations de la machine asynchrone, avec le composant homopolaire nul, sera :

$$V_{sf} = R_s i_{sf} + L_s \frac{di_{sf}}{dt} + M \frac{di_{rf}}{dt} - j \frac{d\theta_s}{dt} (L_s i_{sf} + M i_{rf}) \quad (2-31)$$

$$V_{sb} = R_s i_{sb} + L_s \frac{di_{sb}}{dt} + M \frac{di_{rb}}{dt} + j \frac{d\theta_s}{dt} (L_s i_{sb} + M i_{rb}) \quad (2-32)$$

$$V_{rf} = R_r i_{rf} + L_r \frac{di_{rf}}{dt} + M \frac{di_{sf}}{dt} - j \frac{d\theta_r}{dt} (L_r i_{rf} + M i_{sf}) \quad (2-33)$$

$$V_{rb} = R_r i_{rb} + L_r \frac{di_{rb}}{dt} + M \frac{di_{sb}}{dt} + j \frac{d\theta_r}{dt} (L_r i_{rb} + M i_{sb}) \quad (2-34)$$

La particularité intéressante de cette transformation est que les grandeurs en  $f$  (Forward), sont les conjuguées des grandeurs en  $b$  (Backward).

L'expression du couple électromagnétique est obtenue à partir de la coénergie:

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} [i]^t \left[ \frac{d}{d\theta} [L] \right] [i] \quad (2-35)$$

Avec :

$$[i]^t = (i_{sa} i_{sb} i_{sc} i_{ra} i_{rb} i_{rc})$$

$$[L] = \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^t & [L_r] \end{pmatrix}$$

Soit :

$$\Gamma_e = [i_{sabc}]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (2-36)$$

L'opération de changements de variables le couple devient :

$$\Gamma_e = [i_{sofb}]^t [K(\theta_s)]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [K(\theta_r)] [i_{rofb}] \quad (2-37)$$

Après simplification on obtient :

$$\Gamma_e = jMp [i_{sb} i_{rf} - i_{sf} i_{rb}] \quad (2-38)$$

### 2.3 Modèle de la turbine

La turbine éolienne est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. A partir de l'énergie cinétique des particules de la masse d'air en mouvement passant par la section de la surface active  $S$  de la voilure, la puissance de la masse d'air qui traverse la surface équivalente à la surface active  $S$  de l'éolienne est donnée par :

### 2.3.1 Théorie de Betz

Observons le système éolien à axe horizontal représenté sur la Figure 2. 4. Sur le quel on a représenté la vitesse du vent  $V_0$  en amont de l'aérogénérateur et la vitesse  $V_2$  en aval [5,6,7].

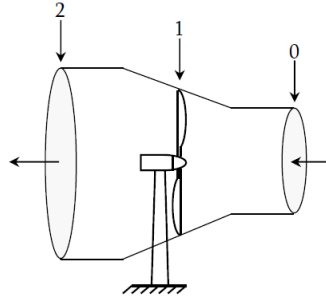


FIG. 2. 4- TUBE DE COURANT AUTOUR D'UNE EOLIENNE.

En appliquant la conservation de masse au cas de la figure 2.4. :

$$V_0 S_0 = V_1 S_1 = V_2 S_2 \quad (2-39)$$

Où  $V_i$  est la vitesse du vent à la position  $i$  et  $S_i$  est la surface traversée par le vent à la position  $i$ . On considère par la suite que  $V = V_1$  et  $S = S_1$ .

La force de portance au rotor de la turbine est donnée par :

$$F = \rho S_0 V_0^2 - \rho S_2 V_2^2 \quad (2-40)$$

$\rho$  est la densité de l'air ( $1.22 \text{ kg/m}^3$  à la pression atmosphérique à  $15^\circ\text{C}$ ).

En tenant compte de l'équation (2.39), nous aurons :

$$F = \rho S V (V_0 - V_2) \quad (2-41)$$

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne  $V_0$  et la vitesse du vent après passage à travers le rotor  $V_2$  soit

$$V = \frac{V_0 + V_2}{2} \quad (2-42)$$

On définit le facteur fractionnaire de diminution dans la vitesse du vent entre la position 0 et la position 1 par

A partir des équations (2.42) et (2.41), on obtient

$$F = \frac{1}{2} \rho S V_0^2 4a(1-a) \quad (2-43)$$

La puissance extraite du vent par le rotor est le produit de la portance et la vitesse du vent au plan du rotor  $V$  :

$$P_{tu} = FV = \frac{1}{2} \rho S V_0^2 4a(1-a)V_0(1-a) = \frac{1}{2} \rho S V_0^3 4a(1-a)^2 \quad (2-44)$$

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface  $S$  sans diminution de vitesse, soit à la vitesse  $V_0$ , la puissance  $P_{th}$  théorique correspondante serait alors :

$$P_{th} = \frac{1}{2} \rho S V_0^3 \quad (2-45)$$

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

$$C_p = \frac{P_{tu}}{P_{th}} = 4a(1-a)^2 \quad (2-46)$$

$C_p$  est appelé coefficient de puissance (Fig. 2.5).

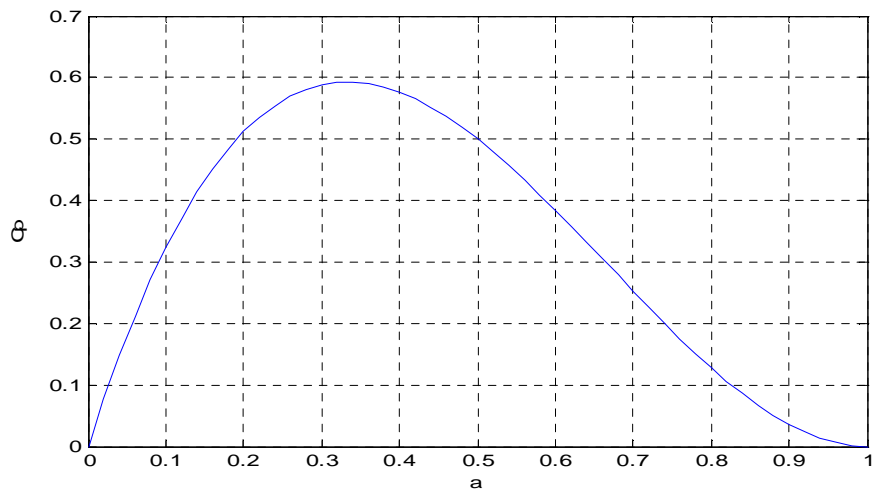


FIG. 2.5. COEFFICIENT AERODYNAMIQUE DE PUISSANCE

La valeur théorique maximale de  $C_p$  est donnée par la limite de Betz; elle est obtenue en dérivant l'équation (2-46) par rapport à  $a$  :

$$\frac{\partial C_p}{\partial a} = 3a^2 - 4a + 1 = 0 \Rightarrow a = \frac{1}{3} \quad (2-47)$$

$$C_p = \frac{16}{27} \approx 0.592592$$

C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative

$\lambda$  représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent et de l'angle de l'orientation de la pale  $\beta$  ; le ratio de vitesse  $\lambda$  est définie par :

$$\lambda = \frac{\Omega_{tu} R}{V} \quad (2-48)$$

Avec :

$\Omega_{tu}$  : est la vitesse de rotation de la turbine avant multiplicateur.

$R$  : est le rayon de la turbine éolienne.

La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'exprime par :

$$P_{tu} = C_p P_{th} = C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho S V_0^3}{2} \quad (2-49)$$

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

$$C_{tu} = \frac{P_{tu}}{\Omega_{tu}} = C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho S V_0^3}{2} \frac{1}{\Omega_{tu}} \quad (2-50)$$

Un exemple du coefficient de puissance qui est une fonction non linéaire dépend à la fois de l'angle de calage  $\beta$  et de la vitesse relative  $\lambda$  a pour expression [8,9] :

$$C_p = 0,22 \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{-\frac{22,5}{\lambda_i}} \quad (2-51)$$

Tell que  $\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}$

La Figure 2.6 représente la variation de ce coefficient en fonction du ratio de vitesse  $\lambda$  et de l'angle de l'orientation de la pale  $\beta$ .

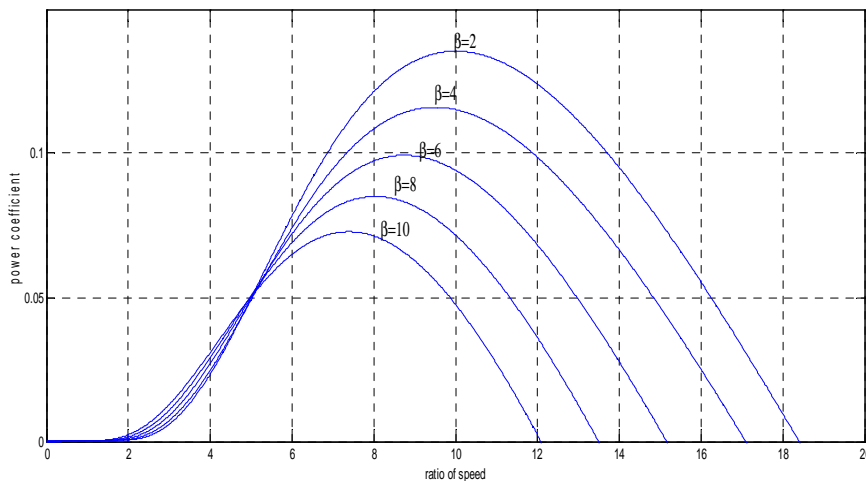


FIG. (2.6) COEFFICIENT AERODYNAMIQUE EN FONCTION DU RATIO DE VITESSE DE LA TURBINE

## 2.4 Modélisation de l'onduleur triphasé

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou à M.L.I) est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [10]. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz. Après redressement, la tension filtrée  $U_{dc}$  est appliquée à l'onduleur.

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la Fig. 2.7. Chaque groupe transistor - diode assemblé en parallèles forme un interrupteur double commandé (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation [11].

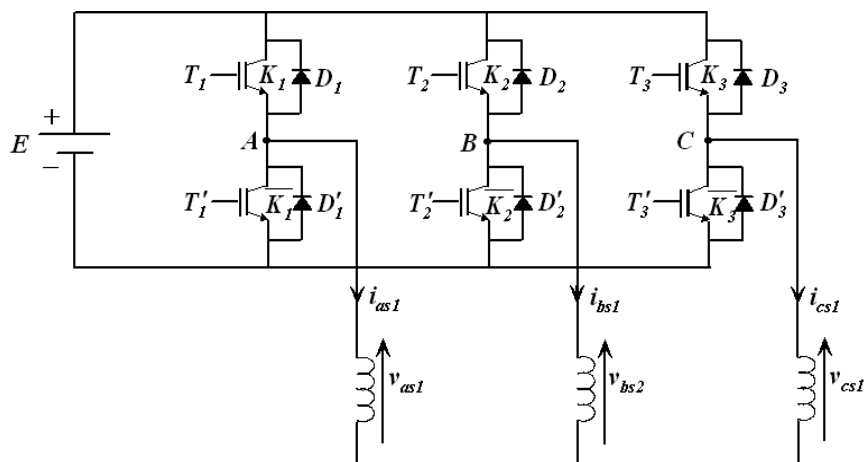


FIG.2.7- ONDULEUR TRIPHASE ASSOCIE A LA DFIG

Les couples d'interrupteurs doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors. Avant de poser le modèle de l'onduleur triphasé, nous rappelons brièvement le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, désormais classiques, qui sont :

Les hypothèses simplificatrices :



- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, supposés idéalisés,
- La charge est équilibrée, couplée en étoile, avec neutre isolé.

On a, donc:

Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations ci-dessous :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2-52)$$

$V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée. On peut écrire :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (2-53)$$

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),

$V_{no}$  : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o ».

Le système  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  étant équilibre, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2-54)$$

La substitution de (2-54) dans (2-53) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2-55)$$

En remplaçant (2-55) dans (2-53), on obtient :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{aligned} \quad (2-56)$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu- alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{dc}] \quad (2-57)$$

Telle que :

$$\begin{aligned} [V_{AC}] &= [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \\ [V_{dc}] &= [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \end{aligned} \quad (2-58)$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale :  $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{ i=1,2,3 \}$ .

La matrice de transfert est :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (2-59)$$

## 2.5 Modélisation du redresseur triphasé à MLI

Afin de pouvoir disposer d'une tension continue pour alimenter l'onduleur qui pilote la machine asynchrone à double alimentation, nous avons choisi d'utiliser un redresseur à modulation de largeur d'impulsion, [12, 13,14] pour deux raisons principales :

- utiliser un redresseur réversible en courant afin de permettre le transfert de la puissance de glissement entre le rotor et le réseau, ce qui permet les fonctionnements en hyper ou hypo synchronisme.
- ce redresseur réversible en courant va pouvoir être utilisé pour le stockage et le déstockage d'énergie grâce à l'unité de stockage connectée en parallèle sur le bus continu.

La figure 2.8 donne le schéma de principe du redresseur de tension triphasé alimentant le bus continu. Ce bus est entièrement géré par le redresseur, la valeur de la capacité de filtrage doit être suffisante afin d'avoir une tension stable et fixe quelque soit le fonctionnement de la génératrice asynchrone double alimentation [15, 16,17].

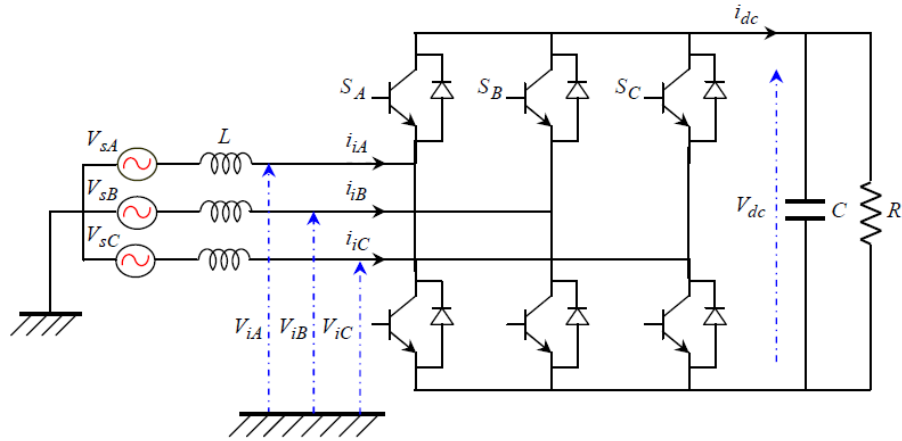


FIG. 2.8. STRUCTURE DU REDRESSEUR TRIPHASE.

Pour déduire le modèle dynamique du système, on va diviser l'étude du convertisseur en trois parties; le coté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le coté continu. Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le coté alternatif et le coté continu.

Les équations décrivant le coté alternatif sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{iA} \\ i_{iB} \\ i_{iC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{iA} \\ V_{iB} \\ V_{iC} \end{bmatrix}$$

Sous forme condensée :

$$[V_{sABC}] = L \frac{d}{dt} [i_{iABC}] + [V_{iABC}] \quad (2-61)$$

avec :

$V_{sABC}$  : tensions simples coté alternatif

$V_{iABC}$  : tensions par rapport au point neutre de la figure (2.8)

$L$  : inductance du filtre coté alternatif

$C$  : capacité de filtrage coté continu

$R$  : résistance de charge ramenée du côté continu

$V_{dc}$  : tension du bus continu

$i_{dc}$  : courant de sortie du redresseur.

A l'entrée du redresseur, les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{iAB} = V_{iA} - V_{iB} \\ U_{iBC} = V_{iB} - V_{iC} \\ U_{iCA} = V_{iC} - V_{iA} \end{cases} \quad (2-62)$$

On va établir ensuite la liaison entre le coté alternatif et le coté continu à travers les interrupteurs. Les états des interrupteurs formant chaque bras sont complémentaires, la fonction de connexion de chaque bras est définie par la fonction suivante :

$$S_k = \begin{cases} +1, & \bar{S}_k = -1 \\ -1, & \bar{S}_k = +1 \end{cases} \quad (2-63)$$

$k = A, B, C$

On peut établir les relations entre  $V_{dc}$  et les tensions composées  $U_{iABC}$  , par exemple :

$$\begin{cases} U_{iAB} = V_{dc} & \text{si } S_A = +1 & \text{et } S_B = -1 \\ U_{iAB} = -V_{dc} & \text{si } S_A = -1 & \text{et } S_B = +1 \\ U_{iAB} = 0 & \text{si } S_A = S_B \end{cases} \quad (2-64)$$

Le système d'équations (2-64) peut être mis sous la forme compacte suivante :

$$[U_{iABC}] = \frac{1}{2} V_{dc} (S_A - S_B) \quad (2-65)$$

En suivant la même procédure pour le reste des tensions composées, on aboutit à l'équation matricielle suivante :

$$[U_{iABC}] = \frac{1}{2} V_{dc} \widehat{K} S_k \quad (2-66)$$

Où :

$S_k = [S_A \quad S_B \quad S_C]^T$  et  $\widehat{K}$  est donnée par :

$$\widehat{K} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-67)$$

De même, le système d'équations (2-62) peut être mis sous la forme matricielle suivante :

$$[U_{iABC}] = \widehat{K} [V_{iABC}] \quad (2-68)$$

On ne peut pas obtenir les tensions  $[V_{iABC}]$  en fonction des états des interrupteurs à cause de la singularité de  $\tilde{K}$ . Le fait que la somme des courants  $i_{iA}, i_{iB}, i_{iC}$  est nulle et que le système est équilibré, ceci entraîne :

$$V_{iA} + V_{iB} + V_{iC} = 0 \quad (2-69)$$

En additionnant cette équation au système (2-68), on obtient le système suivant :

$$[U_{iABC}] = \tilde{K}[V_{iABC}] \quad (2-70)$$

où  $\tilde{K}$  est donnée par :

$$\tilde{K} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-71)$$

Maintenant la matrice  $\tilde{K}$  devient non singulière et la résolution des équations (2-66) et (2-70) pour le vecteur de tension  $[V_{iABC}]$  est possible :

$$\begin{aligned} [V_{iABC}] &= \frac{1}{2} V_{dc} \tilde{K}^{-1} \hat{K} S_k \\ &= \frac{1}{6} V_{dc} K' S_k \end{aligned} \quad (2-72)$$

Telle que la matrice  $K'$  est donnée par :

$$K' = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2-73)$$

Notons que dans le cas où  $S_k = +1$  pour l'interrupteur  $k$  fermé et  $S_k = 0$  pour l'interrupteur  $k$  ouvert, l'équation (2-72) devient :

$$[V_{iABC}] = \frac{1}{3} V_{dc} K' S_k \quad (2-74)$$

Finalement l'équation de couplage des côtés alternatif et continu sera ;

$$[V_{sABC}] = L \frac{d}{dt} [i_{iABC}] + \frac{1}{6} V_{dc} K' S_k \quad (2-75)$$

Pour compléter le modèle, on ajoute la dynamique du côté continu :

$$i_{dc} = C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R} \quad (2-76)$$

Le courant côté continu  $i_{dc}$  s'exprime encore par :

$$\begin{aligned} i_{dc} &= \frac{1}{2} \left( S_A i_{iA} + S_B i_{iB} + S_C i_{iC} \right) \\ &= \frac{1}{2} S_k^T [i_{iABC}] \end{aligned} \quad (2-77)$$

Finalement, On aboutit au modèle du redresseur triphasé dans le repère  $ABC$  :

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} [i_{iABC}] = [V_{sABC}] - \frac{1}{6} V_{dc} K' S_k \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} S_k^T [i_{iABC}] - \frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (2-78)$$

## 2.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord donné le modèle mathématique du système qui consiste en la modélisation du générateur asynchrone à double alimentation basée sur la transformation de Park ou encore Ku pour pouvoir réaliser les études présentées au cours du chapitre 3. Une modélisation détaillée de la turbine éolienne pour la compréhension de la chaîne de conversion de l'énergie a été ensuite présenté.

La dernière partie de ce chapitre a fait l'objet d'une étude permettant d'illustrer les différents composants de la cascade liant le réseau au rotor de la DFIG. On a d'abord étudié l'onduleur alimentant le rotor qui est choisi à deux niveaux et commandé par MLI à une porteuse. Cet onduleur est lui-même alimenté par un bus continu dont la valeur de la tension est maintenue égale à 800 V grâce à un redresseur de tension. C'est cette structure qui sera étudiée dans un deuxième temps.

Des stratégies de commande seront établies pour contrôler l'échange de puissance entre la machine et le réseau auquel elle est connectée et différents types de régulateurs seront testés en simulation.

## 2.7. Références bibliographiques

- [1] CRELLET.G, CLERC.G, « *Actionneurs électriques* », Editions Eyrolles, Paris, France 1997.
- [2] GRANTHAM.C, SUTANTO.D and MISMAIL.B, "*Steady-state and transient analysis of self excited induction generators*", IEE Proc. Vol. 136, Pt. B, No. 2, pp. 61-68, March 1989.
- [3] CARON.J.P et HAUTIER.J.P, "*Modélisation et commande de la machine asynchrone*" Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [4] ABDESSEMED. R, « *Modélisation et simulation des Machines Electriques.* » Editions Ellipses, 2011
- [5] POITIERS.F, "*Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de L'énergie éolienne -Machine asynchrone à cage autonome-Machine asynchrone à Double alimentation reliée au réseau*", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, France 2003.
- [6] MIRECKI .A, "*Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une Éolienne de petite puissance*", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France 2005.
- [7] EL AIMANI .S, "*Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un Réseau de moyenne tension*", Thèse de Doctorat de L'Université des Sciences et Technologies de Lille1(USTL).
- [8] SOENS.J, THONG.V, DRIESEN.J and BELMANS.R, "*Modeling wind turbine Generators for power system simulations*", European Wind Energy Conference EWEC, Madrid 2003.
- [9] IOV.F, HANSEN .A.D, SORENSEN.P and BLAABJERG.F, "*Wind Turbine Blockset in Matlab/Simulink : General Overview and Description of the Models*", Research report, Aalborg University, Denmark, March 2004.
- [10] NEY.H, Equipements de puissance, Editions Fernand Nathan, Paris, 1988.
- [11] LEONHARD. W, « *Control Electrical* », Springer Verlag Berlin Heidelberg 1985. Printed in Germany.
- [12] KHETTACHE.L, "*Etude et commande d'un système éolien à base d'une machine électrique à double alimentation*", mémoire de magister, Université de BATNA, 2007.
- [13] CHERKAOUI. M., « *contribution a la modélisation, à l'étude et à la commande des Machines application à une machine asynchrone double alimentation,* » thèse de

Doctorat, polytechnique de Lorraine 1990 France.

- [14] ZHANG F. "*Separately controlled double-fed speed regulation system*". in IEEE 1999 International conference on power Electronics and Drive systems, PEDS'99, IEEE, pp.751-754.
- [15] LESENNE. J, NOTELET. F et SEGUIER. G, "*Introduction à l'électrotechnique Approfondie*", Technique et Documentation, paris 1981
- [16] BOYETTE.A, "*Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*", Thèse de Doctorat de 'Université Henri Poincaré, Nancy I, France 2006.
- [17] TOLEDO.A.S, "*Commande directe et observation des convertisseurs de puissance : Application à l'onduleur de tension triphasé*", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, France 2000.
- [18] HOFMANN.W, THIEME.A, "*control of a double fed induction generator for wind power plants*" PCIM98
- [19] TAPIA.G, TAPIA.A, "*Wind generation optimization algorithm for a double fed Induction generator*" *IEE Proceedings on generation, transmission and distribution* volume152, Issue 2, 4 March 2005, pp253-263
- [20] LIANWEI JIAO, BANAKAR.H , "*Fundamental and applied research on doubly fed induction generator*" *electrical machines and systems*, 2005. ICEMS2005. Proceedings of the eighth international conference on, volume 1, 27-29 sept.
- [21] JORIS. SOENS, DRIESEN.J, BELMANS.R , "*A comprehensive model of a doubly fed Induction generator for dynamic simulations and power system studies*" *ESAT/ELECTA* K.U. Leuven. Belgium.ICREP'03, 2003.
- [22] JANAKA.B EKANAYAKE, LEE HOLDSWORTH, "*dynamic modeling doubly fed Induction of generator wind turbines*", *IEEE Transactions on power systems*, vol. 18 No.2 MAY 2003.
- [23] BOYETTE.A, PHILLIPPE POURE "*direct and indirect control of a doubly fed Induction generator wind turbine including a storage unit* ", *IECON'06* November 2006 Paris (CD-R ISBN1-4244-0136-4)



## ***Chapitre III***

### *Commande vectorielle de la DFIG*

### 3.1. Introduction

La commande vectorielle par orientation de flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone à double alimentation aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [1,2].

Dans ce chapitre on traite deux parties :

La première est dédiée au contrôle de la génératrice asynchrone à double alimentation par la commande vectorielle directe et indirecte. Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par une orientation convenable de ces derniers dans un repère  $(d-q)$  tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si ceci est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit qui fournit le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner.

Dans la deuxième partie nous présentons une commande vectorielle à double orientation des flux du stator et du rotor en leur imposant une orthogonalité entre eux pour disposer d'une commande linéaire et découplée de la machine, donnée dans sa plus simple expression.

### 3.2. Commande vectorielle de la DFIG

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'électricité de l'éolienne, nous allons réaliser un contrôle indépendant des puissances actives et réactives en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotoriques, générées par un onduleur, aux puissances actives et réactives statoriques [3, 4, 5, 6,7, 8,9].

Les équations générales de la machine asynchrone à double alimentation sont :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd}$$

(3-1)

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rq}$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rd}$$

(3-2)

$$\text{Avec : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \text{ et } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$\begin{aligned}\phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}\end{aligned}\quad (3-3)$$

$$\begin{aligned}\phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}\end{aligned}\quad (3-4)$$

Le couple électromagnétique s'exprime quant à lui en fonction des courants et des flux par :

$$\Gamma_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_s} (I_{rq} \phi_{sd} - I_{rd} \phi_{sq}) \quad (3-5)$$

où  $p$  est le nombre de paire de pôles de la DIFG

Afin de réaliser la loi de commande, nous choisissons d'orienter le flux statorique suivant l'axe  $d$  (fig.3.1).

Ainsi :

$$\phi_{sd} = \phi_s \quad \text{et} \quad \phi_{sq} = 0 \quad (3-6)$$

Le couple électromagnétique de l'équation 3-5 s'écrit alors :

$$\Gamma_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rq} \phi_{sd} \quad (3-7)$$

et l'équation des flux devient :

$$\begin{aligned}\phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ 0 &= L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}\end{aligned}\quad (3-8)$$

Si l'on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple  $V_s$ , cela conduit à un flux statorique  $\phi_s$  constant. Cette considération associée à l'équation (3-7) montre que le couple électromagnétique  $\Gamma_{em}$  est directement proportionnel au courant rotorique en quadrature  $I_{rq}$ .

De plus, si l'on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions statoriques de la machine se réduisent à :

$$V_{sd} = \frac{d\phi_s}{dt} = 0 \quad (3-9)$$

$$V_{sq} = \omega_s \phi_s = V_s$$

avec  $\omega_s$ , la pulsation électrique des grandeurs statorique.

### 3.2.1 Relations entre les courants statoriques et rotoriques

A partir de l'équation (3-8), on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques :

$$I_{sd} = -\frac{M_{sr}}{L_s} I_{rd} + \frac{\phi_s}{L_s} \quad (3-10)$$

$$I_{sq} = -\frac{M_{sr}}{L_s} I_{rq}$$

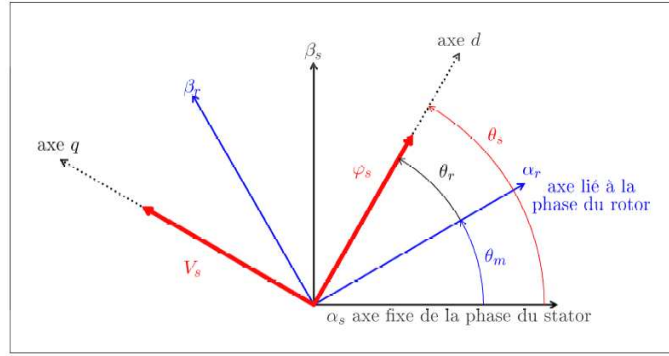


FIG.3.1 ORIENTATION DE L'AXE D SUR LE FLUX STATORIQUE.

### 3.2.2 Expression des puissances actives et réactives dans le repère synchrone

Dans un repère diphasé quelconque, les puissances actives et réactives sont exprimées par :

$$P = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \quad (3-11)$$

$$Q = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq}$$

L'application des hypothèses choisies ainsi que le système d'axes nous permet d'établir la simplification suivante :

$$P = V_s I_{sq} \quad (3-12)$$

$$Q = V_s I_{sd}$$

Pour obtenir l'expression des puissances en fonction des courants rotoriques, on remplace dans l'équation précédente les courants définis dans l'équation 3-10 :

$$P = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \quad (3-13)$$

$$Q = \frac{V_s \phi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} I_{rd}$$

A partir de l'équation 3-9, nous obtenons, pour le flux statorique, l'expression suivante :

$$\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (3-14)$$

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

$$P = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \quad (3-15)$$

$$Q = \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - \frac{V_s M}{L_s} I_{rd}$$

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

En remplaçant dans l'équation des flux (3-4) les courants statoriques par l'expression (3-10), on obtient :

$$\begin{aligned}\phi_{rd} &= \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) I_{rd} + \frac{M_{sr} V_s}{L_s \omega_s} \\ \phi_{rq} &= \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) I_{rq}\end{aligned}\tag{3-16}$$

### 3.2.3 Expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques

En remplaçant l'expression des flux rotoriques de l'équation précédente (3-16) par leurs expressions dans l'équation (3-2), on obtient :

$$\begin{aligned}V_{rd} &= R_r I_{rd} + \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rd}}{dt} - \omega_r \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} &= R_r I_{rq} + \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rq}}{dt} + \omega_r \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) I_{rd} + \omega_r \frac{M_{sr} V_s}{L_s \omega_s}\end{aligned}\tag{3-17}$$

A partir de l'équation (3-15), on a l'expression des courants rotoriques en fonction des puissances active et réactive :

$$\begin{aligned}I_{rq} &= -\frac{L_s}{V_s M_{sr}} P \\ I_{rd} &= \frac{L_s}{V_s M_{sr}} \left( \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - Q \right)\end{aligned}\tag{3-18}$$

En remplaçant l'expression des courants dans l'équation précédente (3-17) on obtient :

$$\begin{aligned}V_{rd} &= R_r \frac{L_s}{V_s M_{sr}} \left( \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - Q \right) + \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} \left( \frac{L_s}{V_s M_{sr}} \left( \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - Q \right) \right) \\ &\quad - \omega_r \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \left( -\frac{L_s}{V_s M_{sr}} P \right) \\ V_{rq} &= R_r \left( -\frac{L_s}{V_s M_{sr}} P \right) + \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} \left( -\frac{L_s}{V_s M_{sr}} P \right) \\ &\quad + \omega_r \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \left( \frac{L_s}{V_s M_{sr}} \left( \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - Q \right) \right) + \omega_r \frac{M_{sr} V_s}{L_s \omega_s}\end{aligned}\tag{3-19}$$

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

$$\begin{aligned}V_{rd} &= R_r \frac{L_s}{V_s M_{sr}} \left( \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - Q \right) - \omega_r \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \left( -\frac{L_s}{V_s M_{sr}} P \right) \\ V_{rq} &= R_r \left( -\frac{L_s}{V_s M_{sr}} P \right) + \omega_r \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \left( \frac{L_s}{V_s M_{sr}} \left( \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - Q \right) \right) + \omega_r \frac{M_{sr} V_s}{L_s \omega_s}\end{aligned}\tag{3-20}$$

En observant l'équation (3-19), on peut établir le schéma bloc de la fig. (3-2) qui comporte en entrées les puissances active et réactive statoriques et en sorties les tensions rotoriques.

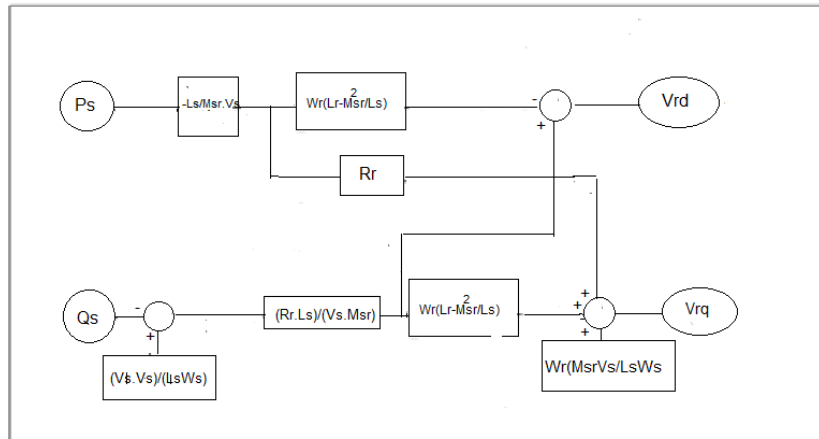


FIG.3.2. SCHEMA BLOC DE LA DFIG

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

### 3.3 Différentes méthodes de la commande vectorielle

La commande vectorielle de la DFIG peut être directe ou indirecte.

#### 3.3.1 Commande vectoriel direct de DFIG

La méthode directe consiste à réguler indépendamment chaque axe pour le contrôle des puissances tout en compensant les termes de perturbation qui sont présents dans le schéma bloc de la figure (3.2).

Nous négligerons les termes de couplage entre les deux axes de contrôle du fait de la faible valeur du glissement. Les régulateurs de cette méthode contrôlent directement les tensions rotoriques, d'où le nom explicite de ce type de commande (fig.3-3).

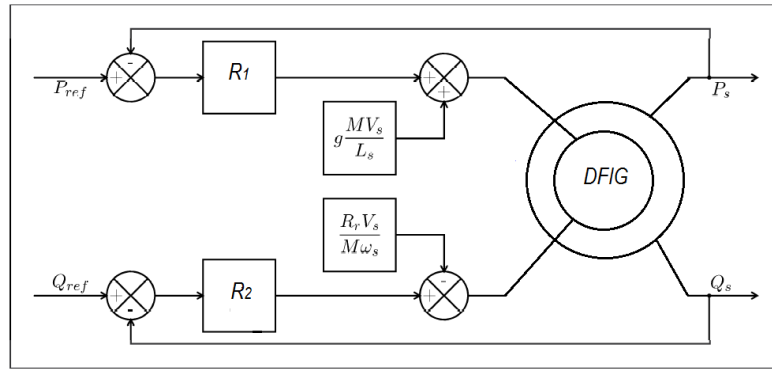


FIG.3.3. SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE DIRECTE

### 3.3.2 Commande vectorielle indirecte de la DFIG sans boucle de puissance

Cette commande est constituée de deux sous-systèmes, le premier calcule les courants de référence à partir des consignes (puissances actives et réactives), le deuxième calcule les tensions de référence à partir des courants rotoriques calculés par le premier sous-système telles qu'illustrées dans la figure (3.4).

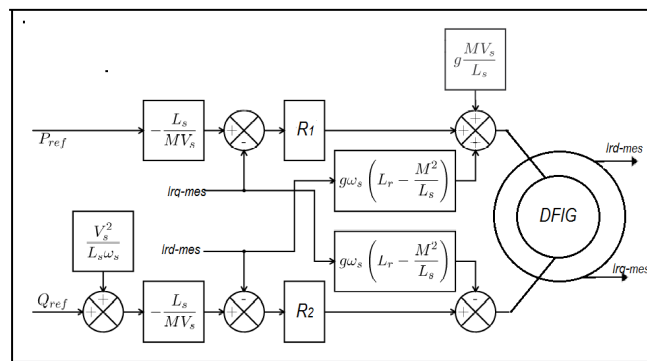


FIG.3.4. SCHEMA DE BLOC DE LA COMMANDE INDIRECTE

## 3.4. Synthèse des régulateurs

La synthèse des régulateurs est la même pour chaque type de structures (directe et indirecte) (Figures 3.3 et 3.4). Pour éviter toute répétition, une même étude sera effectuée. Celle-ci est valable pour chaque commande utilisée dans ce travail. Ainsi trois types de régulateurs (PI IP et relais) seront étudiés. Ce sera la base théorique de la simulation dont les résultats seront exposés ultérieurement.

### 3.4.1. Régulateurs PI

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI), utilisé pour commander la DFIG, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables [3].

Comme il a été illustré dans les paragraphes précédents, chaque axe comprend un régulateur de type PI dont la fonction de transfert est de la forme  $K_p + \frac{K_i}{p}$ . Nous avons donc un système bouclé et corrigé par le régulateur précédemment cité (Figure 3.5).

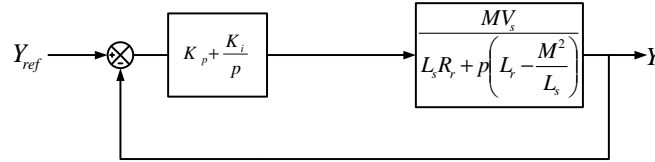


FIG. 3.5. SYSTEME REGULE PAR UN REGULATEUR PI

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) avec le régulateur PI s'écrit alors :

$$FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} \cdot \frac{\frac{M_{sr} \cdot V_s}{L_s \cdot \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right)}}{p + \frac{L_s \cdot R_r}{L_s \cdot \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right)}} \quad (3.21)$$

La méthode de compensation des pôles est celle choisie pour la synthèse des régulateurs. Ainsi nous aurons l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s \cdot R_r}{L_s \cdot \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (3.22)$$

Il est à noter que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision, car les gains des correcteurs en dépendent directement. Dans le cas contraire, la régulation sera défailante.

En effectuant la compensation de la fonction de transfert en boucle ouverte, celle-ci devient :

$$FTBO = \frac{K_p \cdot \frac{M V_s}{L_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{p} \quad (3.23)$$

En boucle fermée nous aurons :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r p} \quad \text{avec} \quad \tau_r = \frac{1}{K_p} \cdot \frac{L_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{M V_s} \quad (3.24)$$



Le temps de réponse  $\tau_r$  sera choisi lors de la simulation afin d'offrir le meilleur compromis entre performances et rapidité.

Ainsi, les gains des correcteurs seront exprimés en fonction des paramètres de la machine comme suit :

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{L_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s} \\ K_i = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{R_r L_s}{MV_s} \end{cases} \quad (3.25)$$

### 3.4.2. Régulateurs IP

Dans cette partie seront utilisés des régulateurs IP. Ces derniers sont analogues aux régulateurs PI sauf que les actions proportionnelles et intégrales sont mises en série contrairement aux régulateurs PI ou ces actions sont mises en parallèle (Figures 3.6).

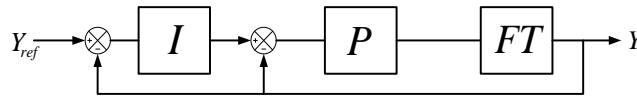


FIG. 3.6. REGULATEUR IP

Tel que décrit précédemment, la régulation du système se fait d'abord par la simplification de celui-ci en un modèle monovariante. Ainsi le modèle simplifié utilisé pour dimensionner les régulateurs PI, le sera pour les régulateurs IP (Figure 3.7).

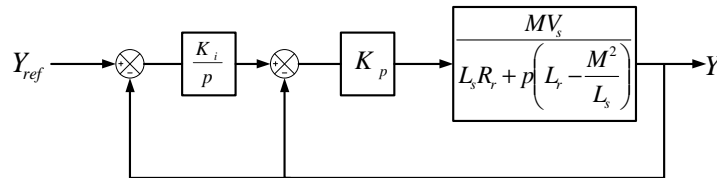


FIG.3.7. SYSTEME REGULE PAR UN REGULATEUR IP

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) avec le régulateur IP s'écrit alors :

$$FTBF = \frac{K_i K_p A}{p^2 + (K_p A + B)p + K_i K_p A} \quad (3.26)$$

Tel que :

$$\begin{cases} A = \frac{MV_s}{L_s L_r - M^2} \\ B = \frac{L_s R_r}{L_s L_r - M^2} \end{cases} \quad (3.27)$$

Par identification à un système de second ordre de fonction de transfert :

$$FT = \frac{K\omega_n^2}{p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2} \quad (3.28)$$

Les gains des correcteurs seront exprimés en fonction des paramètres de la machine comme suit :

$$\begin{cases} K_i = \frac{\omega_n^2}{K_p A} \\ K_p = \frac{2\xi\omega_n - B}{A} \end{cases} \quad (3.29)$$

D'où, en remplaçant A et B par leurs expressions respectives, on obtient :

$$\begin{cases} K_i = \frac{\omega_n^2(L_s L_r - M^2)}{K_p M V_s} \\ K_p = \frac{2\xi\omega_n(L_s L_r - M^2) - L_s R_r}{M V_s} \end{cases} \quad (3.30)$$

Afin d'avoir des performances acceptables, la dynamique des puissances est imposée à  $\omega_n = 4000$  rd/s. Le choix de  $\xi$  est fait de manière que le coefficient d'amortissement du système en boucle fermée soit optimal (environ 0.7).

### 3.4.3. Réglage avec un relais

Le test standard du relais a été originellement proposé pour identifier le point critique d'un système à commander [12]. La motivation était, en automatisant la procédure de mesure, d'accroître la sûreté et de réduire le temps d'expérimentation nécessaire, par rapport aux régulateurs classiques [13].

La méthode standard du relais propose de remplacer simplement le régulateur par une fonction tout-ou-rien (équation (3.31)). Ce montage est illustré en figure (3.8). Pour cette dernière, le régulateur consiste en un simple gain qui doit être augmenté progressivement jusqu'à la limite de stabilité.

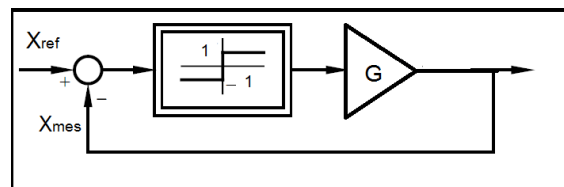


FIG.3.8. SYSTEME REGULE PAR UN RELAIS

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{si } x \geq 0 \\ 0, & \text{si } x = 0 \\ -1, & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (3.31)$$

Les figures (3.9) et (3.10) présentent le schéma blocs complet de la commande vectorielle directe et indirecte avec des relais de la chaîne de conversion d'énergie éolienne.

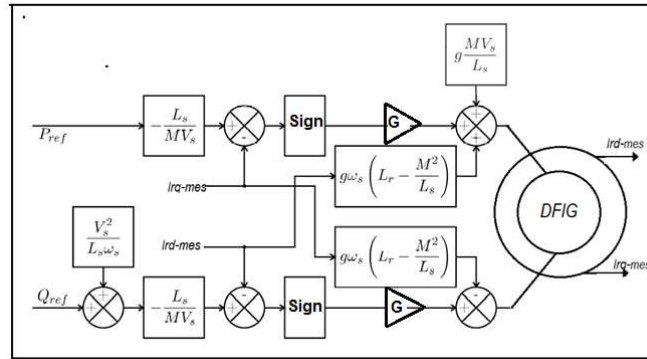


FIG.3.9. SCHEMA BLOC DE COMMANDE INDIRECTE REGLEE PAR UN RELAIS

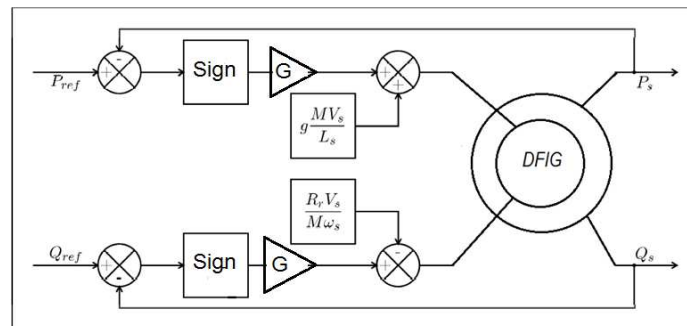


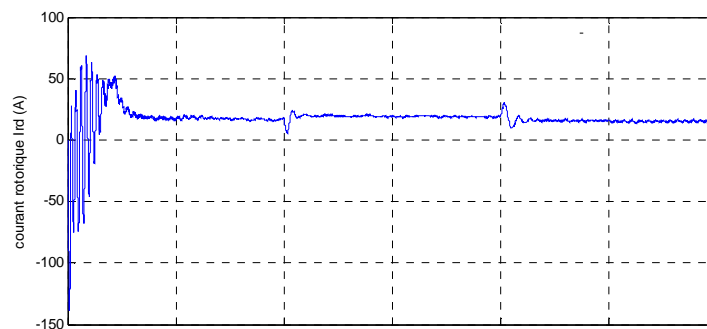
FIG.3.10. SCHEMA BLOC DE COMMANDE DIRECTE REGLEE PAR UN RELAIS

### 3.5. Résultats de simulations

Pour réaliser la simulation de la DFIG, nous avons utilisé le logiciel MatLab-Simulink à l'aide duquel nous avons modélisé toutes les parties du système à savoir, la génératrice, la turbine, le redresseur, l'onduleur, la commande MLI, les régulateurs et divers composants nécessaires à la commande.

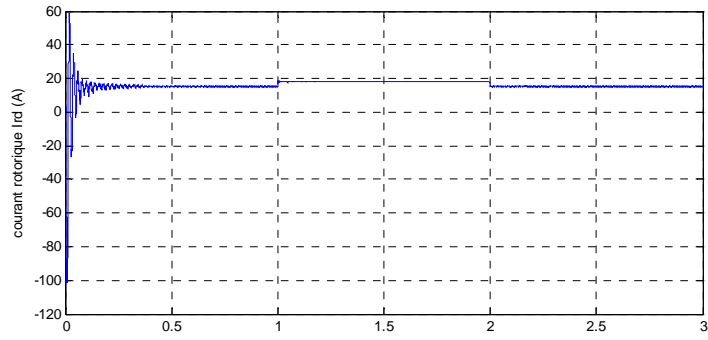
#### Régulateur

PI



*Régulateur*

*IP*



*Régulation avec relais*

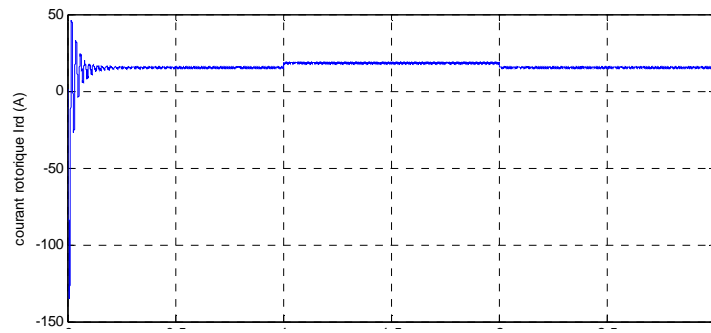
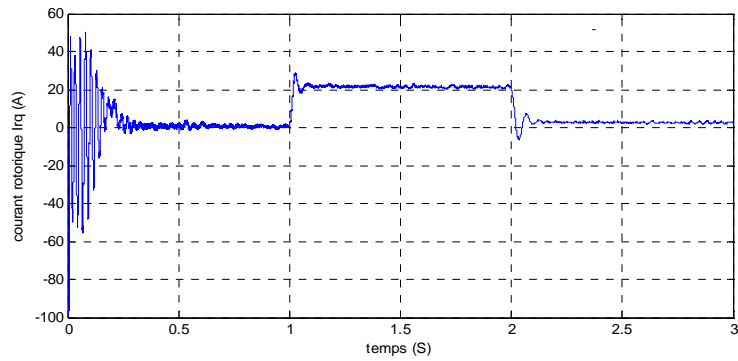


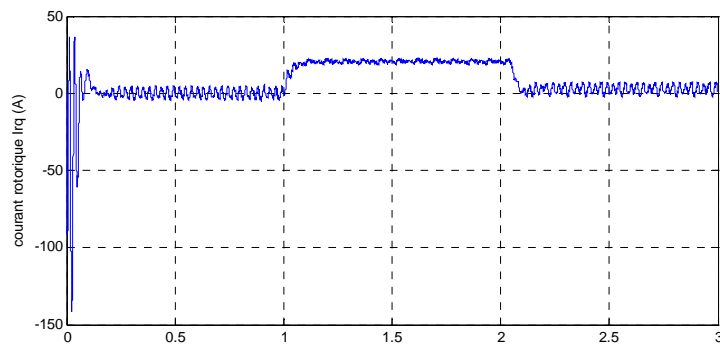
FIG.3.11. COURANT ROTORIQUE DIRECT (CONTROLE DIRECT)

*Régulateur PI*



*Régulateur*

*IP*



*Régulation avec  
relais*

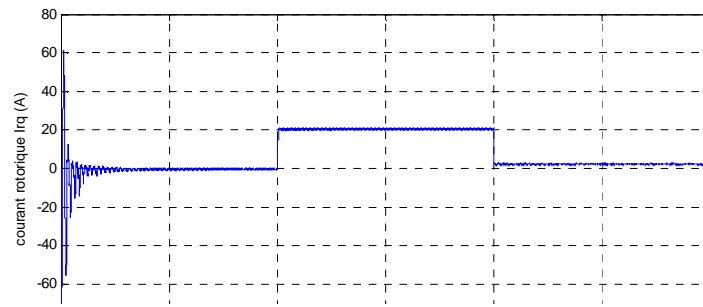
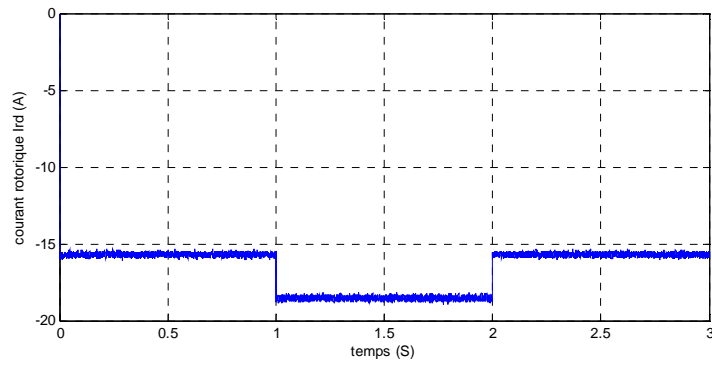
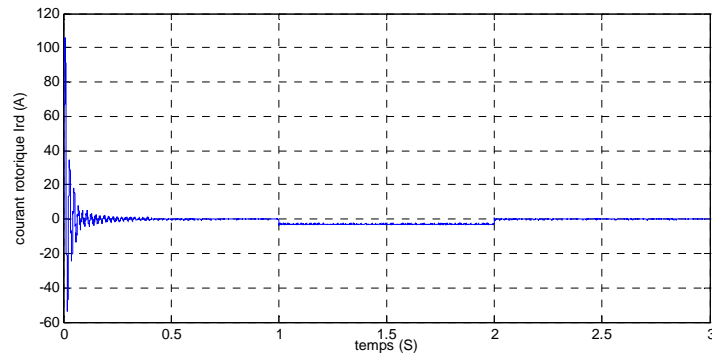


FIG. 3.12. COURANT ROTORIQUE EN QUADRATURE (CONTROLE DIRECT)

*Régulateur PI*



*Régulateur IP*



*Régulation avec relais*

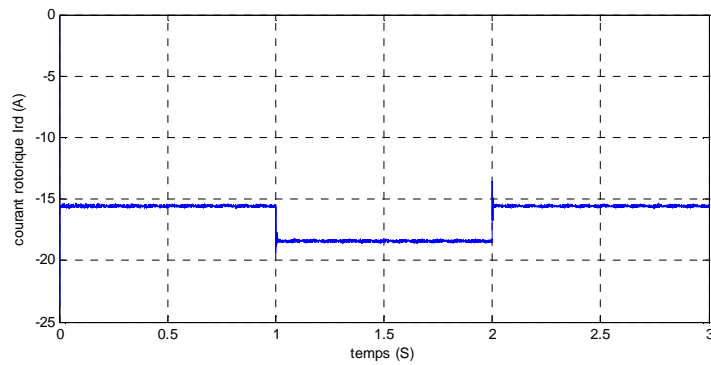
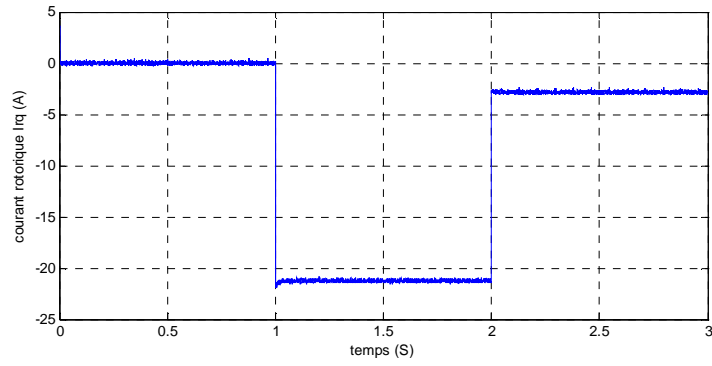
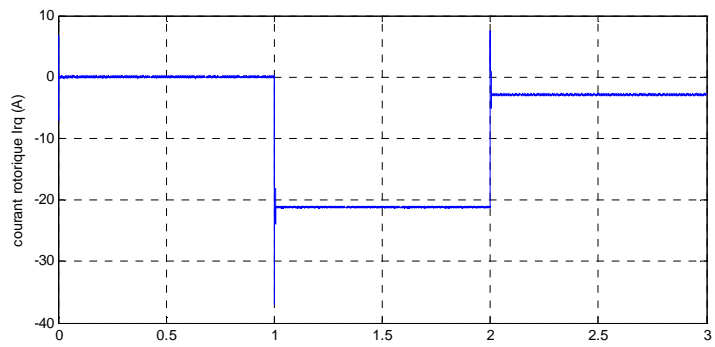


FIG. 3.13. COURANT ROTORIQUE DIRECT (CONTROLE INDIRECT BO)

*Régulateur  
PI*



*Régulateur  
IP*



*Régulation avec  
relais*

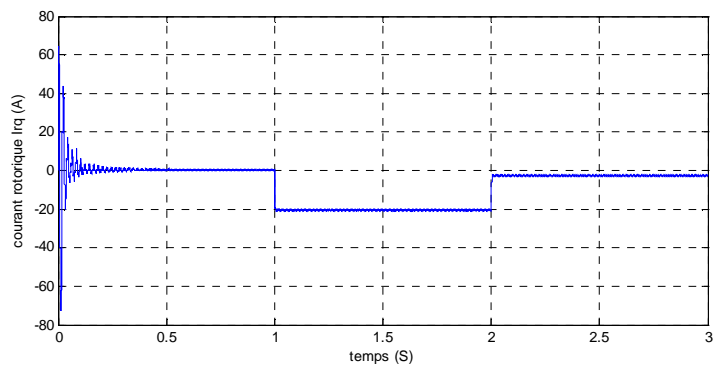


FIG. 3.14. COURANT ROTORIQUE EN QUADRATURE (CONTROLE INDIRECT BO)

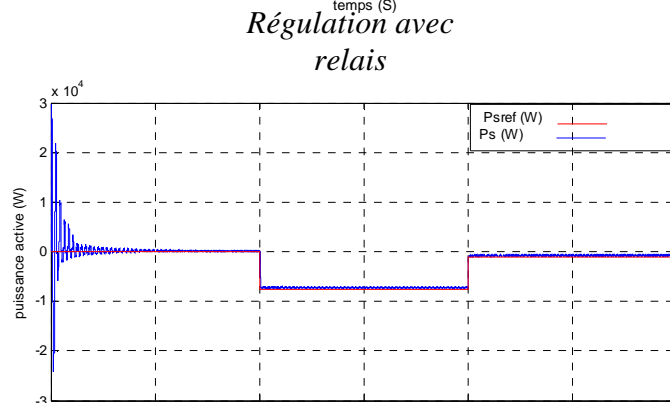
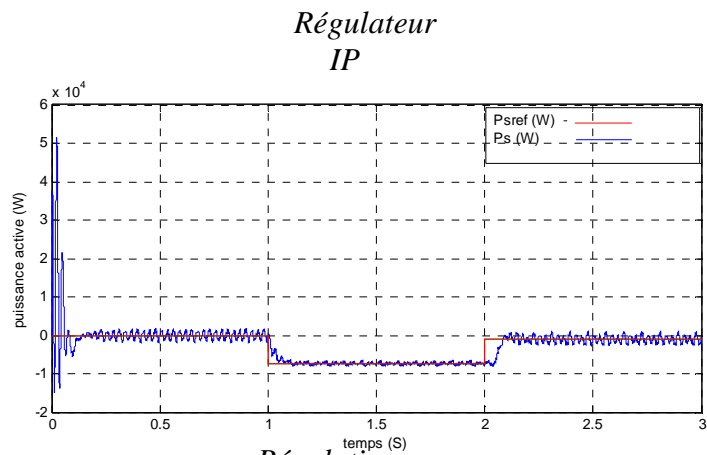
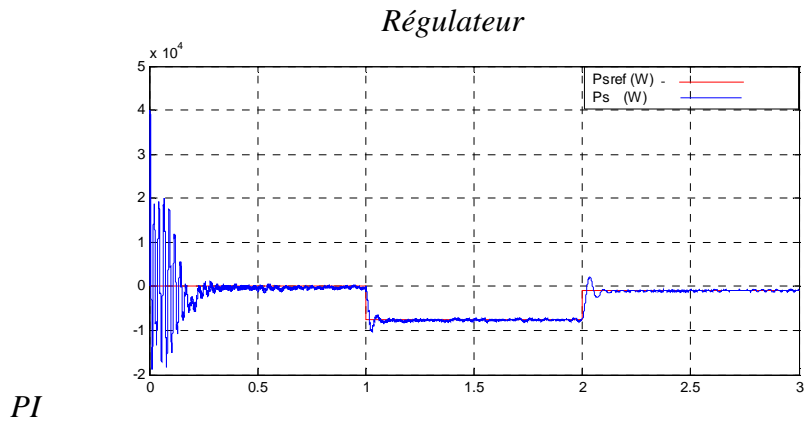
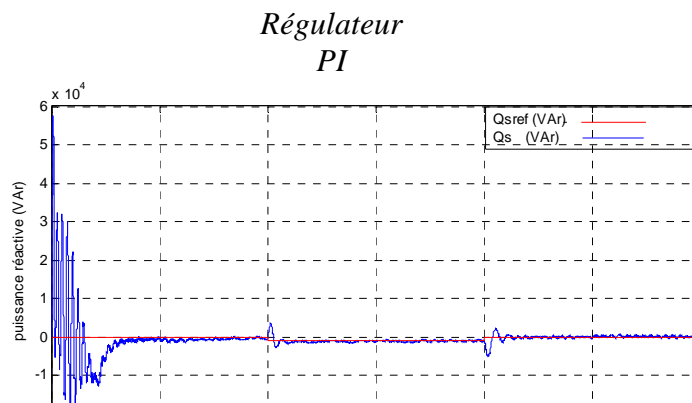


FIG. 3.15. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCES ACTIVE (CONTROLE DIRECT)



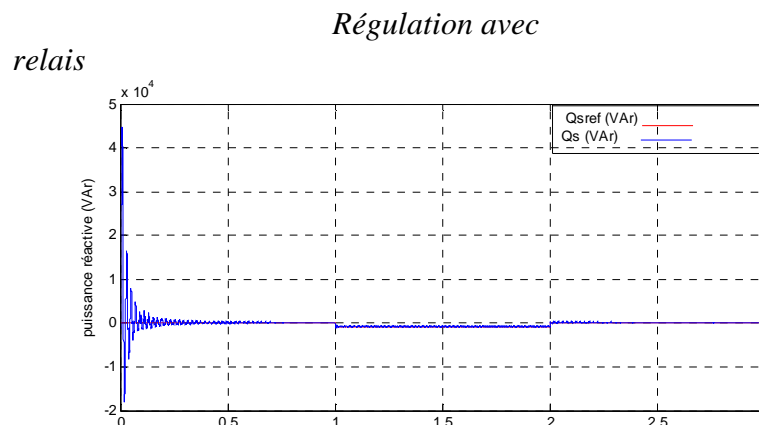
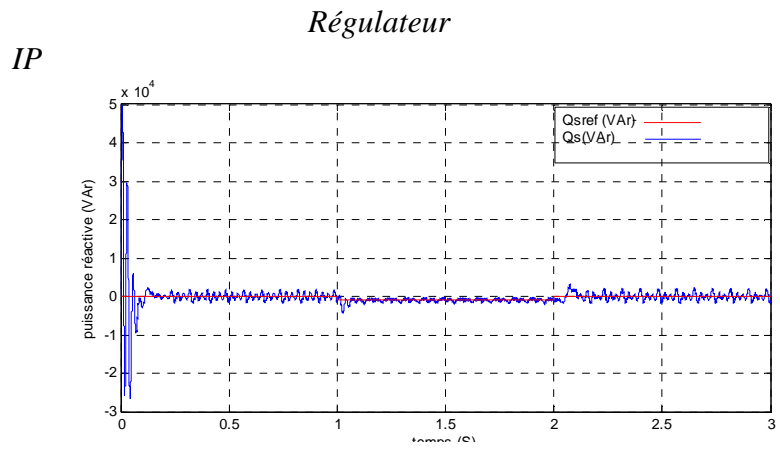
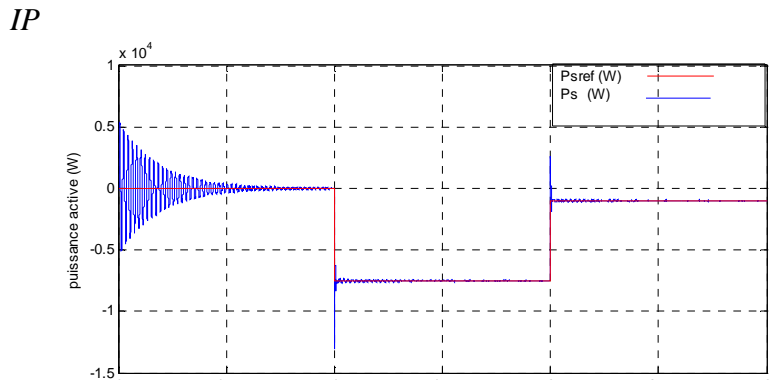
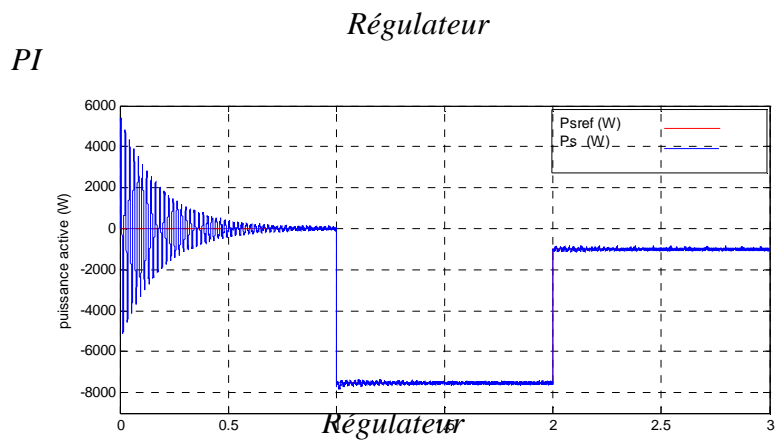


FIG. 3.16. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCES REACTIVE (CONTROLE DIRECT)





### Régulation avec relais

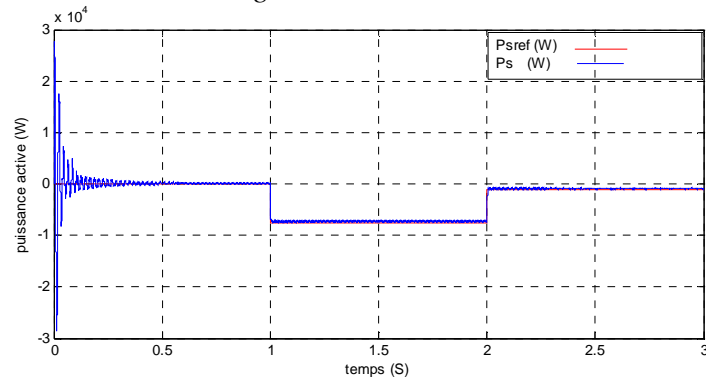
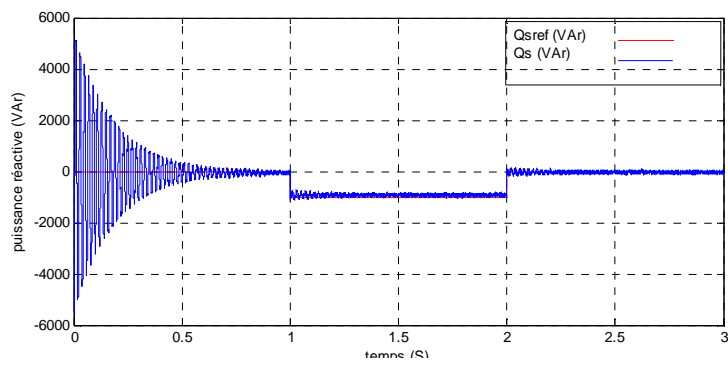
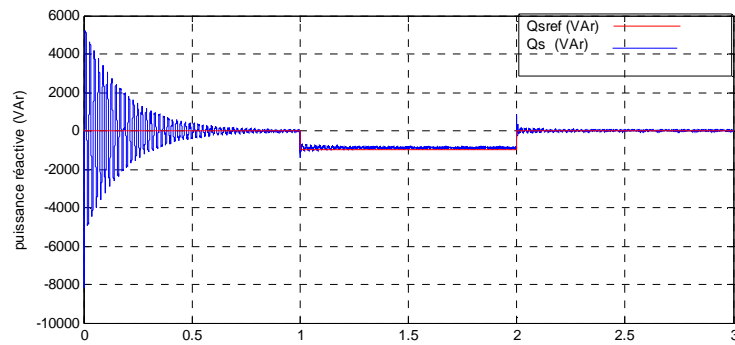


FIG. 3.17. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE ACTIVE (CONTROLE INDIRECT BO)

### Régulateur PI



### Régulateur IP



### Régulation avec relais

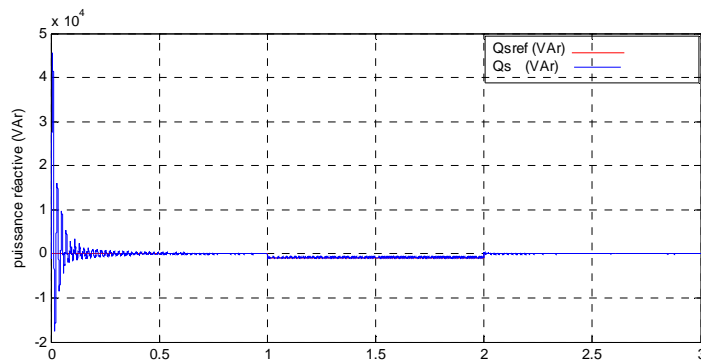


FIG. 3.18. SUIVI DE CONSIGNE DE LA PUISSANCE REACTIVE (CONTROLE INDIRECT BO)

Les résultats de la simulation (Figures (3.11) à (3.14)) présentent les différentes courbes des courants direct et en quadrature, obtenues par la commande vectorielle direct et indirect des puissances actives et réactives générées au niveau du stator de la DFIG. Cette commande permet de découpler les expressions des puissances actives et réactives statoriques ou, autrement dit, celle du couple et du flux.

La composante en quadrature du courant rotorique  $I_{qr}$  contrôle le couple électromagnétique, donc la puissance active. La composante directe  $I_{dr}$  contrôle le flux et donc la puissance réactive. Cela est constaté lors des variations des composantes directe et en quadrature des courants rotoriques qui sont respectivement les images des puissances réactives et actives.

En ce qui concerne le contrôle direct, les différences entre les régulateurs PI et IP sont très faibles, tant au niveau des temps de réponse qu'au niveau du couplage entre les axes qui créent des oscillations transitoires.

Le contrôle indirect, en revanche, montre la supériorité de la régulation avec des relais qui minimise l'amplitude des oscillations.

On peut distinguer dans les figures (3.15 à 3.16) que les échelons de puissance sont bien suivis par la génératrice dans le contrôle direct, aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive. Toutefois, on observe l'effet du couplage entre les deux axes de commande (d et q) car un échelon imposé à l'une des deux puissances (active et réactive) induit de faibles oscillations sur la seconde.

D'autre part la simulation de contrôle indirect (figures 3.17 et 3.18) a donné de bons résultats en termes de dynamique et de réponse aux échelons pour la puissance réactive, comme on peut observer une erreur de puissance réactive lorsque la puissance active est faible. Par contre, elle fait apparaître une erreur statique au niveau de la puissance active et réactive qui est due au fait de cette régulation où les courants sont en boucle et les puissances sont restées en boucle ouverte. De plus, la non considération de la résistance statorique dans notre modélisation a une influence sur les puissances. Nous pouvons également observer la présence d'une erreur statique sur les deux axes pour les régulateurs PI et IP. Ceci est dû au fait que dans ce mode de contrôle, la puissance n'est pas mesurée directement mais est plutôt reconstruite à partir de la mesure des courants rotoriques. Ce sont en fait ces mêmes courants qui sont asservis. Or les équations utilisées pour la reconstruction sont basées sur le modèle simplifié qui néglige la résistance  $R_s$ . Par contre, le contrôle des puissances par des relais, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs PI et IP. Car, la régulation par des relais offre de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement.

### 3.6. Commande vectorielle par double orientation des flux

Cette technique consiste à orienter en même temps le flux statorique et le flux rotorique comme indiqué ci-dessous dans la figure (3.19). Ainsi, il en découle des contraintes données par l'expression (3.32). Le flux rotorique sera porté sur l'axe direct  $d$ , alors que le flux statorique sera porté sur l'axe en quadrature,  $q$ . L'angle  $\delta$ , signifiant l'angle de charge par analogie au cas de la machine synchrone, sera de  $90^\circ$  et, par conséquent, les deux flux deviennent orthogonaux [10,11] :

$$\begin{aligned}\phi_{sq} &= \phi_s \\ \phi_{rd} &= \phi_r \\ \phi_{sd} &= \phi_{rq} = 0\end{aligned}\tag{3-32}$$

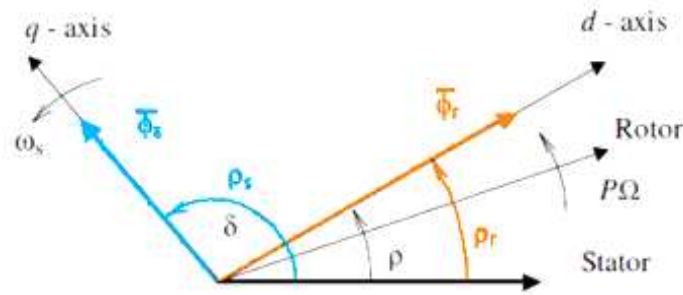


Fig. 3.19. Diagramme vectoriel de la DFIG après orientation

En utilisant les équations (3.32), les équations (3.1), (3.2), (3.3) et (3.4) seront reformulées comme suit:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_s\tag{3-33}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq}$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd}$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_r\tag{3-34}$$

Le système d'équations (3-34) montre que le modèle de la génératrice devient un modèle linéaire. Ce qui permet de mettre des gains à la place des régulateurs (figure (3.20)).

$$\text{avec : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad \text{et} \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$\begin{aligned}0 &= L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_s &= L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}\end{aligned}\tag{3-35}$$

$$\begin{aligned}\phi_r &= L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ 0 &= L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}\end{aligned}\tag{3-36}$$

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique  $R_s$

$$V_{sq} = \frac{d\phi_{sq}}{dt} = 0$$

$$V_{sd} = V_s$$

L'application d'hypothèse choisie ainsi que le système d'axes nous permet d'établir la simplification suivante de puissances :

$$\begin{aligned} P &= V_s i_{sd} \\ Q &= -V_s i_{sq} \end{aligned} \quad (3-37)$$

avec :

$$i_{sd} = -\frac{M_{sr}}{L_s} i_{rd} \quad (3-38)$$

$$i_{sq} = -\frac{L_r}{M_{sr}} i_{rq} \quad (3-39)$$

Pour obtenir l'expression des puissances en fonction des courants rotoriques, on remplace les courants (3.38 et 3.39) dans l'équation (3-37):

$$P = -V_s \frac{M_{sr}}{L_s} i_{rd} \quad (3-40)$$

$$Q = V_s \frac{L_r}{M_{sr}} i_{rq}$$

avec :

$$i_{rd} = -\frac{L_s}{V_s M_{sr}} P \quad (3-41)$$

$$i_{rq} = \frac{M_{sr}}{V_s L_r} Q$$

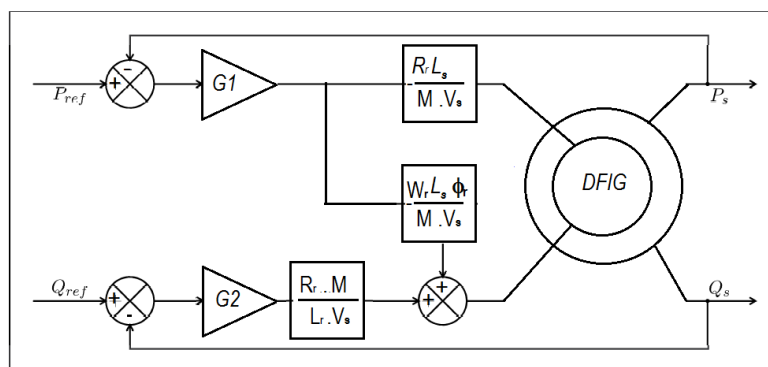


FIG. 3.20. SCHEMA DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DE LA DFIG AVEC DOUBLE ORIENTATION DE FLUX

### 3.6.1 Résultats de Simulation

Pour réaliser cette technique de commande, nous avons utilisé le logiciel MatLab-Simulink.

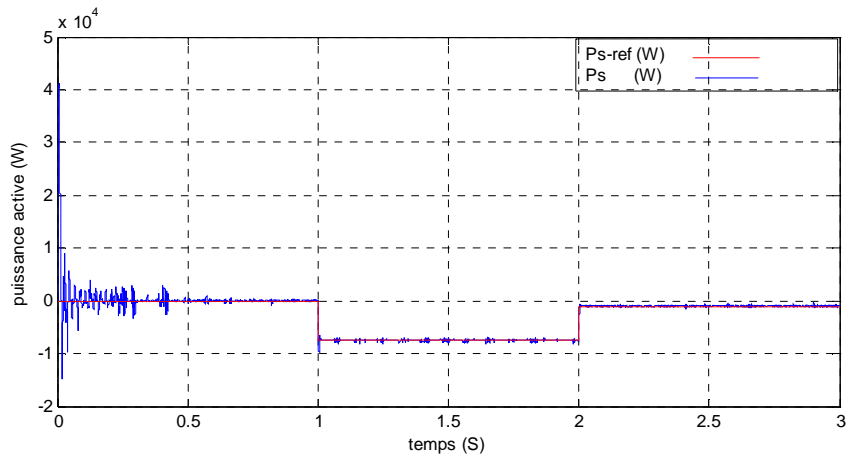


FIG. 3.21. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCES ACTIVE (CONTROLE DIRECT)

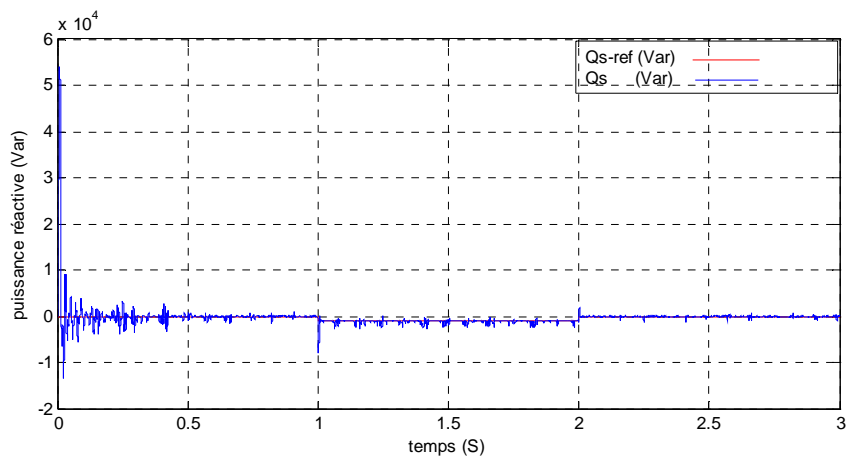


FIG. 3.22. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCES REACTIVE (CONTROLE DIRECT)

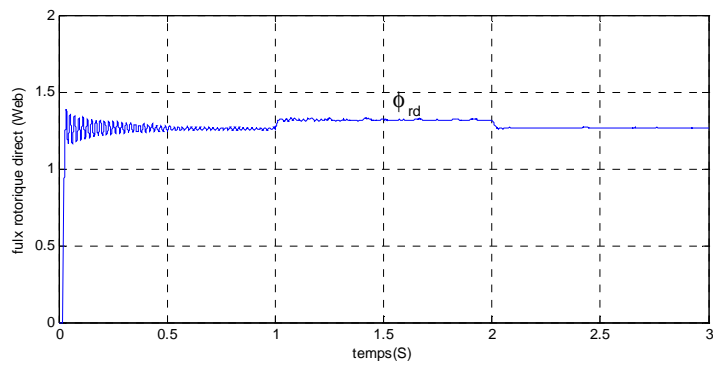


FIG.3.23. FLUX ROTORIQUE DIRECT (CONTROLE DIRECT)

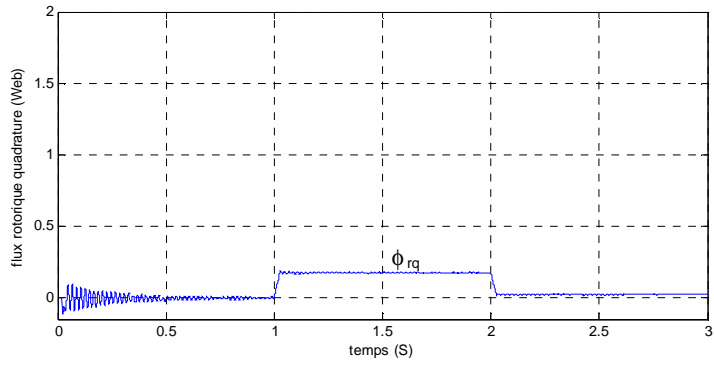


FIG.3.24. FLUX ROTORIQUE EN QUADRATURE (CONTROLE DIRECT)

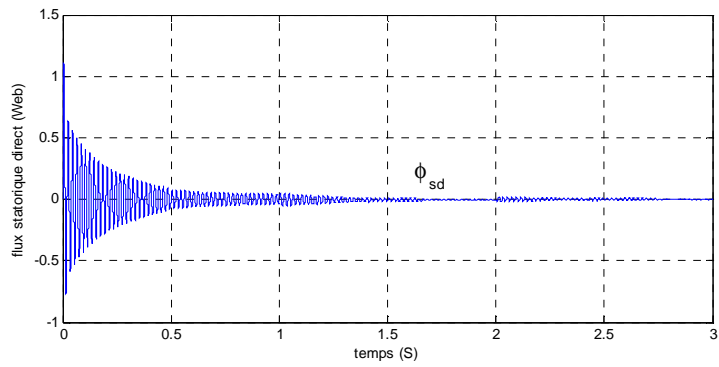


FIG.3.25. FLUX STATORIQUE DIRECT (CONTROLE DIRECT)

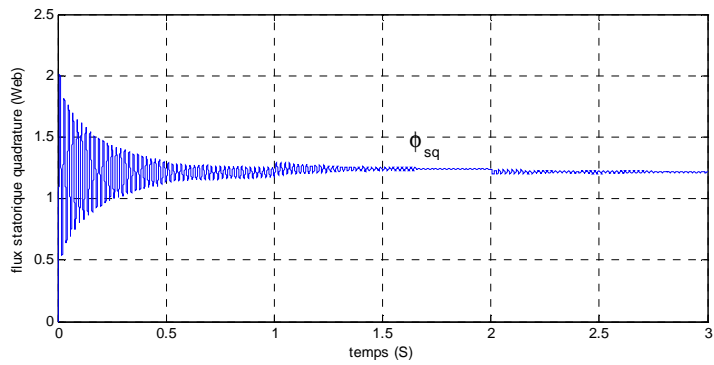


FIG.3.26. FLUX STATORIQUE EN QUADRATURE (CONTROLE DIRECT)

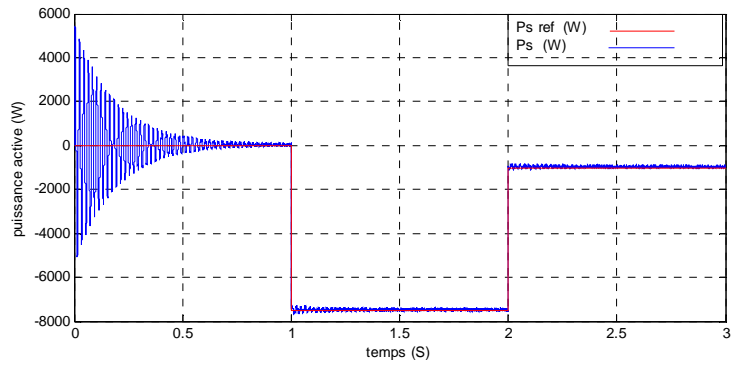


FIG.3.27. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCES ACTIVE (CONTROLE INDIRECT)

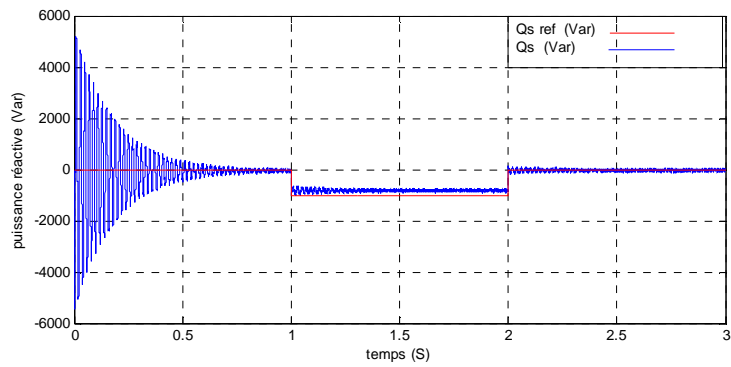


FIG.3.28. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCES REACTIVE (CONTROLE INDIRECT)

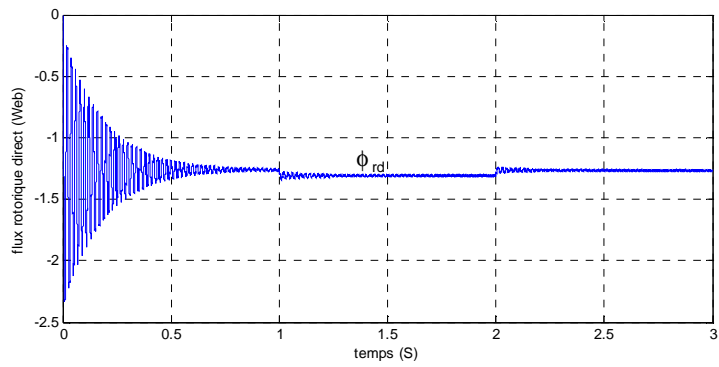


FIG.3.29. FLUX ROTORIQUE DIRECT (CONTROLE INDIRECT)

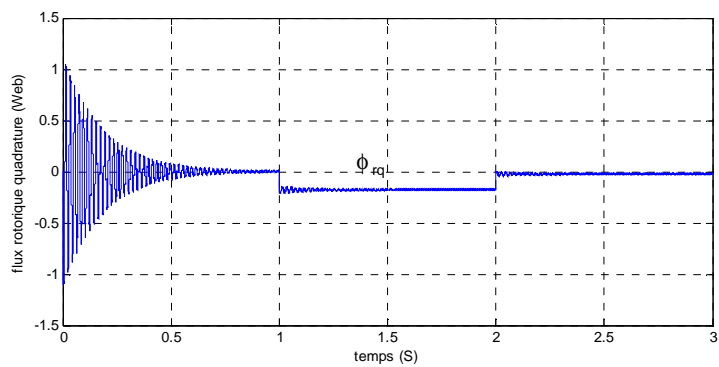


FIG.3.30. FLUX ROTORIQUE EN QUADRATURE (CONTROLE INDIRECT)

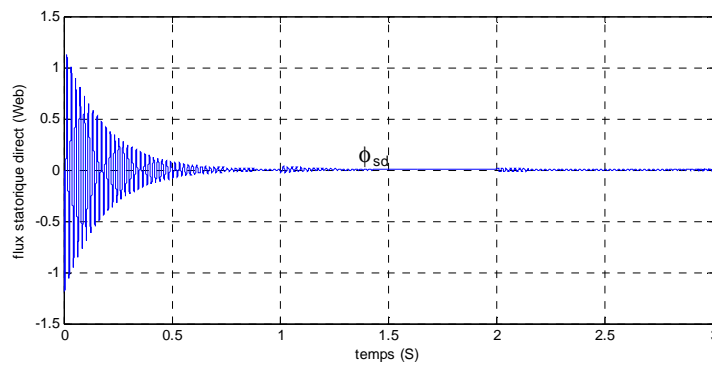


FIG.3.31. FLUX STATORIQUE DIRECT (CONTROLE INDIRECT)

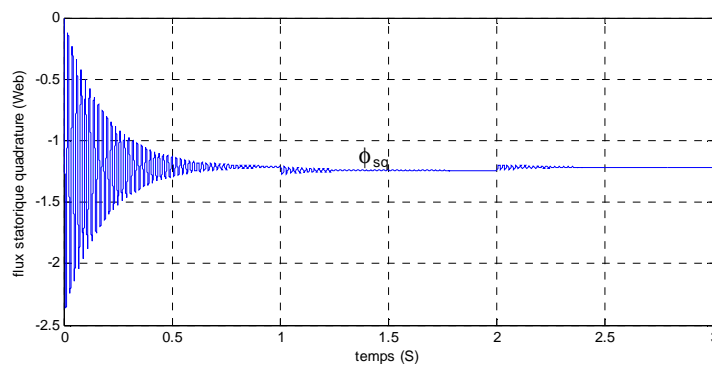


FIG.3.32. FLUX STATORIQUE EN QUADRATURE (CONTROLE INDIRECT)

Les résultats de simulation (Figures (3.21) à (3.32)) présentent les différentes courbes obtenues par la commande vectorielle à double orientation des flux direct et indirect d'une DFIG de puissance 7,5 kW.

On peut constater dans les figures (3.21) et (3.22) que les échelons des puissances active et réactive sont bien suivis par les puissances de référence.

Toutefois, on observe clairement des erreurs statiques. Ce qui rend le contrôle direct peu robuste.

D'autre part la simulation de contrôle indirect (figure (3.27) et (3.28)) a donné de bons résultats en termes de dynamique et de réponse aux échelons pour la puissance active. Cependant, il apparaît une faible différence dans le suivi de consigne sur la puissance réactive (figure (3.28)). Mais, ceci n'est pas un problème puisque le découplage des flux et le suivi des consignes des puissances sont réalisés.

Les figures (3.23 à 3.26) et (3.29 à 3.32) illustrent l'évolution temporelle des flux statorique et rotorique. Nous pouvons observer que les conditions de cette méthode sont réalisées.



### 3.7. Conclusion

Deux approches de commande à flux orienté, dédiées au pilotage de la génératrice asynchrone à double alimentation ont été proposées dans ce chapitre.

Lors du premier contrôle, on a établi la synthèse de trois régulateurs pour contrôler la DIFG. Le but de ces régulateurs est de contrôler l'échange de puissances actives et réactives entre le stator de la machine et le réseau en modifiant l'amplitude et la fréquence des tensions rotorique.

Les différences entre les trois régulateurs sont peu significatives en ce qui concerne le suivi de consigne. Cependant, on peut remarquer que la régulation par des relais offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire, un temps de réponse plus court et sans dépassement.

Bien que le mode direct offre une simplicité de mise en œuvre avec des résultats convenables, le mode indirect justifie sa supériorité par la possibilité de contrôler les courants et de les limiter afin de protéger le bobinage rotorique de la machine.

En outre, le contrôle vectoriel par double orientation de flux offre une commande linéaire facilement implantable ; qui ne nécessite pas des régulateurs. L'exécution de cette méthode a montré à travers les différents résultats de simulation des performances intéressantes.

Enfin, il convient de souligner qu'après analyse des essais précédemment effectués, il a été constaté que le dispositif étudié ne se limite pas à un fonctionnement générateur. Ceci s'explique par une puissance mesurée qui peut être positive ou négative. Par ailleurs, il est à remarquer que le dispositif peut fonctionner également en hypo et en hyper synchronisme, ce qui nous a encouragé à proposer le contrôle par une commande plus performante telle que la commande à mode glissant. C'est ce que nous proposons d'exposer dans le prochain chapitre.

### 3.8. Références bibliographiques

- [1] LEONHARD .W, "*control Electrical*", Springer Verlag Berlin Heidelberg 1985. Printed in Germany.
- [2] CHERKAOULM, "*contribution a la modélisation, à l'Etude et à la commande des Machines application à une machine asynchrone à double alimentation,*" Thèse de Doctorat, Polytechnique de lorraine 1990, France
- [3] POITIERS .F « *Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de L'Energie Eolienne* » Thèse de l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Nantes, France, 2003.
- [4] EL AIMANIS, FRANCOIS.B, MINNE.F, ROBYNS.B, "*Modelling and simulation of Doubly fed Induction Generators for variable speed wind turbines integrated in a Distribution Network*", EPE 2003- Toulouse, ISBN: 90-75815-0.7-7.

- [5] J.R. SAENZ, A. TAPIA, G. TAPIA, X. OSTOLAZA, I. ALBIZU, F. PEREZ-HIDALGO M. IRIZAR, “*Reactive power Regulation in Wind farms: control Strategies*”, EPE2001-Graz.
- [6] ZHANG XIN-FRANG, LIU Yi-BING, “*predictive functional Control of a doubly fed Induction Generator for Variable Wind turbines*” department of automation north china Electrical Power University, IEEE2004 china.
- [7] H.AKAGI, S. OGASAWARA, H. KIM, “*The theory of instantaneous power in three Phase for wire systems and its applications*”, electrical engineering in Japan , vol.135,n°3, pp.74-86, 2001.
- [8] PAUL –ETIENNE VIDAL, “*Commande non –linéaire d’une machine asynchrone à Double alimentation*” thèse de Doctorat 2004.
- [9] JOSE COTO ALADRO, M ISABEL GRACIA ALVAREZ, “*wind speed model design And dynamic simulation of a wind farm embedded on distribution networks*”, D p to. De Ingenieros universidad d’Oviedo campus de viesques s/n 33209 Gijón (Spain).
- [10] CHERKAOUI.M, « *contribution a la modélisation, à l’étude et à la commande des Machines application à une machine asynchrone double alimentation* » thèse de Doctorat, polytechnique de Lorraine 1990, France.
- [11] ZHANG F. “*separately controlled Double-fed speed regulation system*” IEEE 1999 International conference on power Electronics and Drive systems, PEDS’99IEEEpp751-754.
- [12] K. J. ASTRÖM and T. HÄGGLUND. “*Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins*”. *Automatica*, 20(5):645–651, 1984.
- [13]G. ZIEGLER and N. B. NICHOLS. “*Optimum settings for automatic controllers*”. *Transactions ASME*, (64):759–768, 1942.

## ***Chapitre IV***

### ***Commande par mode glissant de DFIG***

#### **4.1 Introduction**

Comme nous l'avons précédemment annoncé, ce chapitre est dédié à la commande non- linéaire de la DFIG. Il s'agit d'une Commande à Structure Variable (CSV) qui, dans la bibliographie du génie électrique, porte le nom de commande par mode de glissement.

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples : la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis [1].

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre, discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle [2].

Nous présenterons dans un premier temps quelques éléments de la théorie de contrôle par mode de glissement, ensuite nous l'appliquerons successivement aux deux types de modélisations étudiées, modélisations en puissance avec la transformation de Park et en courant avec la transformation de Ku.

Nous donnerons finalement les résultats de simulation obtenus avec ces différentes modélisations qui confirme la validation de la commande.

#### **4.2 Historique de la commande par mode glissant**

Le mode glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur EMELYANOV, puis par d'autres collaborateurs également UTKIN [3], à partir des résultats des études du mathématicien FILIPOVE sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris aux Etats-Unis par SLOTINE [4, 5, 6], et au Japon par Young, HARASHIMA et HASHIMOTO [7, 8, 9, 10]. Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [11, 12, 13, 14].

### 4.3 Principe de la commande par mode de glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement [14]. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant [15].

Ainsi, dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée d'y rester au voisinage de cette surface (figure 4.1). Cette dernière est appelée surface de glissement [4, 15].

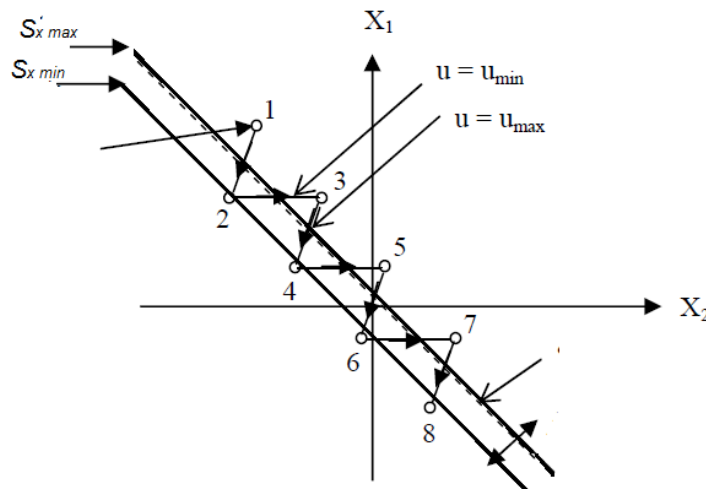


FIG.4.1.MODE DE GLISSEMENT REEL.

### 4.4 Structure de la commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes principales complémentaires l'une de l'autre, définies par [14, 15, 16]:

- ✓ Le choix des surfaces de glissement ;
- ✓ La définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- ✓ La détermination de la loi de commande.

#### 4.4.1 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$\dot{x} = [A]x + [B]U \quad (4-1)$$

où  $x \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $U \in \mathbb{R}^m$  le vecteur de commande, avec  $n > m$ .

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $U$ .

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence  $x^*$ , il faut choisir une surface de glissement. Elle est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Nous trouvons dans la littérature différentes formes de surface de glissement, et chaque surface présente de meilleures performances pour une application donnée [4]. Dans ce travail, nous nous intéressons à une surface non linéaire [17,16, 18, 19].

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (4-2)$$

avec :

$e(x) = x^* - x$ : écart de la variable à réguler ;

$r$  : est un degré relatif qui représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande ;

$\lambda$  : gain positif.

L'objectif de la commande est de garder la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ .

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

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [20]. Il existe deux conditions pour assurer le mode de convergence :

##### ➤ Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro, elle est donnée sous la forme [21, 22] :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4-3)$$

##### ➤ Approche LYAPUNOV

Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ .

Cette fonction de LYAPUNOV est définie comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \quad (4-4)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (4-5)$$

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (4-6)$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [16, 23, 24].

#### 4.5. Théorie de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de surface). C'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Actuellement, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux cotés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et l'autre la stabilité ( $U_n$ ).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (4-7)$$

$U_{eq}$  correspond à la commande proposée par FILIPOV. Elle sert à garder la variable à commander sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ . La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle  $\dot{S}(x) = 0$ .

La commande discrète  $U_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [14, 20].

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (4-1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

La dérivée de la surface  $S(x)$  est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (4-8)$$

En remplaçant (4-1) et (4-7) dans (4-8), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} \{ [A][x] + [B]U_{eq} \} + \frac{dS}{dx} [B]U_n \quad (4-9)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, logiquement sa dérivée et la partie discontinue le sont aussi. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{dS}{dx} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{dS}{dx} [A][x] \right\} \quad (4-10)$$

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

$$\frac{dS}{dx} [B] \neq 0 \quad (4-11)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (4-9), on trouve la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} [B]U_n \quad (4-12)$$

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

$$S(x) \frac{dS}{dx} [B]U_n < 0 \quad (4-13)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $U_n$  doit être opposé à celui de  $S(x) \frac{dS}{dx} [B]$ . La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign* (figure4.2) [25, 26].

$$U_n = K_x \text{sign } S(x) \quad (4-14)$$



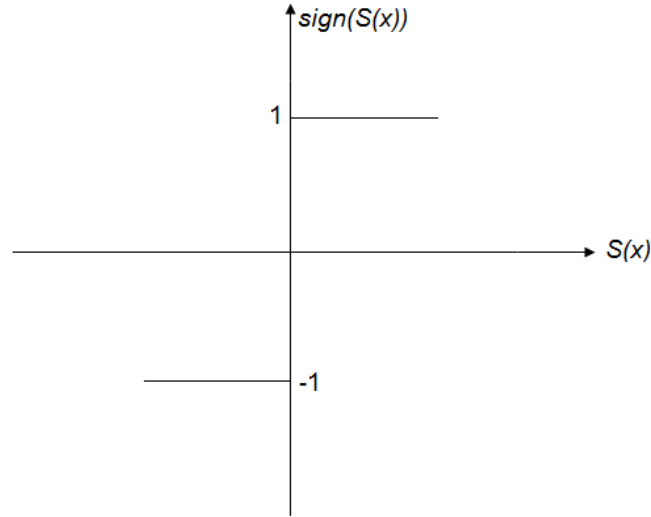


FIG4.2. FONCTION **SIGN** (NON LINEARITE TOUT OU RIEN)

#### 4.6 Application de la commande à mode glissant à la DFIG

Afin de réaliser la loi de commande nous choisissons d'orienter le flux statorique suivant l'axe  $d$ .

Ainsi :

$$\phi_{sd} = \phi_s \quad \text{et} \quad \phi_{sq} = 0 \quad (4-15)$$

et l'équation des flux devient :

$$\begin{aligned} \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ 0 &= L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \end{aligned} \quad (4-16)$$

Les puissances active et réactive s'écrivent alors :

$$\begin{aligned} P_s &= -V_s \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rq} \\ Q_s &= \frac{V_s \phi_s}{L_s} - \frac{V_s M_{sr}}{L_s} I_{rd} \end{aligned} \quad (4-17)$$

A l'aide de l'équation (4-17), on peut écrire les courants rotoriques sous la forme:

$$\begin{aligned} I_{rq} &= -\frac{L_s}{V_s M_{sr}} P_s \\ I_{rd} &= \frac{L_s}{V_s M_{sr}} \left( \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - Q_s \right) \end{aligned} \quad (4-18)$$

A partir du chapitre trois, on tire le système d'équations suivant:

$$\frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{\left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s}\right)} \left( V_{rd} - R_r I_{rd} + \omega_r \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s}\right) I_{rq} \right) \quad (4-19)$$

$$\frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{\left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s}\right)} \left( V_{rq} - R_r I_{rq} - \omega_r \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s}\right) I_{rd} - \omega_r \frac{V_s M_{sr}}{\omega_s L_s} \right) \quad (4-20)$$

##### 4.6.1 Surface de régulation de la puissance active

Pour contrôler la puissance active on prend le degré relatif  $r = 1$ , l'expression de la surface de contrôle de la puissance active à la forme suivante :

$$S(P) = (P_s^{ref} - P_s) \quad (4-21)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(P) = (\dot{P}_s^{ref} - \dot{P}_s) \quad (4-22)$$

On remplace l'expression de la puissance active à partir du chapitre 3, on trouve :

$$\dot{S}(P) = \left( \dot{P}_s^{ref} - \left( -V_s \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rq} \right) \right) \quad (4-23)$$

En introduisant l'équation (4-19) dans (4-23), on aura :

$$\dot{S}(P) = \left( \dot{P}_s^{ref} + V_s \frac{M_{sr}}{L_s} \frac{1}{\left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right)} \left( V_{rq} - R_r I_{rq} - \omega_r \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) I_{rd} - \omega_r \frac{V_s M_{sr}}{\omega_s L_s} \right) \right) \quad (4-24)$$

On a

$$\sigma = \left( 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) \quad (4-25)$$

On remplace (4-24) dans (4-23), on aura :

$$\dot{S}(P) = \left( \dot{P}_s^{ref} + V_s \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \left( V_{rq} - R_r I_{rq} - \omega_r L_r \sigma I_{rd} - \omega_r \frac{V_s M_{sr}}{\omega_s L_s} \right) \right) \quad (4-26)$$

À présent, en remplaçant la tension  $V_{rq}$  par la tension de commande  $V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n$ , la commande apparaît clairement dans l'équation suivante :

$$\dot{S}(P) = \left( \dot{P}_s^{ref} + V_s \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \left( (V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n) - R_r I_{rq} - \omega_r L_r \sigma I_{rd} - \omega_r \frac{V_s M_{sr}}{\omega_s L_s} \right) \right) \quad (4-27)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(P) = 0$  et par conséquent

$\dot{S}(P) = 0$  et  $V_{rq}^n = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (4-26) :

$$V_{rq}^{eq} = R_r I_{rq} + \omega_r L_r \sigma I_{rd} + \omega_r \frac{V_s M_{sr}}{\omega_s L_s} - \dot{P}_s^{ref} \frac{\sigma L_s L_r}{M_{sr} V_s} \quad (4-28)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(P) \dot{S}(P) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant (4-27) dans (4-26), on obtient :

$$\dot{S}(P) = \left( - \frac{V_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} V_{rq}^n \right) \quad (4-29)$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$V_{rq}^n = K \cdot \text{Sign}(S(P)) \quad (4-30)$$

#### 4.6.2 Surface de régulation de la puissance réactive

Prenant la même surface que celle de la puissance active :

$$S(Q_s) = (Q_s^{ref} - Q_s) \quad (4-31)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(Q) = \left( \dot{Q}_s^{ref} - \dot{Q}_s \right) \quad (4-32)$$

On remplace l'expression de la puissance réactive a partir du chapitre trois on trouve :

$$\dot{S}(Q) = \left( \dot{Q}_s^{ref} - \left( -\frac{V_s M_{sr}}{L_s} \dot{I}_{rd} \right) \right) \quad (4-33)$$

En introduisant l'équation (4-18) dans (4-32), on aura :

$$\dot{S}(Q) = \left( \dot{Q}_s^{ref} - \left( -\frac{V_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} (V_{rd} - R_r I_{rd} + \omega_r L_r \sigma I_{rq}) \right) \right) \quad (4-34)$$

En remplaçant l'expression de  $V_{rd}$  par  $V_{rd}^{dq} + V_{rd}^n$ , la commande apparaît clairement dans l'équation suivant :

$$\dot{S}(Q) = \left( \dot{Q}_s^{ref} - \left( -\frac{V_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \left( (V_{rd}^{dq} + V_{rd}^n) - R_r I_{rd} + \omega_r L_r \sigma I_{rq} \right) \right) \right) \quad (4-35)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$S(Q) = 0$ ,  $\dot{S}(Q) = 0$  et  $V_{rd}^n = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (4-34).

$$V_{rd}^{dq} = \left( -\dot{Q}_s^{ref} \frac{\sigma L_s L_r}{V_s M_{sr}} + (R_r I_{rd} - \omega_r L_r \sigma I_{rq}) \right) \quad (4-36)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(P) \dot{S}(P) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant (4-35) dans (4-34), on trouve :

$$\dot{S}(Q) = -\frac{V_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} V_{rd}^n \quad (4-37)$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$V_{rd}^n = K \cdot \text{Sign}(S(Q)) \quad (4-38)$$

Le schéma du bloc de la commande par mode glissant appliquée à la DFIG est illustré par la figure (4.3).

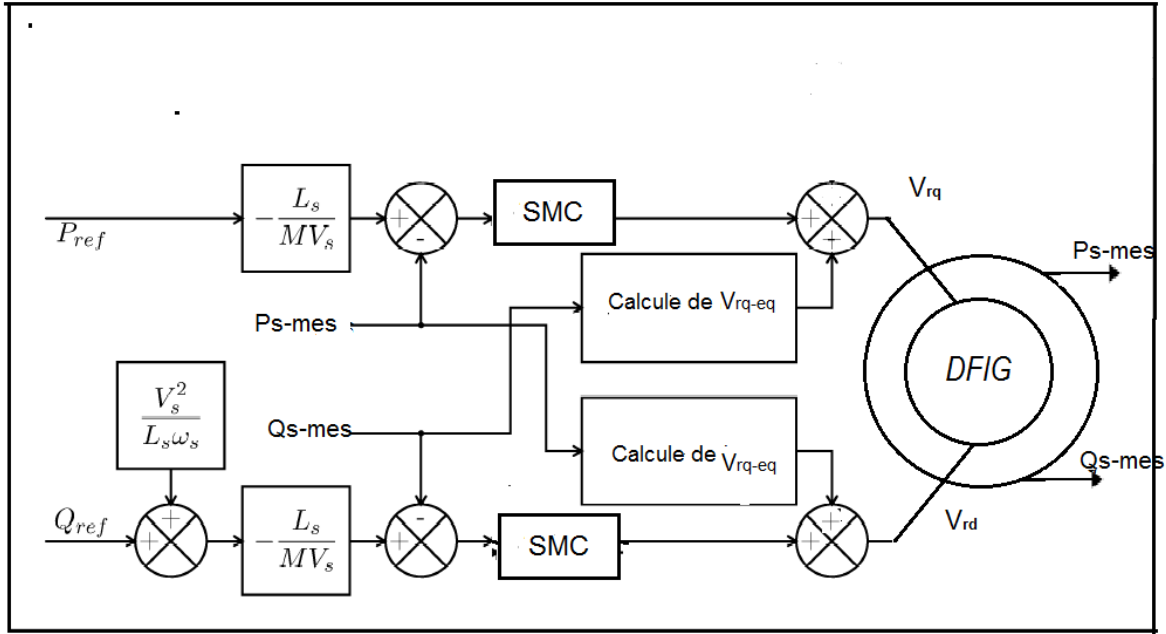


FIG4.3.SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE A MODE GLISSANT EN PUISSANCES APPLIQUEE A LA DFIG

Les paramètres des différents régulateurs par mode glissant sont donnés par le tableau suivant :

Surfaces de réglage	$S(P)$	$S(Q)$
$K$	78	53

#### 4.6.3 Surface de régulation du courant direct

Dans cette partie, on va régler le courant direct et en quadrature de manière similaire à ce qui a été vu au niveau de la régulation des puissances actives et réactives. Nous aurons pour la surface de contrôle.

$$S(I_{rd}) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (4-39)$$

La dérivée de la surface (4-39) donne :

$$\dot{S}(I_{rd}) = (\dot{I}_{rd}^{ref} - \dot{I}_{rd}) \quad (4-40)$$

En remplaçant la dérivée du courant d'équation (4-18) dans (4-39), on aura :

$$\dot{S}(I_{rd}) = \left( \dot{I}_{rd}^{ref} - \frac{1}{\sigma L_r} (V_{rd} - R_r I_{rd} + \omega_r \sigma L_r I_{rq}) \right) \quad (4-41)$$

En remplaçant l'expression de  $V_{rd}$  par  $V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n$ , la commande apparaît clairement dans l'équation suivant :

$$\dot{S}(I_{rd}) = \left( \dot{I}_{rd}^{ref} - \frac{1}{\sigma L_r} ((V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n) - R_r I_{rd} + \omega_r \sigma L_r I_{rq}) \right) \quad (4-42)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$S(t_{rd}) = 0$ ,  $\dot{S}(t_{rd}) = 0$  et  $V_{rd}^n = 0$ , d'où l'on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (4 - 38).

$$V_{rd}^{eq} = \left( \sigma L_r \dot{i}_{rd}^{ref} - (-R_r I_{rd} + \omega_r \sigma L_r I_{rq}) \right) \quad (4 - 43)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(t_{rd}) \dot{S}(t_{rd}) < 0$  doit être vérifiée. En substituant l'équation (4 - 42) dans (4 - 41), on trouve :

$$\dot{S}(t_{rd}) = \left( -\frac{1}{\sigma L_r} V_{rd}^n \right) \quad (4 - 44)$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$V_{rd}^n = K \text{Sign}(S(t_{rd})) \quad (4 - 45)$$

#### 4.6.4 Surface de régulation du courant en quadrature

Nous aurons pour la surface du courant en quadrature.

$$S(t_{rq}) = (i_{rq}^{ref} - i_{rq}) \quad (4 - 46)$$

La dérivée de la surface (4-46) donne :

$$\dot{S}(t_{rq}) = (\dot{i}_{rq}^{ref} - \dot{i}_{rq}) \quad (4 - 47)$$

On remplace la dérivée du courant d'équation (4-19) dans (4-46), on aura :

$$\dot{S}(t_{rq}) = \left( \dot{i}_{rq}^{ref} - \frac{1}{\sigma L_r} (V_{rq} - R_r I_{rq} - \omega_r \sigma L_r I_{rd}) \right) \quad (4 - 48)$$

En remplaçant l'expression de  $V_{rq}$  par  $V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n$ , la commande apparaît clairement dans l'équation suivant :

$$\dot{S}(t_{rq}) = \left( \dot{i}_{rq}^{ref} - \frac{1}{\sigma L_r} \left( (V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n) - R_r I_{rq} - \omega_r \sigma L_r I_{rd} \right) \right) \quad (4 - 49)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$S(t_{rq}) = 0$ ,  $\dot{S}(t_{rq}) = 0$  et  $V_{rq}^n = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (4 - 45).

$$V_{rq}^{eq} = \left( \sigma L_r \dot{i}_{rq}^{ref} - (-R_r I_{rq} - \omega_r \sigma L_r I_{rd}) \right) \quad (4 - 50)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(t_{rq}) \dot{S}(t_{rq}) < 0$  doit être vérifiée. En substituant l'équation (4 - 49) dans (4 - 48), on trouve :

$$\dot{S}(t_{rq}) = \left( -\frac{1}{\sigma L_r} V_{rq}^n \right) \quad (4 - 51)$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$V_{rq}^n = K \text{Sign}(S(t_{rq})) \quad (4 - 52)$$

Le schéma du bloc de la commande par régulation du courant appliqué à DFIG est illustré par la figure (4.4).

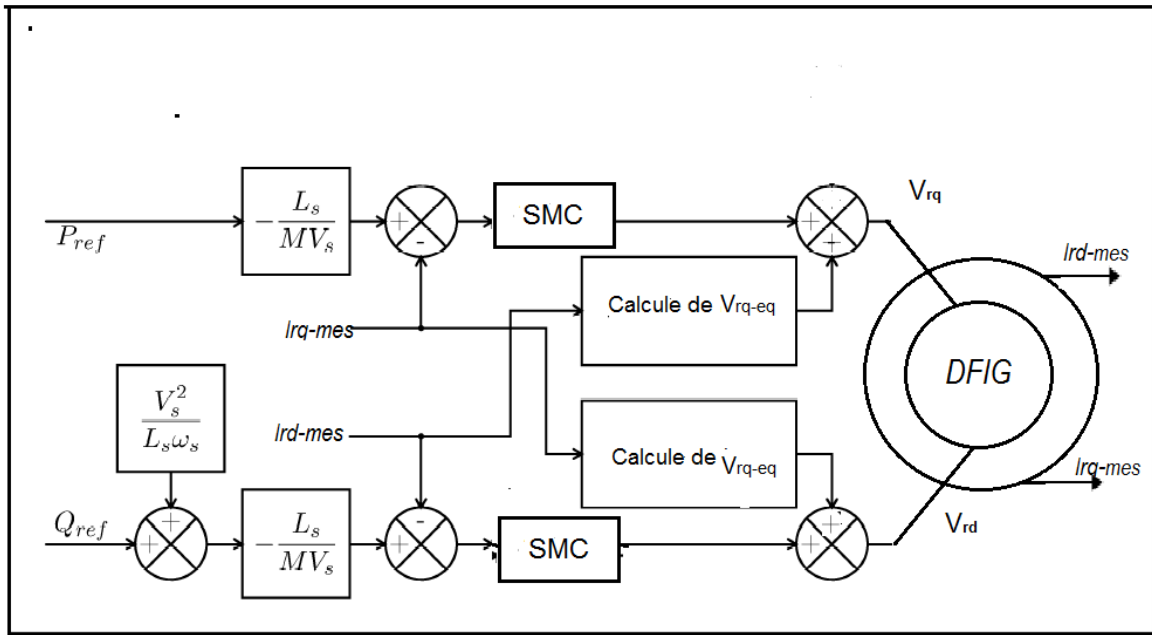


FIG. 4.4.SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE A MODE GLISSANT EN COURANTS APPLIQUEE A LA DFIG

#### 4.7. Simulation et interprétation des résultats

Les modèles précédemment cités ont donné les résultats de simulation suivants :

Les courbes (fig.4.(5, 6, 11 et 12)) présentant respectivement le suivi de consigne des puissances active et réactive, la commande en puissance et en courant, sont satisfaisant car elles répondent à toutes les exigences voulues, pas d'erreur statique et pas d'oscillations lors des changements de consigne, une bonne dynamique surtout de la commande en puissance et un temps de réponse plus court.

Le découplage de flux statorique direct et quadrature est montré sur les figures (4.7, 8,13 et 14) et confirme la robustesse des commandes.

Les figures (4.(9, 10 ,15 et 16)), présentent le courant en quadrature  $I_{qr}$  et le courant direct  $I_{dr}$  dont le premier contrôle la puissance active et le deuxième contrôle la puissance réactive. Cela est constaté lors des variations des composantes directes et en quadrature des courants rotoriques qui sont respectivement les images des puissances réactives et actives.

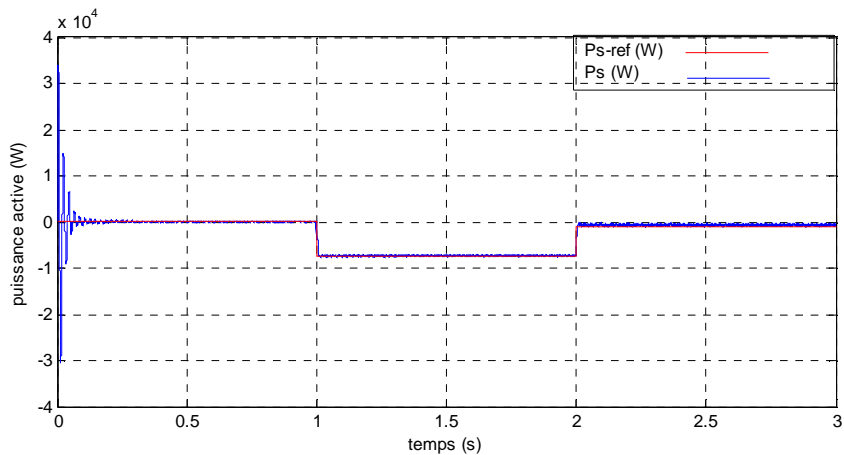


FIG4.5.SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE ACTIVE (COMMANDE EN PUISSANCE)

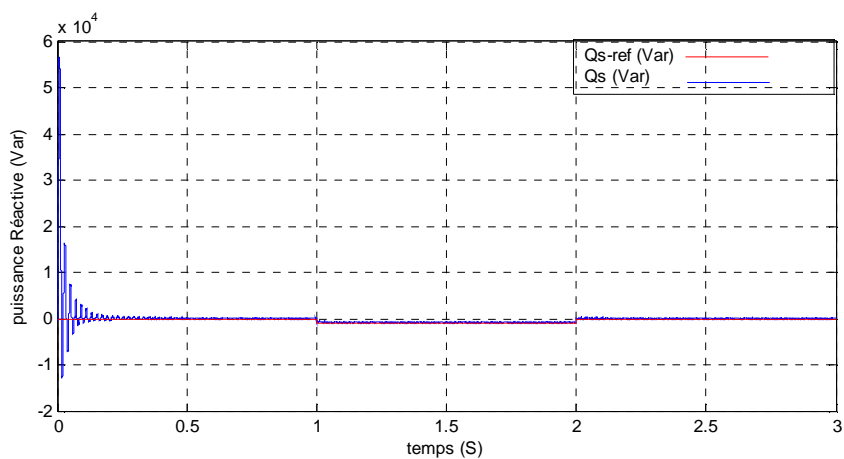


FIG4.6.SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE REACTIVE (COMMANDE EN PUISSANCE)

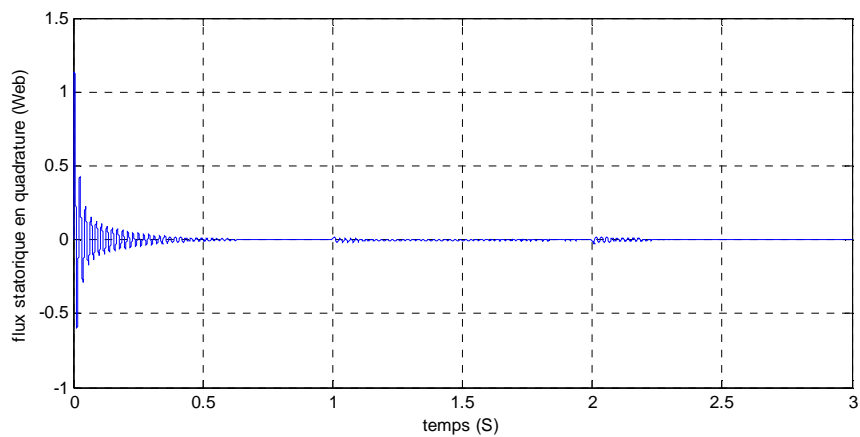


FIG4.7. FLUX STATORIQUE EN QUADRATURE (COMMANDE EN PUISSANCE)

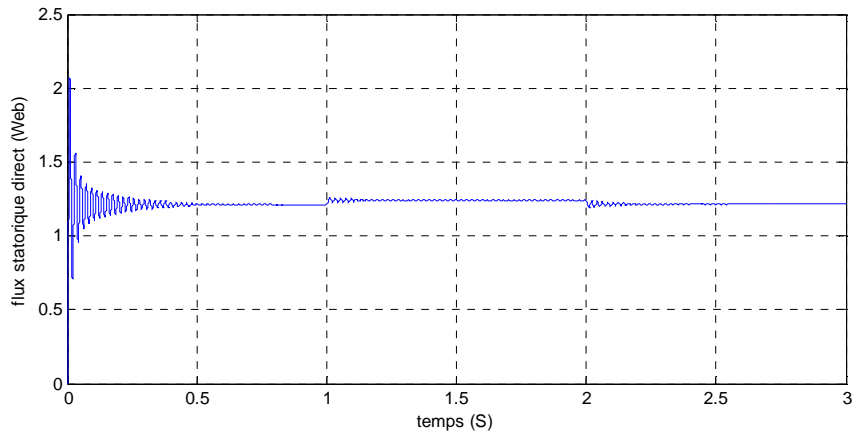


FIG4.8. FLUX STATORIQUE DIRECT (COMMANDE EN PUISSANCE)

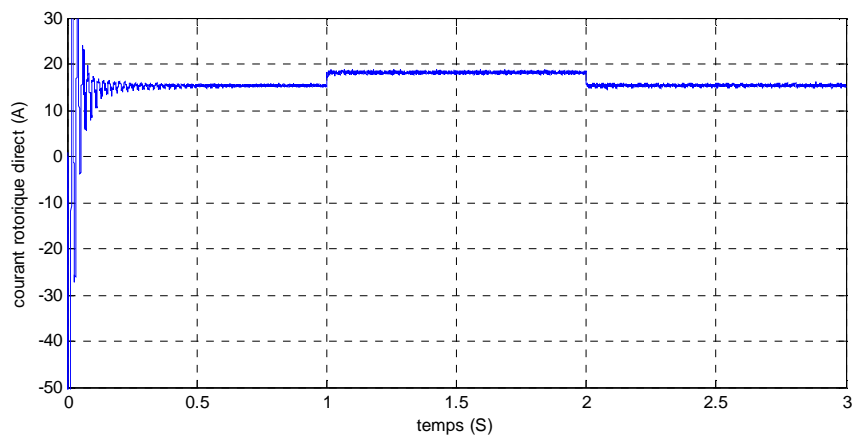


FIG4.9. COURANT ROTORIQUE DIRECT (COMMANDE EN PUISSANCE)

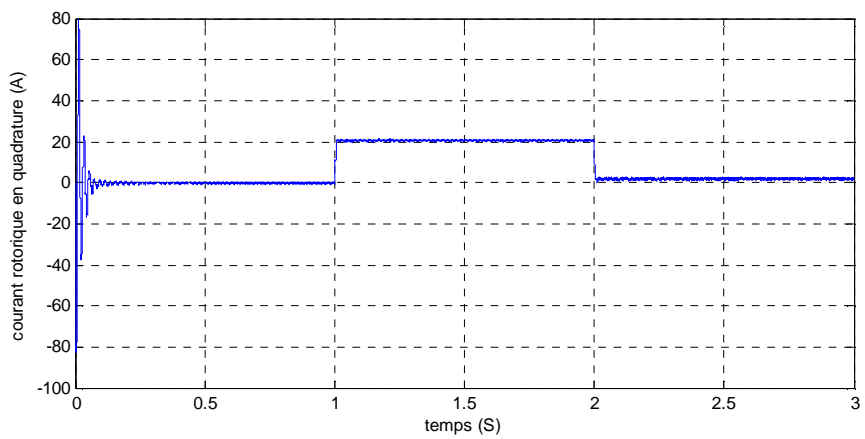


FIG4.10. COURANT ROTORIQUE EN QUADRATURE (COMMANDE EN PUISSANCE)



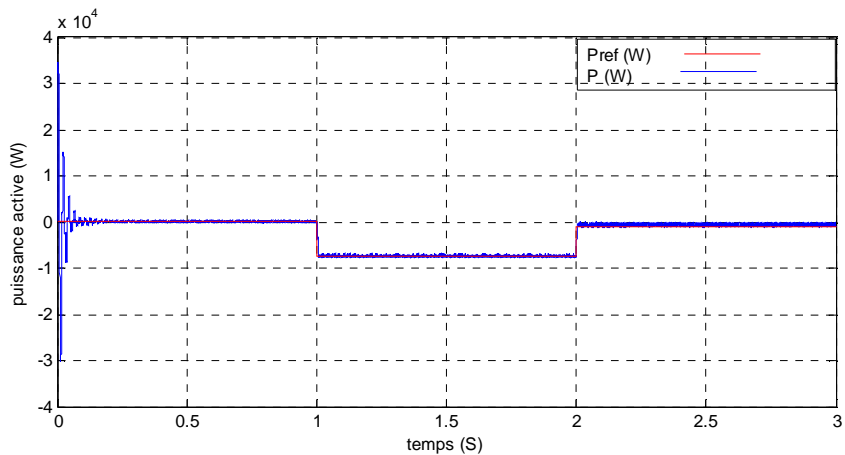


FIG4.11.SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE ACTIVE (COMMANDE EN COURANT)

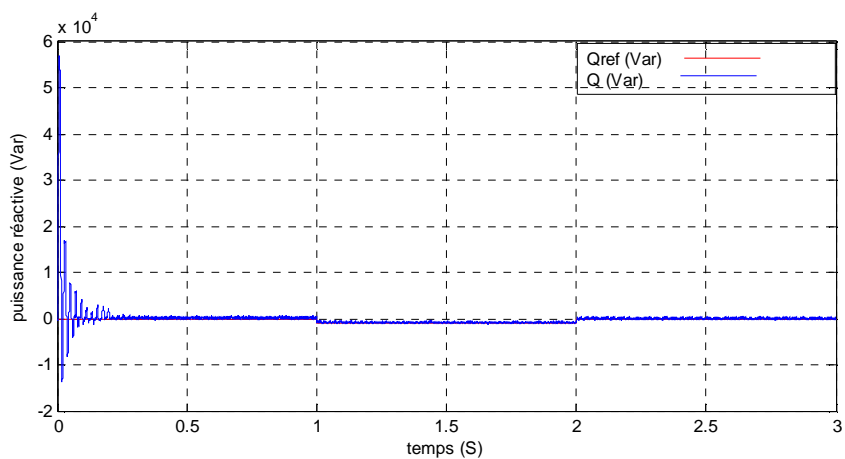


FIG4.12.SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE REACTIVE (COMMANDE EN COURANT)

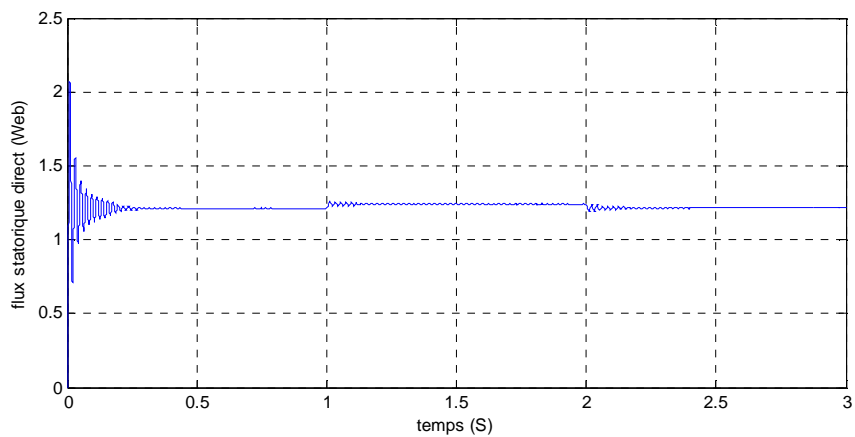


FIG4.13. FLUX STATORIQUE DIRECT (COMMANDE EN COURANT)

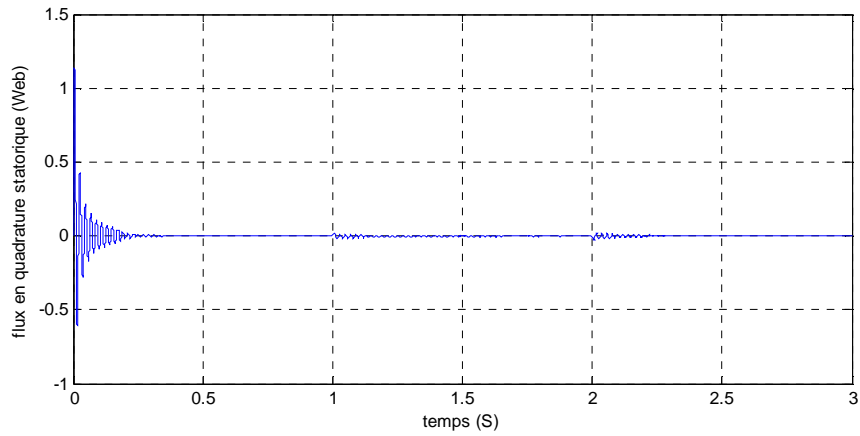


FIG4.14. FLUX STATORIQUE EN QUADRATURE (COMMANDE EN COURANT)

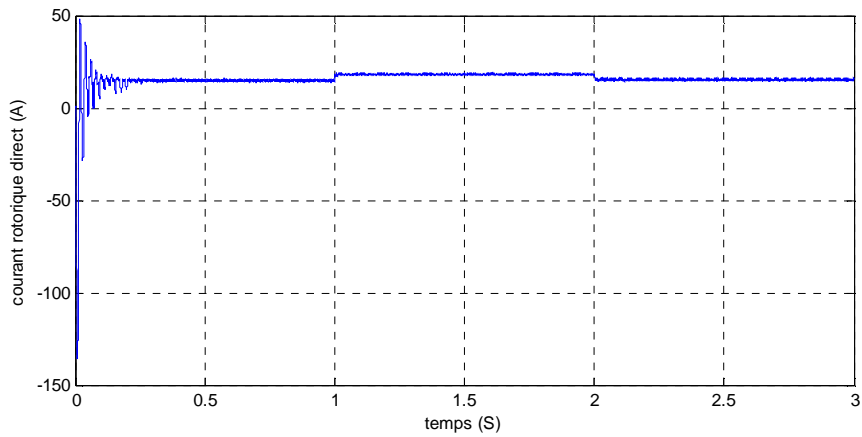


FIG4.15. COURANT ROTORIQUE DIRECT (COMMANDE EN COURANT)

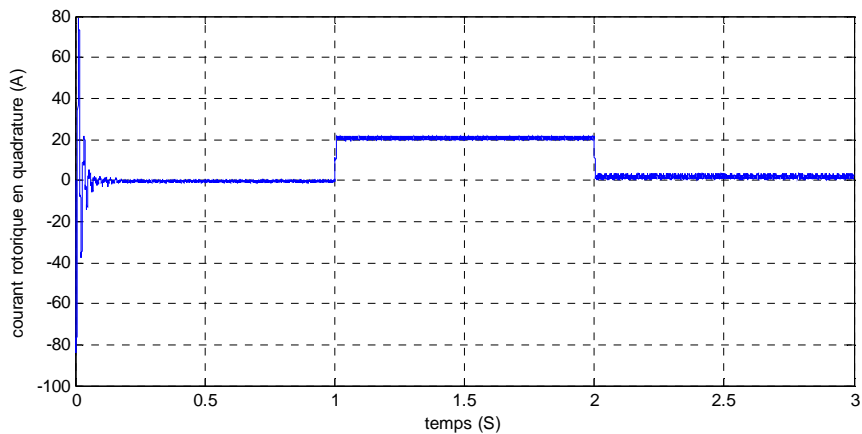


FIG4.16. COURANT ROTORIQUE QUADRATURE (COMMANDE EN COURANT)

#### 4.8 La commande par mode glissant avec la transformation de $Ku$

A partir du chapitre 2, on a le système d'équations suivant :

$$V_{sf} = R_s i_{sf} + L_s \frac{di_{sf}}{dt} + M \frac{di_{rf}}{dt} + j \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sf}$$

$$V_{sb} = R_s i_{sb} + L_s \frac{di_{sb}}{dt} + M \frac{di_{rb}}{dt} - j \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sb}$$

(4 - 49)

$$V_{rf} = R_r i_{rf} + L_r \frac{di_{rf}}{dt} + M \frac{di_{sf}}{dt} - j \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rf}$$

$$V_{rb} = R_r i_{rb} + L_r \frac{di_{rb}}{dt} + M \frac{di_{sb}}{dt} + j \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rb}$$

(4 - 50)

Les puissances actives et réactives sont exprimées comme :

$$P_s = V_{sf} i_{sf} + V_{sb} i_{sb}$$

$$Q_s = V_{sb} i_{sf} - V_{sf} i_{sb}$$

(4 - 51)

$$P_r = V_{rf} i_{rf} + V_{rb} i_{rb}$$

$$Q_r = V_{rb} i_{rf} - V_{rf} i_{rb}$$

(4 - 52)

La particularité frappante de cette transformation est que les grandeurs en  $f$  sont les conjuguées des grandeurs en  $b$ . De là, on obtient le système d'équations linéaires suivant :

$$P_s = 2 \cdot V_{sf} \cdot i_{sf} \tag{4 - 53}$$

$$Q_s = 2 \cdot V_{sf} \cdot i_{sf}^*$$

et

$$P_r = 2 \cdot V_{rf} \cdot i_{rf} \tag{4 - 54}$$

$$Q_r = 2 \cdot V_{rf} \cdot i_{rf}^*$$

où  $i_{sf}^*$  est le conjugué de  $i_{sf}$  et  $i_{rf}^*$ , le conjugué de  $i_{rf}$

A partir des équations (4-54), on a :

$$i_{rf} = \frac{P_r}{2 \cdot V_{rf}} \tag{4 - 55}$$

$$i_{rf}^* = i_{rb} = \frac{Q_r}{2 \cdot V_{rf}}$$

#### 4.8.1 Surface de régulation du courant forward

A partir de la relation (4-55), on peut contrôler la puissance à partir des courants.

De manière similaire à ce qui a été vu au niveau de la commande par mode glissant avec la transformation de Park, nous aurons pour la surface de contrôle.

$$S(i_{rf}) = (i_{rf}^{ref} - i_{rf}) \tag{4 - 56}$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(i_{rf}) = (\dot{i}_{rf}^{ref} - \dot{i}_{rf}) \tag{4 - 57}$$

En introduisant la dérivée du courant à partir de l'équation (4-50) et en la remplaçant dans (4-57), on aura :

$$\dot{S}(i_{rf}) = \left( i_{rf}^{ref} - \frac{1}{L_r} (V_{rf} - R_r i_{rf} - M_{sr} \frac{di_{sf}}{dt} + j\omega_r \Phi_{rf}) \right) \quad (4-58)$$

En remplaçant l'expression de  $V_{rf}$  par  $V_{rf}^{eq} + V_{rf}^n$ , la commande apparaît clairement dans l'équation suivant :

$$\dot{S}(i_{rf}) = \left( i_{rf}^{ref} - \frac{1}{L_r} ((V_{rf}^{eq} + V_{rf}^n) - R_r i_{rf} - M_{sr} \frac{di_{sf}}{dt} + j\omega_r \Phi_{rf}) \right) \quad (4-59)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$S(i_{rf}) = 0$ ,  $\dot{S}(i_{rf}) = 0$  et  $V_{rf}^n = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (4 - 59).

$$V_{rf}^{eq} = \left( L_r i_{rf}^{ref} + R_r i_{rf} + M_{sr} \frac{di_{sf}}{dt} - j\omega_r \Phi_{rf} \right) \quad (4-60)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(i_{rf}) \dot{S}(i_{rf}) < 0$  doit être vérifiée. En substituant l'équation (4 - 60) dans (4 - 59), on trouve :

$$\dot{S}(i_{rf}) = -\frac{1}{L_r} V_{rf}^n \quad (4-61)$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$V_{rf}^n = K S \text{tgn} \left( S(i_{rf}) \right) \quad (4-62)$$

#### 4.8.2 Surface de régulation du courant backward

De manière similaire à ce qui a été vu au niveau de régulation de puissance active, nous aurons pour la puissance réactive :

Prenant la même surface que celle de la puissance active :

$$S(i_{rb}) = (i_{rb}^{ref} - i_{rb}) \quad (4-63)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(i_{rb}) = (i_{rb}^{ref} - \dot{i}_{rb}) \quad (4-64)$$

En introduisant la dérivée du courant à partir de l'équation (4-50) et nous le remplaçant dans (4 - 64), on aura :

$$\dot{S}(i_{rb}) = \left( i_{rb}^{ref} - \frac{1}{L_r} (V_{rb} - R_r i_{rb} - M_{sr} \frac{di_{sb}}{dt} - j\omega_r \Phi_{rb}) \right) \quad (4-65)$$

En remplaçant l'expression de  $V_{rb}$  par  $V_{rb}^{eq} + V_{rb}^n$ , la commande apparaît clairement dans l'équation suivant :

$$\dot{S}(i_{rb}) = \left( i_{rb}^{ref} - \frac{1}{L_r} ((V_{rb}^{eq} + V_{rb}^n) - R_r i_{rb} - M_{sr} \frac{di_{sb}}{dt} - j\omega_r \Phi_{rb}) \right) \quad (4-66)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$S(t_{rb}) = 0$ ,  $\dot{S}(t_{rb}) = 0$  et  $V_{rb}^n = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (4 - 66).

$$V_{rb}^{eq} = \left( L_r \dot{i}_{rb}^{ref} + R_r i_{rb} + M_{sr} \frac{di_{sb}}{dt} + j\omega_r \Phi_{rb} \right) \quad (4 - 67)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(t_{rb}) \dot{S}(t_{rb}) < 0$  doit être vérifiée. En substituant l'équation (4 - 67) dans (4 - 66), on obtient :

$$\dot{S}(t_{rb}) = -\frac{1}{L_r} V_{rb}^n \quad (4 - 68)$$

Nous posons donc :

$$V_{rb}^n = K \text{Sign}(S(t_{rb})) \quad (4 - 69)$$

Le schéma du bloc de la commande par mode glissant par la transformation de Ku appliqué à DFIG est illustré par la figure (4.10).

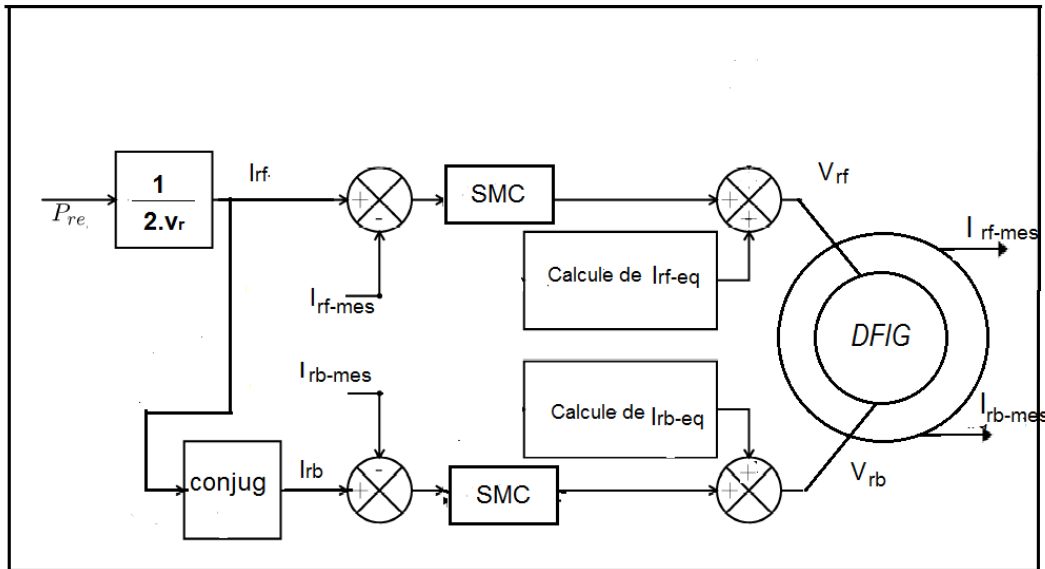


FIG4.17.SCHEMA BLOC DE LA SMC AVEC LA TRANSFORMATION DE KU APPLIQUE A DFIG

#### 4.9 Simulation et interprétation des résultats

Pour réaliser la commande de la DFIG, nous avons utilisé le logiciel MatLab-Simulink à l'aide duquel nous avons modélisé toutes les parties du système à savoir, la génératrice, la turbine, le redresseur, l'onduleur, la commande MLI, les régulateurs et divers composants nécessaires à la commande.

Les résultats de la simulation (Figures (4.17) et (4.18)) présentent les différentes courbes de suivi de consigne de la puissance active et réactive. Les échelons de puissance sont bien suivis la référence aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive, avec de bonnes performances statique et dynamique et un temps de réponse plus court et sans dépassement.

Les figures (4.19) et (4.20) présentent Le découplage de flux statorique forward et backward qui certifie la commande avec la transformation de Ku.

Les figures (4.21 et 22), présentent le courant en quadrature  $I_{br}$  et le courant direct  $I_{fr}$  dont le premier contrôle la puissance active et le deuxième contrôle la puissance réactive.

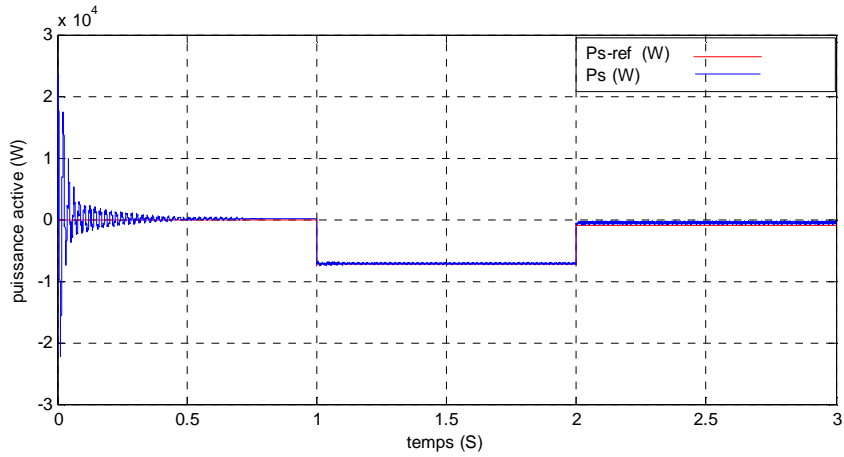


FIG.4.17. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE ACTIVE

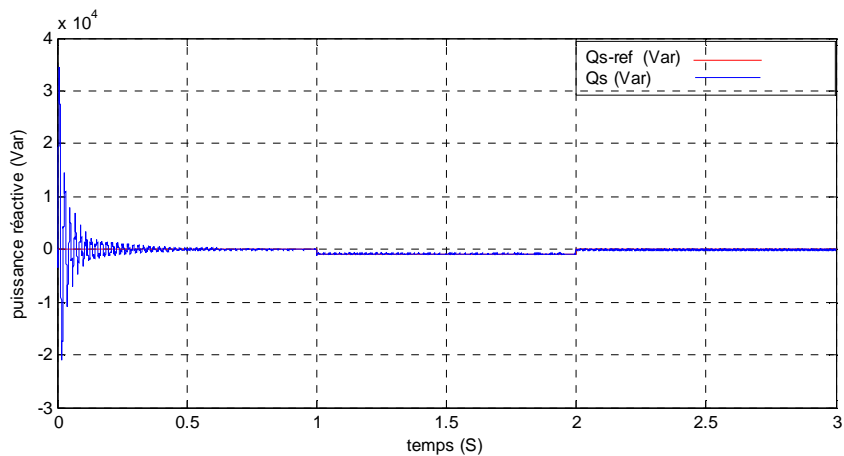


FIG.4.18. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE REACTIVE

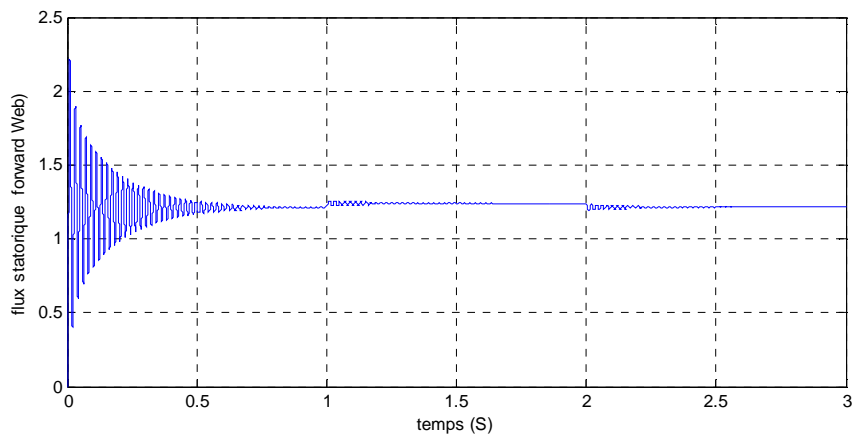


FIG.4.19. FLUX STATORIQUE FORWARD

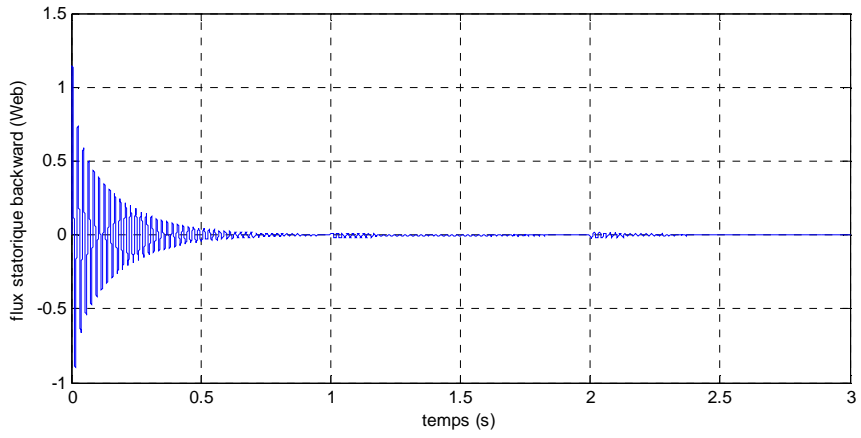


FIG.4.20. FLUX STATORIQUE BACKWARD

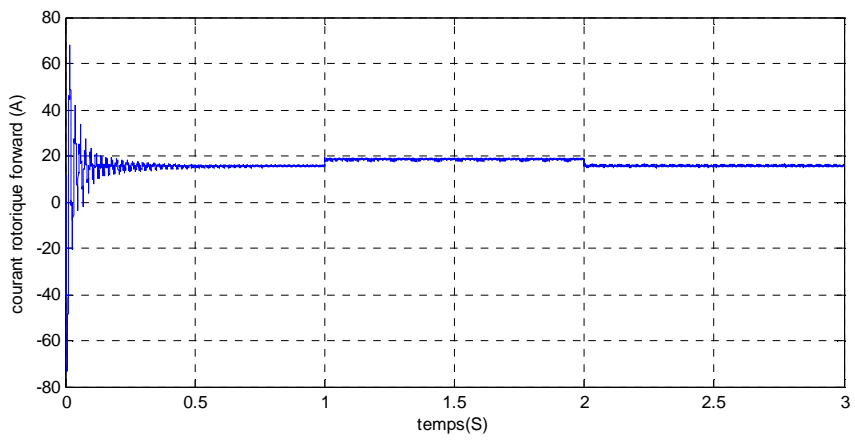


FIG.4.21. COURANT ROTORIQUE FORWARD

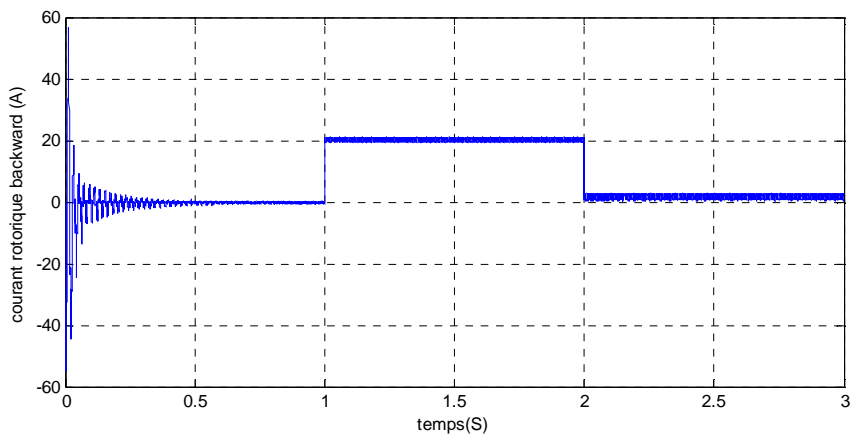


FIG.4.22. COURANT ROTORIQUE BACKWARD

#### 4.10. Robustesse

L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres du modèle de la DFIG utilisé. En effet les calculs de régulateurs sont basés sur les paramètres supposés fixes. Toutefois dans un système réel, ces paramètres sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques. Ajoutons à cela le fait que l'identification de ces paramètres est soumise à des imprécisions dues à la méthode employée et aux appareils de mesure.

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement du DFIG, les mêmes tests pour les deux commandes avec la transformation de Park et Ku sont utilisés.

- Condition de l'essai
- L'augmentation de la résistance rotorique  $R_r$  à 100% à partir de  $t = 1s$ , avec passage brusque de la vitesse de 1350 à 1450 tr/min.

Premièrement, une légère diminution de la puissance active avec la transformation de Ku (fig.4.23) et la puissance active avec la transformation de Park, contrôle en courant (fig.4.28) par rapport à la puissance de consigne à  $t = 1s$ .

Deuxièmement, la stabilité de la l'évolution de puissance réactive et les courants.

Finalement un très bon comportement des autres essais, mêmes dans le cas des variations de paramètres imposées ici.

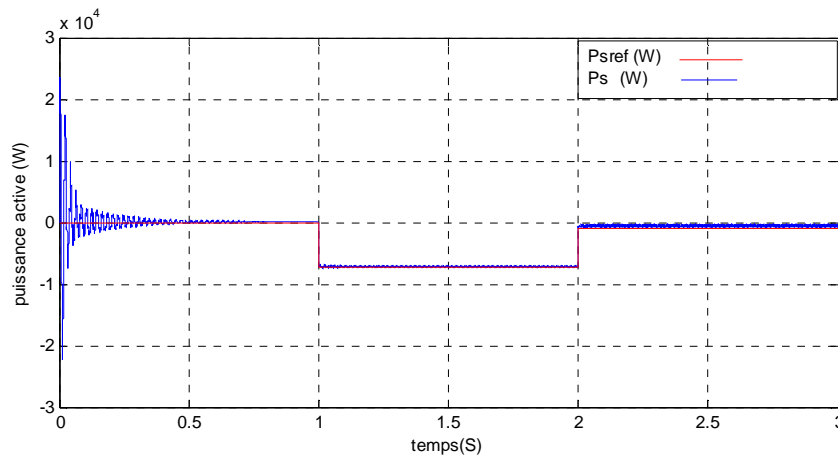


FIG.4.23. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE ACTIVE AVEC LA TRANSFORMATION DE KU



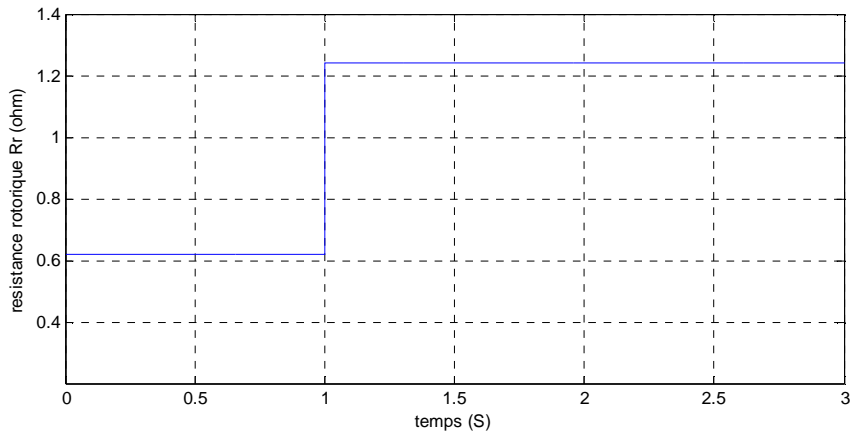


FIG.4.24. VARIATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE EN FONCTION DU TEMPS

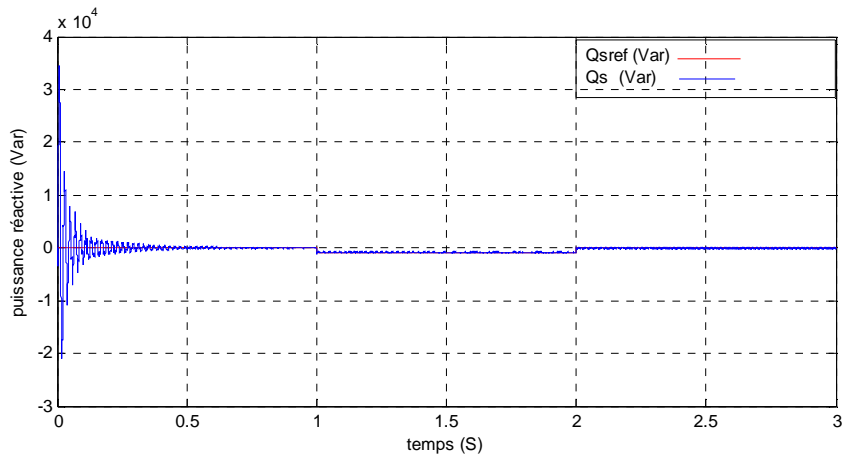


FIG.4.25. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE REACTIVE AVEC LA TRANSFORMATION DE KU

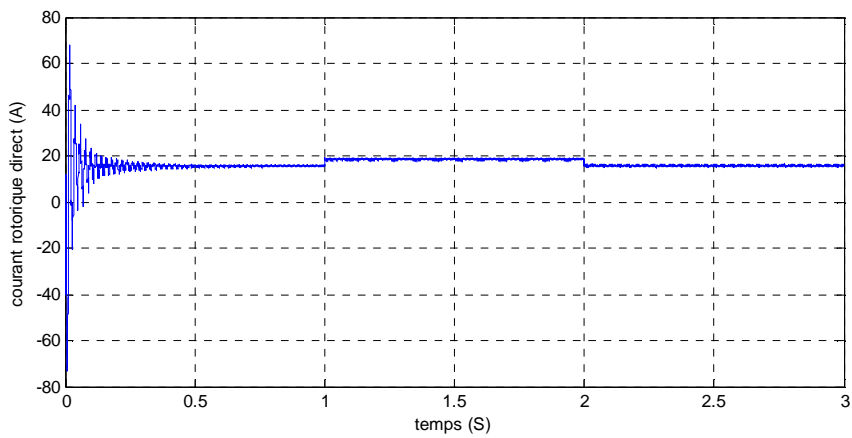


FIG.4.26. COURANT ROTORIQUE FORWARD

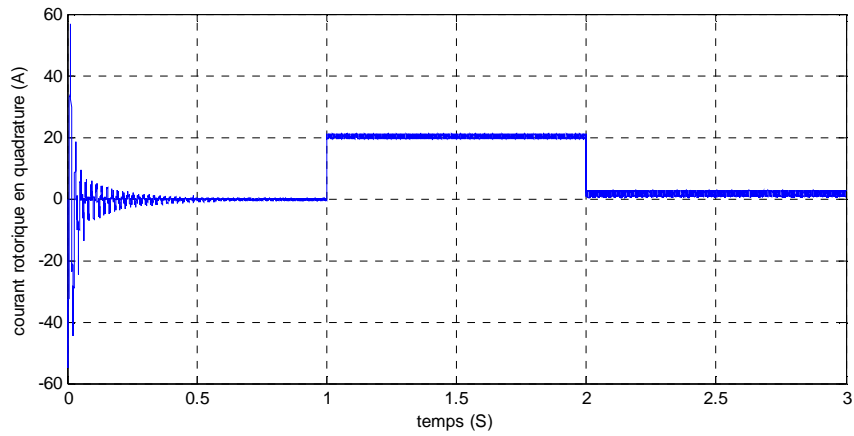


FIG.4.27. COURANT ROTORIQUE BACKWARD

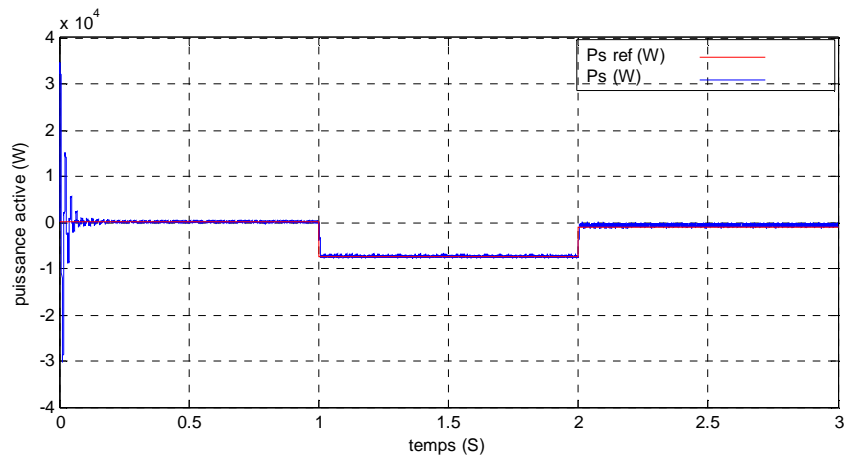


FIG.4.28. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE ACTIVE, TRANSFORMATION DE PARK (CONTROLE EN COURANT)

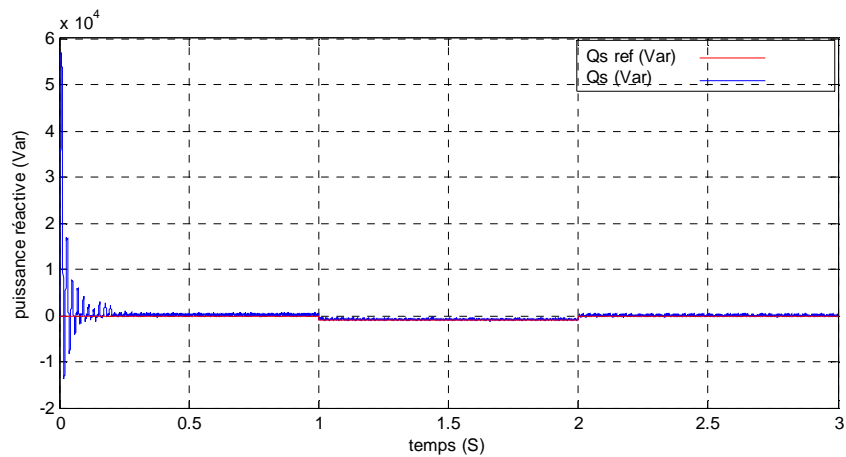


FIG.4.29. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE REACTIVE AVEC LA TRANSFORMATION DE PARK (CONTROLE EN COURANT)

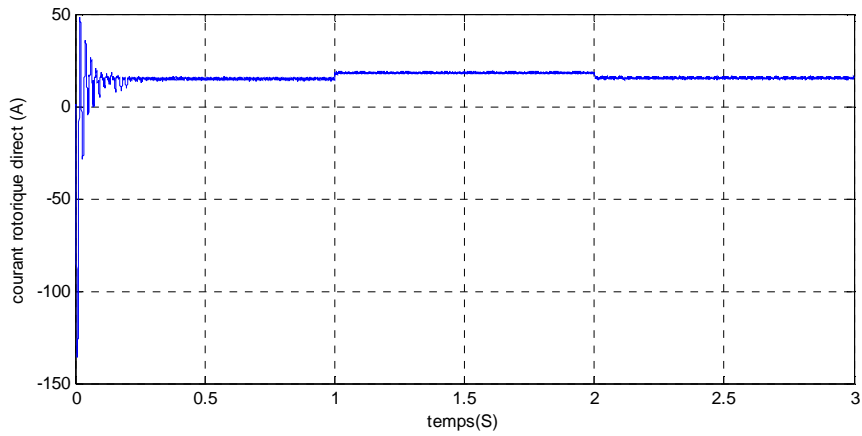


FIG.4.30. COURANT ROTORIQUE DIRECT AVEC LA TRANSFORMATION DE PARK (CONTROLE EN COURANT)

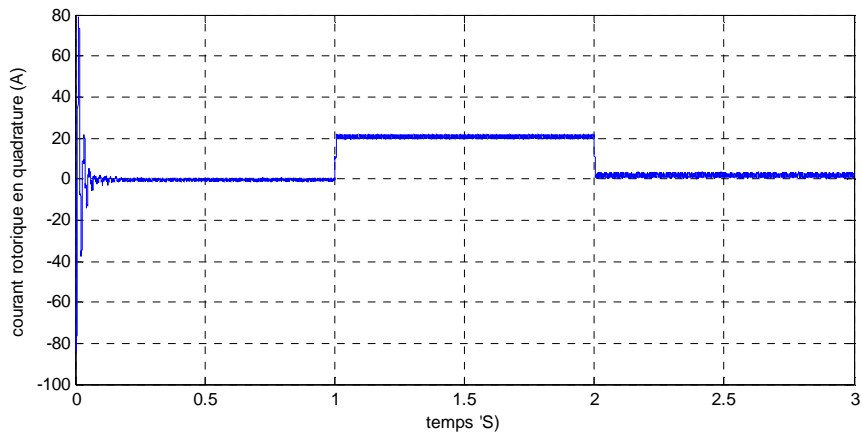


FIG.4.31. COURANT ROTORIQUE EN QUADRATURE AVEC LA TRANSFORMATION DE PARK (CONTROLE EN COURANT)

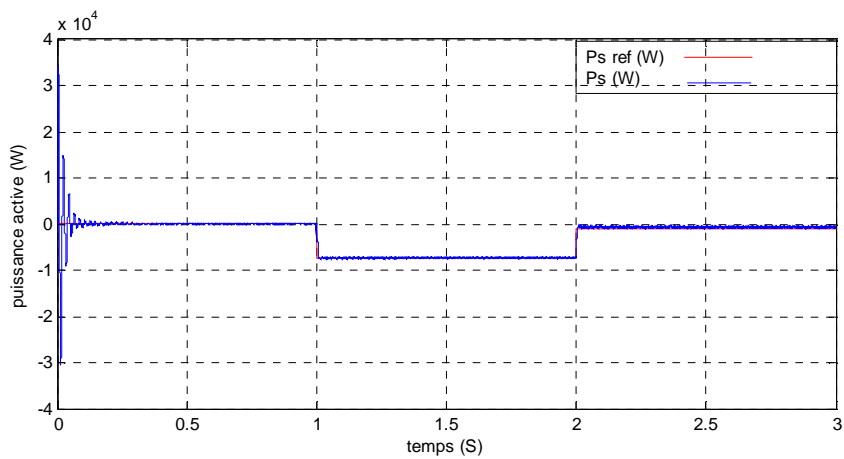


FIG.4.32. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE ACTIVE AVEC LA TRANSFORMATION DE PARK (CONTROLE EN PUISSANCE)

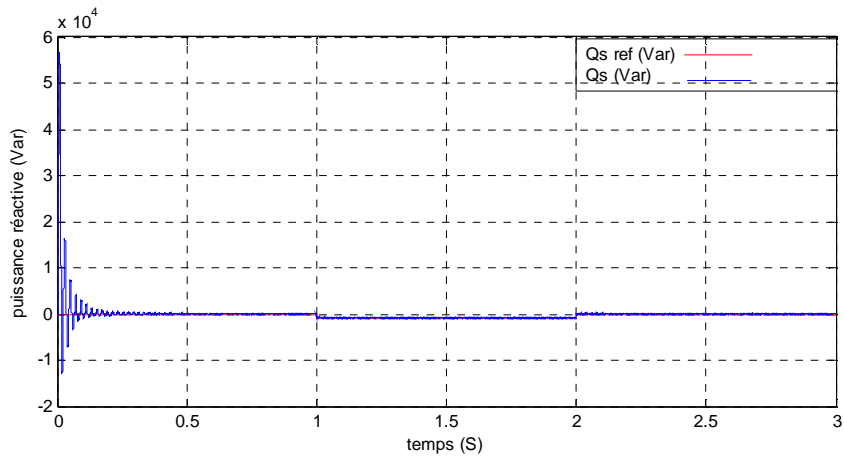


FIG.4.33. SUIVI DE CONSIGNE DE PUISSANCE REACTIVE, TRANSFORMATION DE PARK (CONTROLE EN PUISSANCE)

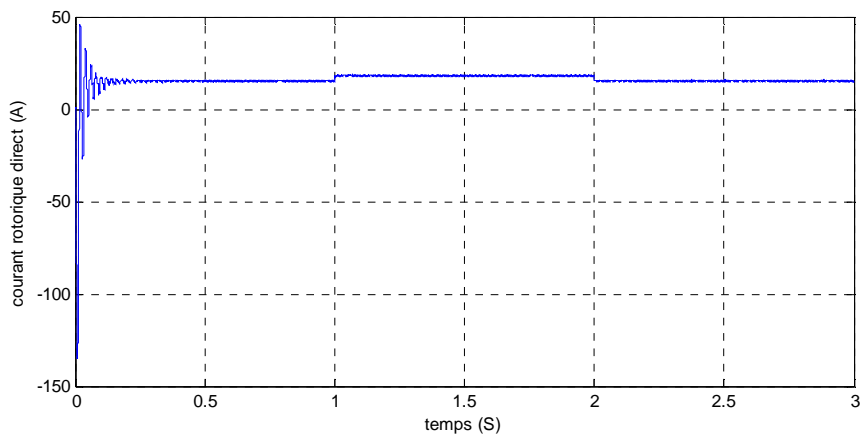


FIG.4.34. COURANT ROTORIQUE DIRECT AVEC LA TRANSFORMATION DE PARK (CONTROLE EN PUISSANCE)

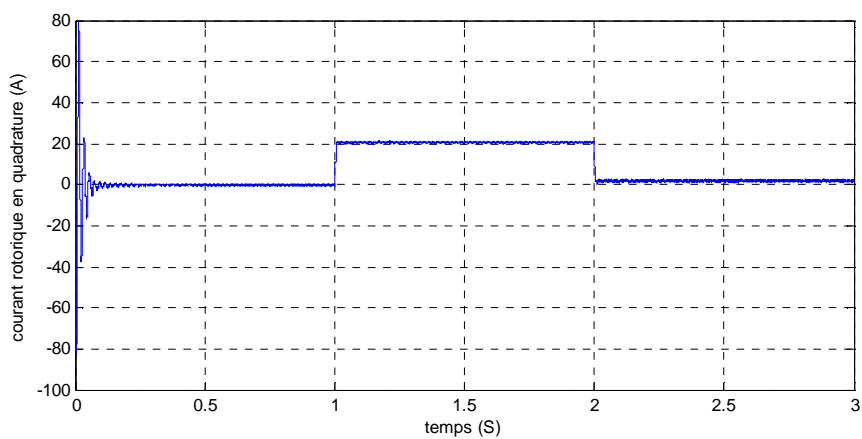


FIG.4.35. COURANT ROTORIQUE EN QUADRATURE AVEC LA TRANSFORMATION DE PARK (CONTROLE EN PUISSANCE)

#### **4.11 . Conclusion**

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode glissant sur la DFIG basée sur la transformation de Park ou encore de Ku ; l'objectif principal étant la régulation des puissances active et réactive. Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable, nous avons ensuite abordé la conception de l'algorithme de commande en puissance et en courant avec ses différentes étapes.

Nous présenterons dans un premier temps l'application de cette dernière sur la DFIG. Les différentes simulations faites montrent que le système de régulation donne des bonnes performances statique et dynamique.

La deuxième partie de ce chapitre comprend la commande par mode glissant avec la transformation de Ku laquelle présente un intérêt plus important que celui de Park. Ceci réside dans le découplage des composants de tensions  $f$  (*forward*) et  $b$  (*backward*) sans passer par l'orientation du flux qui donne une simplification des calculs avec des bons résultats.

Les tests effectués par la variation de la résistance de la DFIG, montrent clairement que le système est insensible au commande avec la transformation de Park en puissance et très peu sensible pour le suivi de consigne de puissance active par la commande avec la transformation de Ku et la commande avec la transformation de Park en courant.

Aussi, on peut conclure que le réglage de la puissance par la commande à mode glissant basé sur la transformation de Park ou encore de Ku, apporte des améliorations remarquables par rapport à la commande vectorielle. Car la commande par mode glissant offre de bonnes performances statique et dynamique avec un temps de réponse plus court et sans dépassement. Le seul inconvénient de cette commande, c'est le phénomène de broutement (ou CHATTERING en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences.

## 4.12 References bibliographiques

- [1] SLOTINE J.J., "*Applied nonlinear control*", Englewood Cliffs, NJ. Prentice Hall, 1991.
- [2] GAO W and HUNG J.C., "*Variable structure control system*", IEEE Trans. Indust. Applic. Vol. 40, No. 1, pp. 45-55, 1993.
- [3] UTKIN V. "*Variable structure systems with sliding modes*". IEEE Trans. Auto. Control, Vol. AC-22, N°1, pp.212-222, April, 1977.
- [4] SLOTINE J. J. "*Sliding controller design for nonlinear systems*" I. J. C. Journal Vol.4, N°2, pp.421-434, 1984.
- [5] SLOTINE J. J. HEDRICK J. K. MIZAWA E. A. "*On sliding observer for nonlinear Systems*". Jour. Dynam. Syst. Measur. Control, Vol.109-245, 1987.
- [6] SLOTINE J. J. "*Applied nonlinear contro*". Englewood Cliffs, NJ. Prentice Hall, 1991.
- [7] YOUNG K. K. "*Controller design a manipulator using theory of variable structure Systems*". IEEE Trans. Syst. Man. Cybe., Vol.SMC-8, N°2, 1978.
- [8] HARASHIMA F. HASHIMOTO H. KONDO S. "*Mosfet converter fed position servo system with sliding mode control*" IEEE Trans. Indust. Elect., Vol.32, N°3, pp.238-244, 1985.
- [9] HASHIMOTO H. MAYURAMA K. "*Practical realization of VSS controller for robotic arm*". IEEE, IECONF, pp.34-40, 1986.
- [10] HASHIMOTO H. YAMAMOTO H. YANAGISAWA S. HARASHIMA F. "*Brushless servo motor control using variable structure approach*". IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.24, N°1, pp.160-170, 1988.
- [11] SABANOVIC A. IZOZIMOV B. V. "*Application of sliding modes to induction motor control*". IEEE Trans. Indust. Applic., Vol. 13, N°1, pp.41, 1981.
- [12] SABANOVIC A. BILALOVIC F. "*Sliding modes control of AC motor drive*". IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.25, N°1, pp.70-75, 1989.
- [13] SLOTINE J. J. "*Applied nonlinear control*". Englewood Cliffs, NJ. Prentice Hall, 1991.
- [14] NEMMOUR A. L. « *Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation* ». Mémoire de magistère de l'Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2002.
- [15] HUNG J. Y. GAO W. HUNG J. C. "*Variable structure control: A survey*". IEEE Trans. Indust. Elec., Vol.40, N°1, pp.2-22, 1993.
- [16] SAIBI. A, MAHMOUDI.M .O .H, L. NAZLI, "*Commande par mode de glissement d'une machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs à MLI à trois niveaux*" 4th International Conférence on Electrical Engineering, CEE'06, Batna University, pp. 215–220, 7–8 November 2006.
- [17] BENKHORIS .M.F, A. GAYED, "*Discrete sliding control technique of DC motor drive,*" IEE Conference Publication No. 429 Power Electronics and Variable Speed drives, pp. 81–86, 23–25 September 1996.

- [18] A. HABBAB, I. K. BOUSSERHANE, M. KAMLI, “*Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control*,” International Journal of Emerging Electric Power Systems, Vol. 1, Iss. 2, Art. 1008, pp. 1–17, 2004.
- [19] S. J. HUANG, H. Y. CHEN, “*Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy compensation for vehicle suspension control*,” Science Direct, Mechatronics 16, pp. 607–622, 2006.
- [20] M. KERCHA, « *Commande par mode de glissement d’un moteur pas à pas à aimant Permanent* », Mémoire de Magister de l’Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2005.
- [21] D. ARZELIER, D. PEAUCELLE, « *Systèmes et asservissement non linéaires* », Notes de Cours, Version 4, CNAM–B2.
- [22] M. A. FNAIECH, F. BETIN, F. FNAIECH, G. A. CAPOLINO, “*Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives*,” IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, July 9–12 2006.
- [23] G. K. SINGH, K. E. HOLE, “*Guaranteed performance in reaching mode of sliding mode controlled systems*,” Sadhana, Vol. 29, Part 1, pp. 129 – 141, February 2004
- [24] C. P. COLEMAN, D. GRODBLE, “*A comparison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control*,” IEEE, pp. 1654–1659, 1994.
- [25] L. ABDEHAMID, R. ABDESSMED, H. AMIMEUR, E. MERABET, “*Etude des performances des génératrices utilisées dans les systèmes éoliens*,” International Conférence on Renewable Energy ICRE’07, University of Bejaia, pp. 1–6 (CDROM), 25–27 November 2007.
- [26] R. ABDESSEMED, M. KADJOU DJ, « *Modélisation des machines électriques* », Presses de l’Université de Batna, Algérie, 1997.

## *Chapitre V*

### *Commande direct du couple de la DFIG*



## **5.1 Introduction**

La méthode de commande directe du couple des machines asynchrones a été introduite dans la deuxième moitié des années 1980 par TAKAHASHI et DEPENBROCK, en concurrence des méthodes vectorielles qui consistent à découpler le contrôle du flux de celui du couple en utilisant l'orientation du champ magnétique. Ces méthodes sont basées généralement sur des alimentations par modulation de largeur d'impulsions (MLI). A l'opposé de ces lois de commande, qui opèrent donc par modulation de la durée (MLI), la stratégie de commande directe du couple a des lois de commande en amplitude. Elle présente de nombreux avantages : très grande rapidité de réponse du couple ; robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine ; absence de transformation de coordonnées; elle ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur mécanique (vitesse ou position) sur l'arbre moteur; elle a la possibilité de contrôler l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique.

## **5.2 Principe global de DTC**

I. TAKAHASHI [16] a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine. La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible. La séquence de commande des interrupteurs est directement issue des régulateurs de flux et de couple qui sont généralement des régulateurs à hystérésis. La structure de base du contrôle direct du couple est présentée sur la figure (5.1).

Dans cette stratégie, on peut distinguer les blocs fonctionnels suivants :

- Un module de régulation à structures variables du couple électromagnétique (A)
- Un module de régulation à structures variables du flux statorique (B)
- Une table de commutation (C)
- Une unité de l'estimation des variables de commande (D)

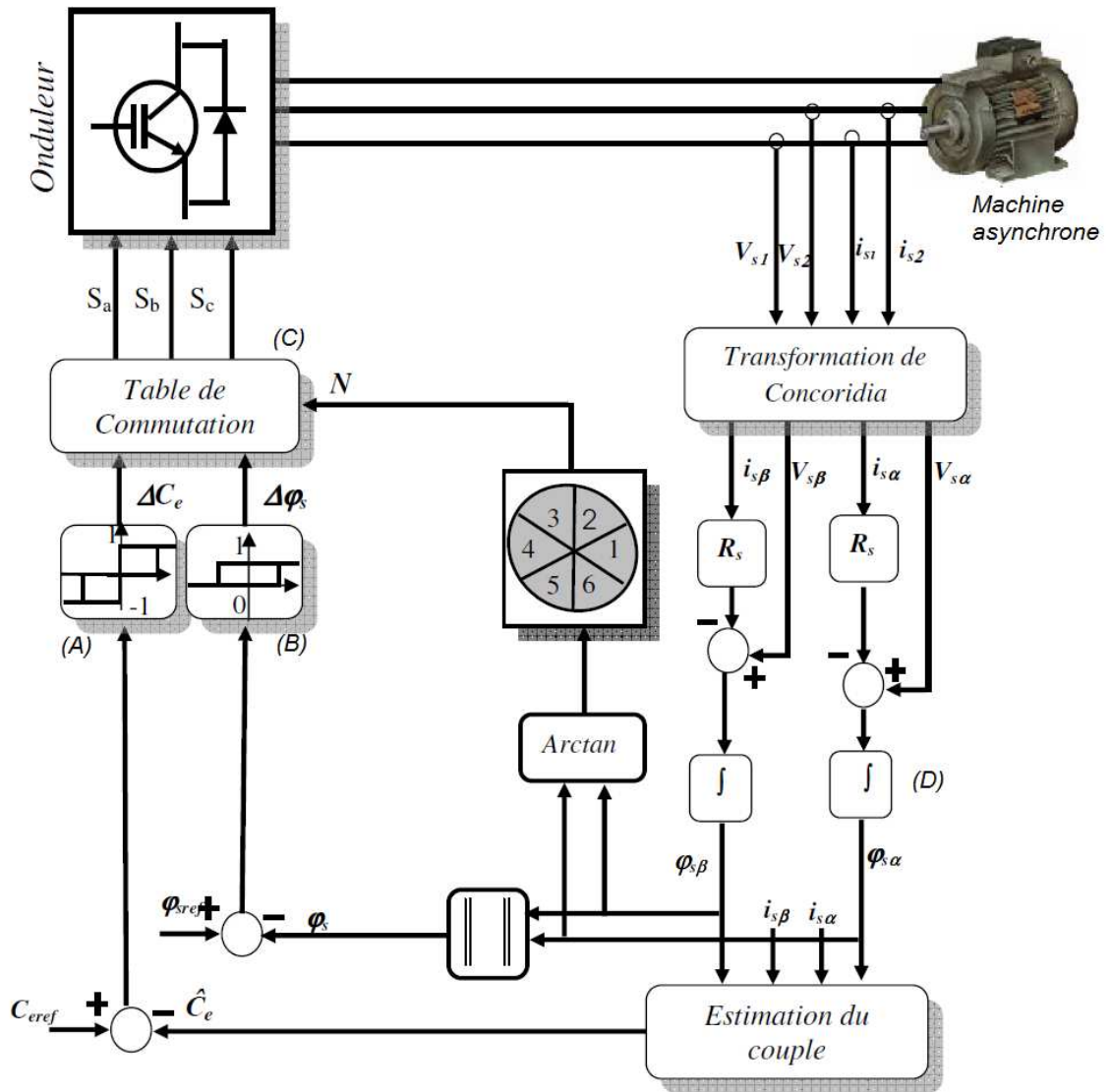


Fig.5.1 : Structure de base de la commande directe du couple selon TAKAHASHI

Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois du couple et du flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique [2], soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques, soit préférentiellement par observation. Ensuite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés [1,2].

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable  $S_{cc}$  à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple [3]. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées et l'erreur de flux rotorique injectée dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire  $S_{\phi_s}$ , représentative de l'évolution souhaitée pour le flux [3,4 ,5]. La variable  $\theta_s$  correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur [6].

L'objectif d'une commande DTC est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur de tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique.

### 5.3 La commande directe du couple (DTC) appliqué à la DFIG

Les méthodes de commande directe du couple (DTC) consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs des onduleurs à partir des valeurs calculées du flux et de l'angle  $\gamma$  entre les flux statorique et rotorique comme montre la figure (5.2), [7].

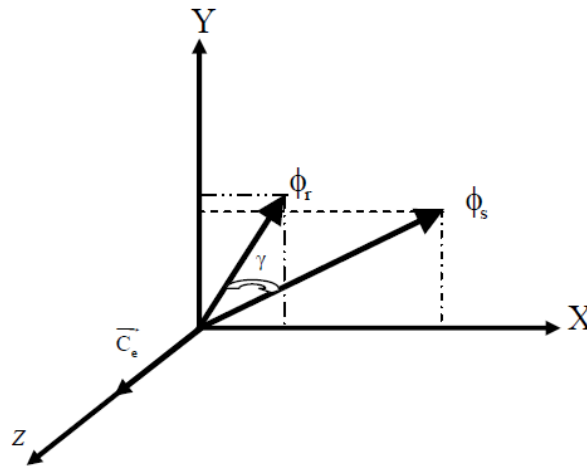


FIG.5.2 : REPRESENTATION DES FLUX STATORIQUE ET ROTORIQUE

Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution de l'état électromagnétique du générateur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

### 5.4 Contrôle du flux rotorique

A partir des équations des tensions statorique et rotorique dans un repère  $x, y$  lié au rotor, le flux statorique et rotorique sont définis par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{sx}}{dt} &= \sigma_s \left( \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_{sx} - \phi_{rx} \right) - p\omega_r \phi_{sy} + V_{sx} \\ \frac{d\phi_{sy}}{dt} &= \sigma_s \left( \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_{sy} - \phi_{ry} \right) - p\omega_r \phi_{sx} + V_{sy} \end{aligned} \quad (5-1)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{rx}}{dt} &= \sigma_r \left( \phi_{rx} - \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_{sx} \right) + V_{rx} \\ \frac{d\phi_{ry}}{dt} &= \sigma_r \left( \phi_{ry} - \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_{sy} \right) + V_{ry} \end{aligned} \quad (5-2)$$

où :

$$\sigma_s = \frac{R_s M_{sr}}{(M_{sr})^2 - L_s L_r}, \quad \sigma_r = \frac{R_r L_s}{(M_{sr})^2 - L_s L_r} \quad (5-3)$$

On peut écrire les courants sous la forme suivant :

$$\begin{aligned} i_{sx} &= \frac{M_{sr}}{(M_{sr})^2 - L_s L_r} \left( \Phi_{rx} - \frac{L_r}{M_{sr}} \Phi_{sx} \right) \\ i_{sy} &= \frac{M_{sr}}{(M_{sr})^2 - L_s L_r} \left( \Phi_{ry} - \frac{L_r}{M_{sr}} \Phi_{sy} \right) \end{aligned} \quad (5-4)$$

$$\begin{aligned} i_{rx} &= \frac{L_s}{(M_{sr})^2 - L_s L_r} \left( \frac{M_{sr}}{L_s} \Phi_{sx} - \Phi_{rx} \right) \\ i_{ry} &= \frac{L_s}{(M_{sr})^2 - L_s L_r} \left( \frac{M_{sr}}{L_s} \Phi_{sy} - \Phi_{ry} \right) \end{aligned} \quad (5-5)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_{sy} i_{sx} - \Phi_{sx} i_{sy}) \quad (5-6)$$

$R_s$  et  $R_r$  sont respectivement les résistances des bobinages statoriques et rotoriques,

$L_s$ ,  $L_r$  et  $M_{sr}$  sont respectivement les inductances propres statoriques, rotoriques et la mutuelle inductance entre les deux bobinages.

$\Phi_{sx}$ ,  $\Phi_{sy}$ ,  $\Phi_{rx}$ ,  $\Phi_{ry}$  sont les composantes liées au rotor des flux statoriques et rotoriques.

$i_{sx}$ ,  $i_{sy}$ ,  $i_{rx}$ ,  $i_{ry}$  sont les composantes liées au rotor des courants statoriques et rotoriques.

On peut écrire l'équation (5-2) sous la forme complexe suivante :

$$\frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} = \sigma_r \left( \overline{\Phi}_r - \frac{M_{sr}}{L_s} \overline{\Phi}_s \right) + \overline{V}_r \quad (5-7)$$

On obtient :

$$\overline{\Phi}_r = \int_0^t \left( \overline{V}_r - \sigma_r \left( \overline{\Phi}_r - \frac{M_{sr}}{L_s} \overline{\Phi}_s \right) \right) dt \quad (5-8)$$

Si on considère que l'effet résistif est négligeable,  $\left( \overline{\Phi}_r - \frac{M_{sr}}{L_s} \overline{\Phi}_s \right)$  peut être négligée. On déduit alors :

$$\overline{\Phi}_r = \overline{\Phi}_{r0} - \int_0^t \overline{V}_r dt \quad (5-9)$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué reste constant, on peut écrire alors :

$$\overline{\Phi}_r(k+1) \approx \overline{\Phi}_r(k) + \overline{V}_r T_e \quad (5-10)$$

ou bien :

$$\Delta \overline{\Phi}_r = \overline{V}_r T_e \quad (5-11)$$

- $\overline{\Phi}_r(k)$  est le vecteur de flux rotorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\overline{\Phi}_r(k+1)$  est le vecteur du flux rotorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta \overline{\Phi}_r$  est la variation du vecteur flux rotorique  $(\overline{\Phi}_r(k+1) - \overline{\Phi}_r(k))$
- $T_e$  est la période d'échantillonnage.

L'erreur du flux rotorique  $\Delta \overline{\Phi}_r$  est proportionnelle au vecteur de tension appliqué au rotor du générateur pour une période d'échantillonnage constante.

La figure (5.4) montre que la sélection des tensions  $\bar{V}_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux rotorique  $\Phi_r$ , dans le plan  $(x, y)$ . L'équation (5-11) montre que lors de l'application d'un vecteur de tension constant, l'extrémité du vecteur flux rotorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur, et en se déplaçant dans la direction du vecteur de tension rotorique  $\bar{V}_i$  à une vitesse égale à son amplitude [8,9].

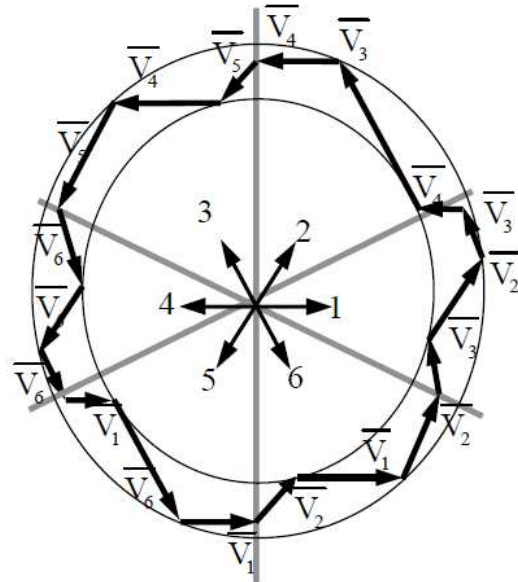


FIG.5.4 : SELECTION DES TENSIONS CORRESPONDANT AU CONTROLE DU FLUX

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne comme montré sur la figure 5.4.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de flux, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux (figure 5.5) permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques [10].

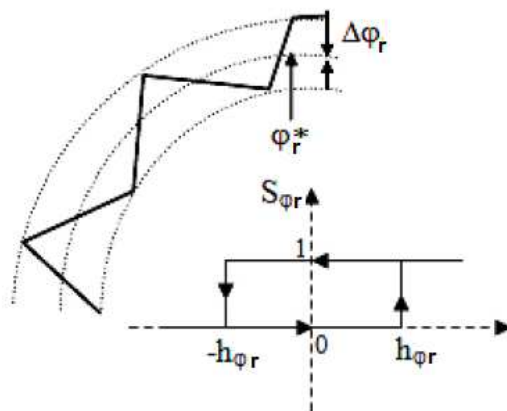


FIG.5.5 : CONTROLEUR A HYSTERESIS A DEUX NIVEAUX

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\Phi_r > h_{\Phi_r} & \Rightarrow s_{\Phi_r} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_r \leq h_{\Phi_r} \text{ et } \frac{d\Delta\Phi_r}{dt} > 0 & \Rightarrow s_{\Phi_r} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_r \leq h_{\Phi_r} \text{ et } \frac{d\Delta\Phi_r}{dt} < 0 & \Rightarrow s_{\Phi_r} = 1 \\ \text{si } \Delta\Phi_r < -h_{\Phi_r} & \Rightarrow s_{\Phi_r} = 0 \end{cases} \quad (5-12)$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\Phi_r$  entre le flux de référence  $\Phi_r^*$  et le flux estimé  $\Phi_r$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur  $s_{\Phi_r} = +1$  pour augmenter le flux et  $s_{\Phi_r} = 0$  pour le réduire ; ce type de correcteur permet d'obtenir de bonne performance dynamique du flux. Ainsi pour faire évoluer le vecteur de flux rotorique  $\Phi_r$  dans une couronne circulaire, les vecteurs  $V_{i+1}$  ou  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés [11,12]. Malgré que ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux  $\Phi_r$ . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

### 5.5 Contrôle du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_e = \frac{pM_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin\gamma \quad (5-13)$$

On remarque clairement que le couple électromagnétique du DFIG dépend des paramètres suivants : le flux statorique, le flux rotorique et le déphasage entre les deux flux. Comme on a déjà vu qu'il est possible de contrôler et de maintenir le flux rotorique à peu près constants, et comme le stator est relié au réseau, le flux statorique est établi selon la fréquence de réseau, donc on ne peut agir que sur l'angle de déphasage  $\gamma$  entre les deux flux. La stratégie consiste à séparer l'ajustement des deux flux. Avec cette méthode on peut contrôler l'interaction entre les deux flux et donc contrôler le couple électromagnétique.

Pour la correction du couple, on utilise un comparateur à hystérésis à trois niveaux (figure 5.6), tels que «  $s_{ce}$  » représente l'état de sortie du comparateur et «  $h_c$  » la limite de la bande d'hystérésis.

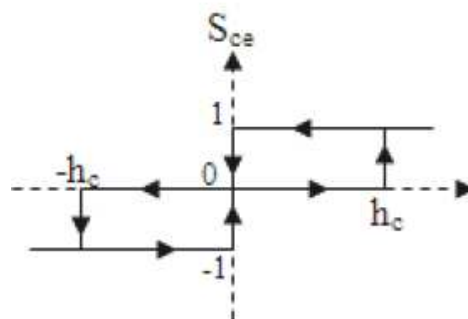


FIG.5.6 : COMPARATEUR A HYSTERESIS A TROIS NIVEAUX UTILISES POUR LE REGLAGE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
\text{si } \Delta C_e > h_c & \Rightarrow S_{ce} = 1 \\
\text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_c \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{ce} = 0 \\
\text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_c \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{ce} = 1 \\
\text{si } \Delta C_e < -h_c & \Rightarrow S_{ce} = -1 \\
\text{si } -h_c \leq \Delta C_e \leq h_c \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{ce} = 0 \\
\text{si } -h_c \leq \Delta C_e \leq h_c \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{ce} = -1
\end{array} \right. \quad (5-14)$$

L'écart  $\Delta C_e$ , entre le couple de référence  $C_e^*$  et le couple estimé  $C_e$  est introduit dans le comparateur à hystérésis à trois niveaux ; ce dernier va générer à sa sortie la valeur  $S_{ce} = 1$  pour augmenter le couple,  $S_{ce} = -1$  pour le réduire et  $S_{ce} = 0$  pour le maintenir constant à l'intérieur d'une bande  $h_c$  autour de sa référence[13]. L'augmentation des niveaux du correcteur entraîne une minimisation de la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [11,13]. Ce type de correcteur autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En plus, ce comparateur autorise une décroissance rapide du couple. Ce type de comparateur offre la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande.

### 5.6 Estimation du flux rotorique et du couple électromagnétique

Le flux et le couple sont directement calculés à partir du mesuré du courants  $i_{rx}, i_{ry}$  et les paramètres de la machine [14,15].

Le vecteur flux rotorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (x, y), tel que :

$$\overline{\phi}_r = \phi_{rx} + j\phi_{ry} \quad (5-15)$$

Le module du flux rotorique s'écrit :

$$|\phi_r| = \sqrt{(\phi_{rx})^2 + (\phi_{ry})^2} \quad (5-16)$$

### 5.7 Elaboration de la table de commutation

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la combinaison des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate de vecteur de tension à chaque période d'échantillonnage est faite pour maintenir le flux et le couple dans les limites des deux bandes à hystérésis. La table de commutation définie par I. TAKAHASHI [16] et donnée par le tableau suivant :

		Région					
		1	2	3	4	5	6
$\Delta\phi_r=1$	$\Delta C_\varepsilon=+1$	$V_2(1,1,0)$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$	$V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$
	$\Delta C_\varepsilon=0$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$
	$\Delta C_\varepsilon=-1$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_2(1,1,0)$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$	$V_5(0,0,1)$
$\Delta\phi_r=0$	$\Delta C_\varepsilon=+1$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$	$V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_2(1,1,0)$
	$\Delta C_\varepsilon=0$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$
	$\Delta C_\varepsilon=-1$	$V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_2(1,1,0)$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$

Tableau.5.1 : Table de commutation de la commande DTC

### 5.8. Onduleur utilisé pour le DTC

Dans le cas de la commande direct du couple (DTC), les tensions dans le système  $x, y$  sont déterminés à partir des grandeurs triphasées en utilisant la transformation de Concordia. Comme il est très difficile de mesurer les tensions aux bornes triphasées d'un onduleur de tension, on les estime en fonction de la tension du bus continu et des états de commutation des bras de l'onduleur. Les tensions de phase de la DFIG sont déterminées par la relation suivant :

$$\begin{aligned}
 v_a &= \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\
 v_b &= \frac{V_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\
 v_c &= \frac{V_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c)
 \end{aligned}
 \tag{5-17}$$

avec :

- $V_{dc}$  : tension de bus continu ;
- $S_a, S_b, S_c$  : états de commutation des bras d'onduleur.

Les états des bras de l'onduleur sont donnés par le groupe  $(S_a, S_b, S_c)$ . Chacune des trois variables peut prendre deux valeurs : 1 ou 0

La figure 5.7 donne le schéma bloc de l'onduleur.

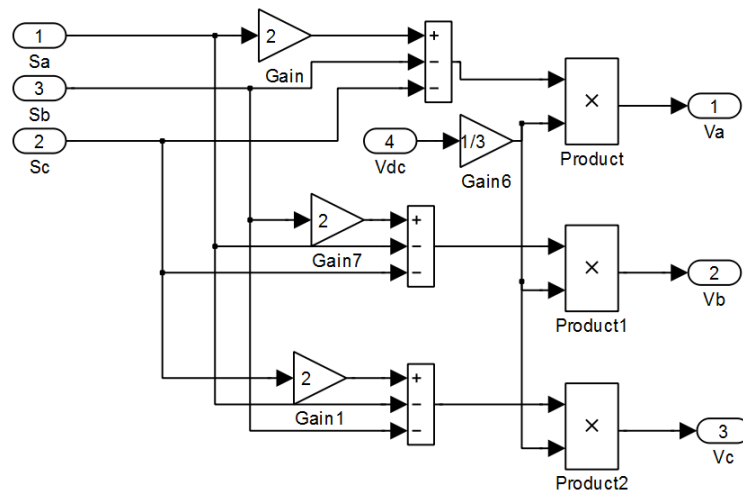




FIG.5.7 : SCHEMA BLOC DE L'ONDULEUR DE TENSION UTILISE DANS LE CAS DU DTC

### 5.9 Structure générale du contrôle direct du couple de la DFIG

La structure générale de contrôle direct du couple est donnée par la figure (5.8), dans laquelle on a utilisé deux régulateurs à hystérésis de position de flux et du couple.

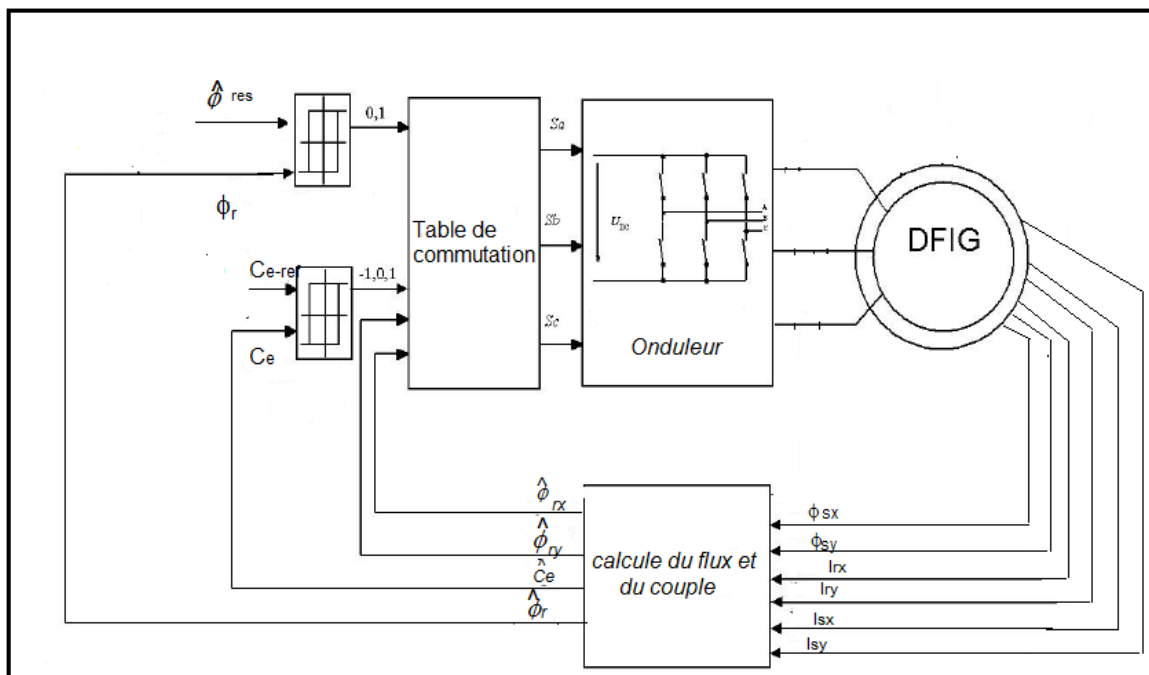


FIG5.8. SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE DIRECT DU COUPLE APPLIQUE SUR LE DFIG

### 5.9 Présentation les résultats de la simulation

Pour illustrer le fonctionnement de la commande, un modèle de simulation de la commande (figure 5.9) a été mis en place à partir de logiciel MATLAB/Simulink.

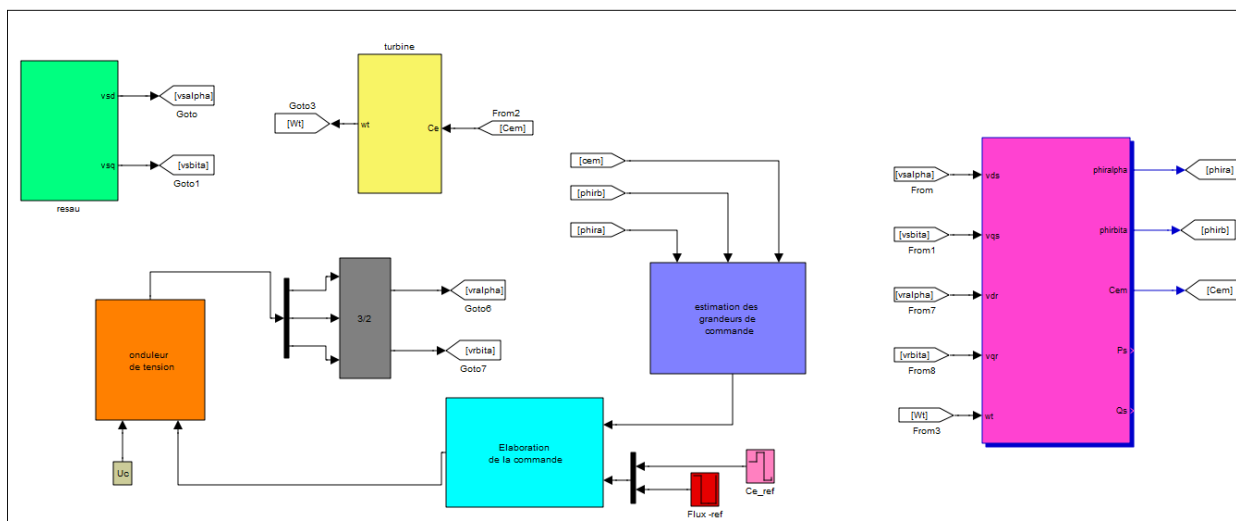


FIG5.9. SCHEMA DE LA CHAINE DE CONVERSION DE L'ENERGIE EOLIENNE AVEC LE DTC

❖ *Résultats de simulation*

Les figures suivantes présentent les résultats de simulation (sur 4s) pour un couple de référence de quatre échelons de consigne, variant de  $50 \rightarrow 80 \rightarrow -100 \rightarrow 0$  N.m et de flux de référence variant de  $1.2 \rightarrow 0.44 \rightarrow 1.2$  Wb.

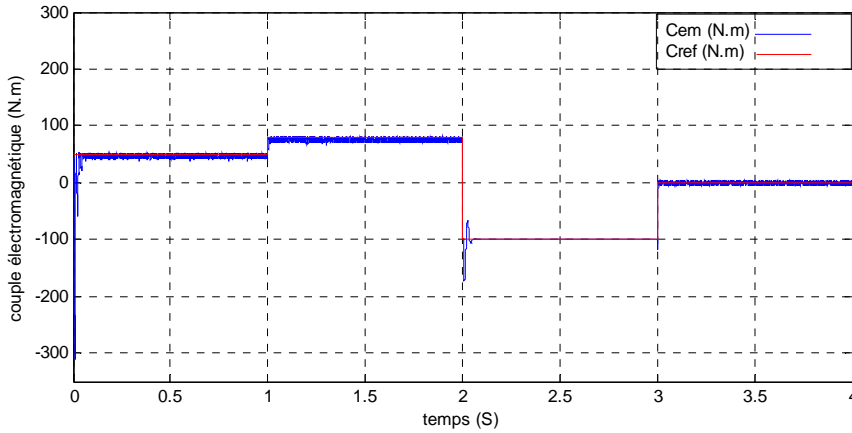


FIG5.10. EVOLUTION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.

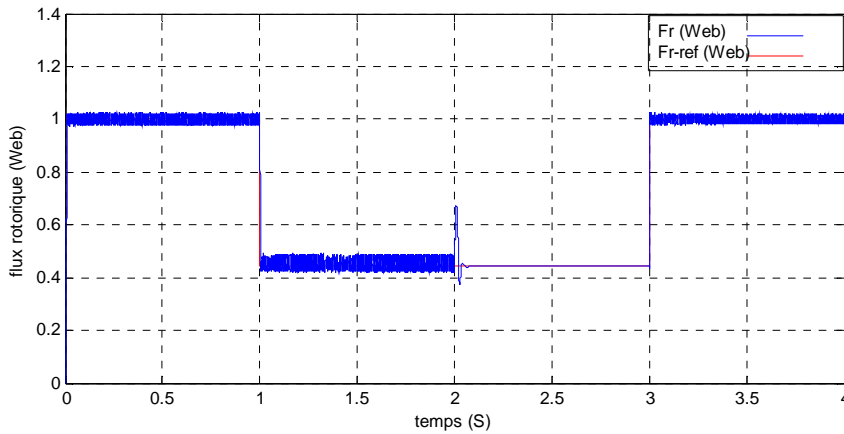


FIG. 5.11. MODULE DU VECTEUR FLUX ROTORIQUE

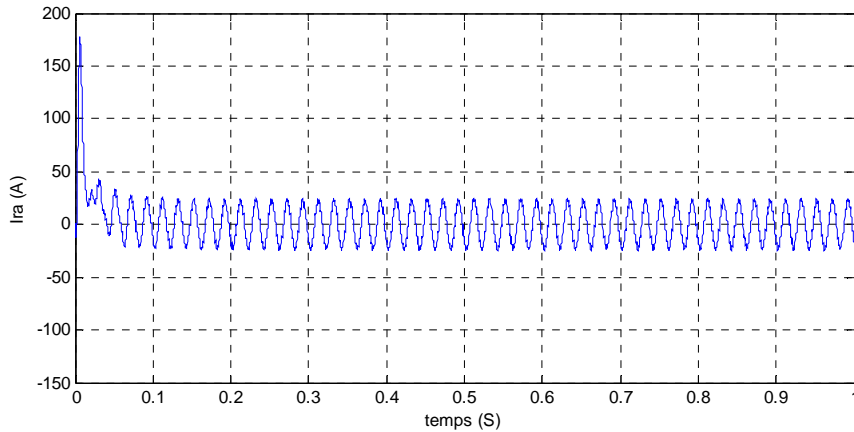


FIG5.12. COURANT ROTORIQUE DE LA PHASE A

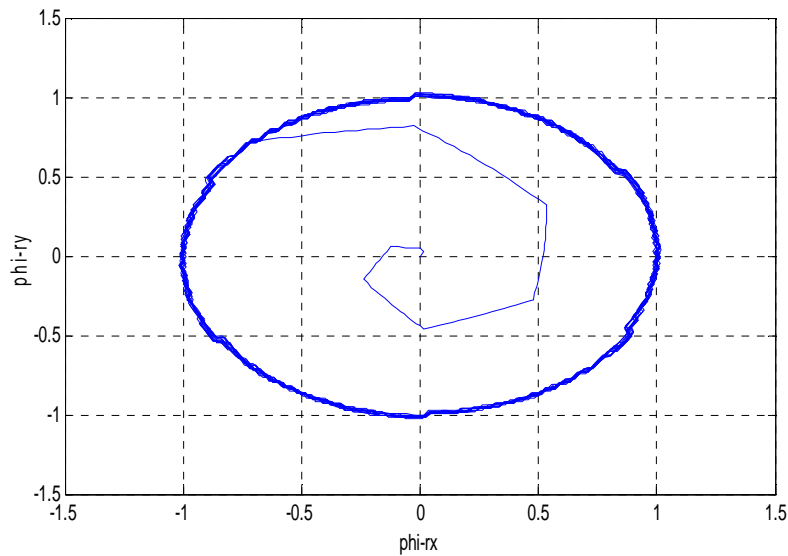


FIG5.13. EVOLUTION DU FLUX ROTORIQUE

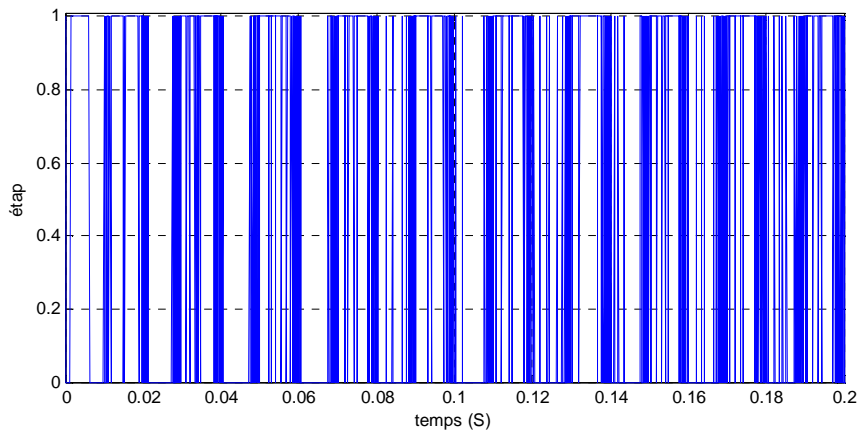


FIG5.14. COMMUTATION DE L'INTERRUPTEUR

La figure (5.10) présente l'évolution du couple électromagnétique. On observe une bonne dynamique du couple électromagnétique qui suit de façon acceptable les valeurs de consigne. La figure (5.11) présente le module du flux rotorique qui présente un régime transitoire avec quelques atténuations à cause des instants où le vecteur flux change de zone. Puis au régime permanent le flux suit sa référence de consigne.

La figure (5.12) présente l'allure du courant rotorique dans la phase « a » qui montre une allure sinusoïdale.

La figure (5.13) présente l'évolution du flux rotorique qui est pratiquement circulaire avec des ondulations lors du démarrage.

La figure (5.14) présente l'état de commutation de l'interrupteur «  $S_a$  » de l'onduleur. On remarque que la fréquence de commutation est variable, ce qui conduit à des pertes de commutation qui est l'inconvénient majeur de la DTC.

## 5.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les principales caractéristiques de la commande directe de couple de le DFIG. La simulation du modèle de cette nouvelle stratégie a donné des résultats très intéressants et a prouvé l'efficacité de cette technique. A partir des résultats obtenus par la simulation, on voit clairement que la commande directe de couple arrive à maintenir le couple constant avec un régime transitoire minimum par rapport aux autres commandes, avec un temps de réponse rapide au changement des consignes.

D'une façon générale, on peut dire que l'efficacité de ce mode de contrôle apparaît d'une manière remarquable si on la compare aux résultats obtenus avec les autres techniques de commande précédents et ce, du point de vue coût, difficulté et robustesse.

## 5.11. Références bibliographiques

- [1] Hoang Le-Huy, "Comparison of field-oriented control and direct torque control For induction motor drives", Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS annual Meeting. of the IEEE. Vol 2, Issue, 1999 Page(s):1245 - 1252 vol.2
- [2] Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A 'FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control' , Power electronics, IEEE Transactions on volume 17,issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [3] D.casadei, G. Grandi ,G serra, A. Tani, " Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct Torque of induction machines' ' Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON apos; Vol 1, Issue, 5-9 Sep 1994 Page(s):299 – 304.
- [4] Carlos de Almeida Martins , " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée' ' Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.
- [5] Swierczynski Dariusz, " Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive" , Thesis Université de Technologie Lublin Poland 2005.
- [6] TOUFOUTI RIAD, " contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de doctorat Université MENTOURI CONSTANTINE faculté des sciences de l'ingénieur département d'électrotechnique, ALGERER 2008.
- [7] S Sarray , "Etude et simulation d'une commande directe de couple pour l'entraînement électrique d'une machine asynchrone" , projet présenté à l'école de technologie supérieure, Montréal/décembre, 2000.
- [8] Buja, G.; Casadei, D.; Serra, G., "Direct torque control of induction motor drives" Proceedings of The IEEE International Symposium, Issue, 7-11 Jul 1997 Page(S):Tu2 – Tu8 Vol.1
- [9] D.casadei, G. Grandi ,G serra, A. Tani, " Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct Torque of induction machines' ' Industrial Electronics, Control and Instrumentation,IECON apos; Vol 1, Issue, 5-9 Sep 1994 Page(s):299 – 304.
- [10] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", IEEE Tran on Industry Electronics, pp. 787- 797,

2002

- [11] Jamel BELHADJ, “ *Commande Directe en Couple d’une Machine Asynchrone Structures d’observation Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs*” , 7 juillet 2001 Thèse Doctorat Toulouse
- [12] Anne Marie Arker Hissel, “ *Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance*”, Thèse Doctorat ENSEEIHT toulouse 1999.
- [13] Ameer Aissa , “ *Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d’une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d’un Observateur d’ordre Complet à Modes Glissants*” , Thèse Magister /2005 université Batna
- [14] Yerra Sreenivasa Rao, “*direct torque control of doubly fed induction generator based wind turbine under voltage dips*” international journal of advances in engineering & technology, may 2012.
- [15] L. Cristian, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “*A modified direct torque control for induction motor Sensorless drive*”, IEEE Trans .Industrial Appl, vol. 36, pp. 122-130, Jan/Feb 2000.
- [16] Takahashi, I. Ohmori, Y., “*High-Performance Direct Torque Control of An Induction Motor*” Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2 , on page(s): 257-264
- [17] B.CHANDRAKALA, CH.LAKSHMI MADHURI, “*direct torque control for doubly-fed induction machine based wind turbines*” [ijesat] international journal of engineering science & advanced technology volume-2, issue-4, 1035 – 1042. Jul-Aug 2012

## ***Conclusion générale***

Le travail que nous avons présenté est une contribution à l'analyse et la synthèse des lois de commande robuste appliquées à la génératrice asynchrone à double alimentation utilisées dans les systèmes éoliens.

La configuration, adoptée pour l'entraînement à vitesse variable, est composée d'un générateur asynchrone à double alimentation et d'un convertisseur de tension bi-directionnel. Cette solution présente de nombreux avantages sur les plans technique et économique, surtout par rapport aux configurations à base de machine asynchrone à cage où d'une machine synchrone.

Nous avons rappelé les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique et dressé un état de l'art sur les différentes associations de machines électriques, ainsi que les différents travaux effectués sur la commande de la DFIG. L'objectif est de montrer les points forts et les points faibles de chaque méthode qui permet de situer ce travail par rapport à ceux déjà effectués et de définir les voies de recherche vers lesquelles on doit s'orienter.

Nous avons effectué une modélisation globale d'un système de génération d'électricité à partir de l'énergie éolienne. A partir des différentes stratégies de commande, nous avons conclu que la plupart des travaux traitent du contrôle vectoriel basé sur le principe d'orientation des divers flux pour le contrôle de la DFIG. Nous avons procédé, dans un premier temps, au contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux statorique pour contrôler la puissance active et réactive afin d'assurer le découplage entre ces puissances. Nous avons choisi le repère lié au champ tournant statorique ( $d$ ,  $q$ ) comme repère de modélisation car ce dernier facilite l'adaptation d'un algorithme de découplage entre la puissance active et réactive, vu que la projection de vecteur de tension statorique dans ce repère possède une composante directe nulle.

Dans la troisième partie, nous avons commencé par l'introduction de deux commandes vectorielle, directe et indirecte de la DFIG afin de contrôler l'échange de puissances active et réactive entre le stator de la machine et le réseau. La commande indirecte ayant été retenue pour son contrôle des courants rotorique afin de protéger le bobinage rotorique de la machine, bien que le mode direct offre une simplicité de mise en œuvre avec des résultats convenables.

Trois régulateurs différents (PI, IP et RMG) sont testés et comparés afin d'analyser leurs performances en suivi de consigne.

La commande vectorielle par double orientation de flux qui offre une commande linéaire facilement implantable, économique et qui ne nécessite pas de régulateurs a été introduite ensuite.

La quatrième partie est consacrée à l'application de l'une des techniques de commande robuste non linéaire, nommée commande par mode glissant avec deux méthodes de transformation, l'une par la transformation de Park et l'autre avec la transformation de Ku. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport au contrôle vectoriel, car cette technique offre de bonnes performances statiques et dynamiques, comme il accorde aussi une meilleure poursuite.

Le cinquième et dernier chapitre traite de l'application de la technique de commande directe du couple DTC sur la DFIG. On montre que l'on obtient de meilleures performances que celles obtenues par les commandes présentées dans les chapitres antérieurs. Cette technique permet d'avoir une bonne robustesse, une réduction sensible sur le cout et la réponse à un changement du couple est particulièrement rapide.

Comme perspectives à ce travail, on peut citer les points suivants :

- ❖ Réalisation pratique des différentes méthodes de contrôle.
- ❖ Amélioration des différentes stratégies proposées.
- ❖ Utilisation des convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs de tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations
- ❖ Chercher une commande hybride incorporant (DPC+SMC).

# Annexe A

Les paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation de 7.5 KW, 440 V, 50Hz et 2 pôles utilisés dans cette thèse sont illustrés dans le tableau suivant :

<b>Valeur numérique du paramètre</b>	<b>signification</b>
$R_s = 0.455$	Résistance statorique ( $\Omega$ )
$R_r = 0.62$	Résistance rotorique ( $\Omega$ )
$L_s = 0.084$	Inductance cyclique statorique ( $H$ )
$L_r = 0.081$	Inductance cyclique rotorique ( $H$ )
$M = 0.078$	Inductance mutuelle cyclique ( $H$ )



# Annexe B

Cette annexe présente la commande de la turbine éolienne

## **B.1 Caractéristique puissance d'une éolienne –vitesse du vent**

Dans un système de production d'énergie éolienne fonctionnant à vitesse variable, on cherchera systématiquement le régime optimal en exploitant les maxima du réseau de courbes de la Figure (2.6). Ce qui signifie que pour un régime de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe) on souhaite que la puissance fournie soit maximale ce qui correspond à une valeur de  $\lambda$  donnée appelée  $\lambda_{opt}$ . La vitesse de rotation optimale  $\Omega_{tu-opt}$  résultante est alors donnée par :

$$\Omega_{tu-opt} = \frac{V\lambda_{opt}}{R}$$

Une turbine éolienne est dimensionnée pour développer une puissance nominale  $P_n$  à partir d'une vitesse de vent nominale  $V_n$ . Pour des vitesses de vents supérieures à  $V_n$ , la turbine éolienne doit modifier ses paramètres aérodynamiques afin d'éviter les surcharges mécaniques, de sorte que la puissance récupérée par la turbine ne dépasse pas la puissance nominale pour laquelle l'éolienne a été conçue. Il y a d'autres grandeurs dimensionnées;  $V_{min}$  la vitesse du vent à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie et  $V_{max}$  la vitesse maximale de vent au-delà de laquelle l'éolienne doit être arrêtée afin de ne pas porter de dégâts (Fig. B.1).

Ainsi la caractéristique de puissance en fonction de la vitesse du vent comporte quatre zones :

La zone I, correspond aux vitesses de vent très faibles, où aucune puissance n'est délivrée pour des vitesses du vent inférieures à la vitesse du démarrage  $V_{min}$ .

La zone II, lorsque la vitesse de la génératrice atteint une valeur seuil, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale du vent est appliquée.

La zone III, où généralement la vitesse de rotation est maintenue constante par un dispositif de régulation et où la puissance  $P_{tu}$  fournie reste sensiblement égale à  $P_n$ .

La zone IV, dans laquelle le système de sûreté du fonctionnement arrête la rotation et le transfert de l'énergie.

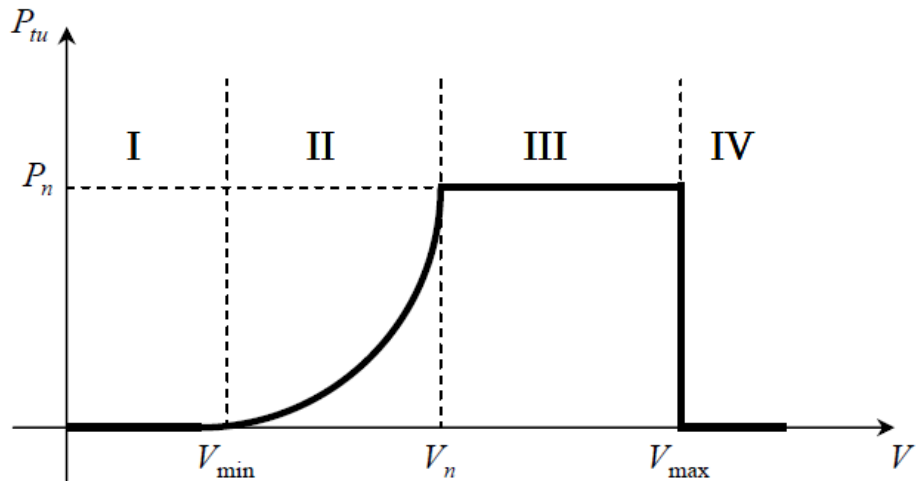


Fig. B. 1. Loi de commande optimale d'une éolienne à vitesse variable.

### B. 2. Technique d'extraction du maximum de la puissance

Le but premier d'un système éolien est de produire de l'énergie électrique pour fournir au réseau de manière la plus constante possible. Pour ce faire, la génératrice doit produire toute la puissance maximale qu'il est possible d'extraire du vent, puissance qui est déterminée en permanence en fonction de la vitesse du vent comme nous l'avons vu au chapitre 2 par la formule :

$$P_{tu} = C_p P_{th} = C_p (\lambda, \beta) \frac{\rho S V_0^3}{2} \quad (\text{B} - 1)$$

Cette référence de puissance doit être limitée par la puissance nominale de la génératrice afin de ne pas la surcharger. Dans le cas d'un trop fort vent, la génératrice sera commandée à la valeur nominale permettant ainsi de produire au réseau la puissance active.

Les caractéristiques  $P_{tu}(\Omega_{tu})$  pour plusieurs vitesses de vent et pour  $\beta = 2$  nous montrent qu'il existe pour chaque courbe un point de puissance optimale correspondant à certaine vitesse de rotation (fig. B-2).

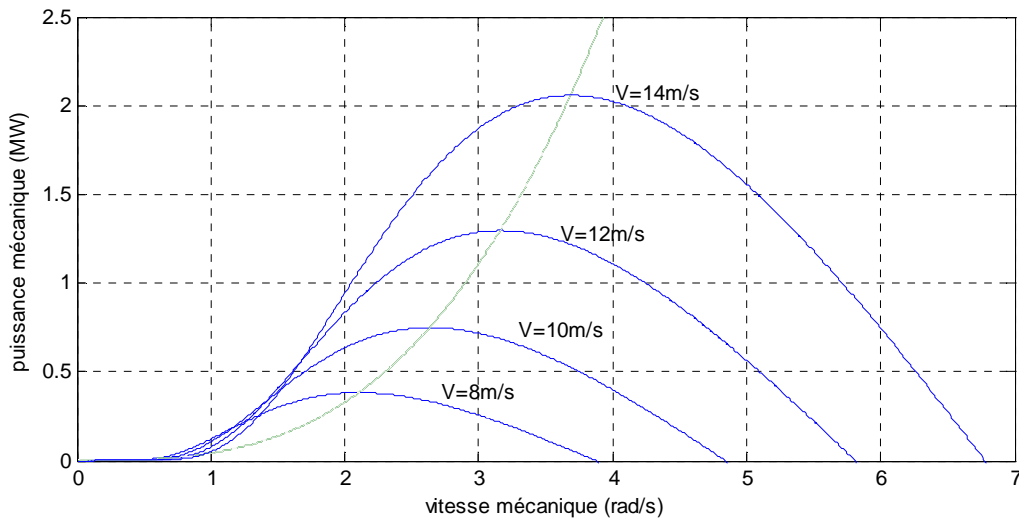


Fig. B. 2. Caractéristiques  $P_{m}( \Omega_{m} )$  à différents vitesses de vent.

Observons maintenant le comportement d'une MPPT pour une chaîne de conversion d'énergie éolienne. La commande MPPT permet de se placer au point de puissance optimale, quelle que soit la vitesse de vent, en imposant une vitesse de rotation optimale à la génératrice pour cela la formule (B-1).

La convergence de la recherche de point maximal de puissance est illustrée selon la Figure (B-3).

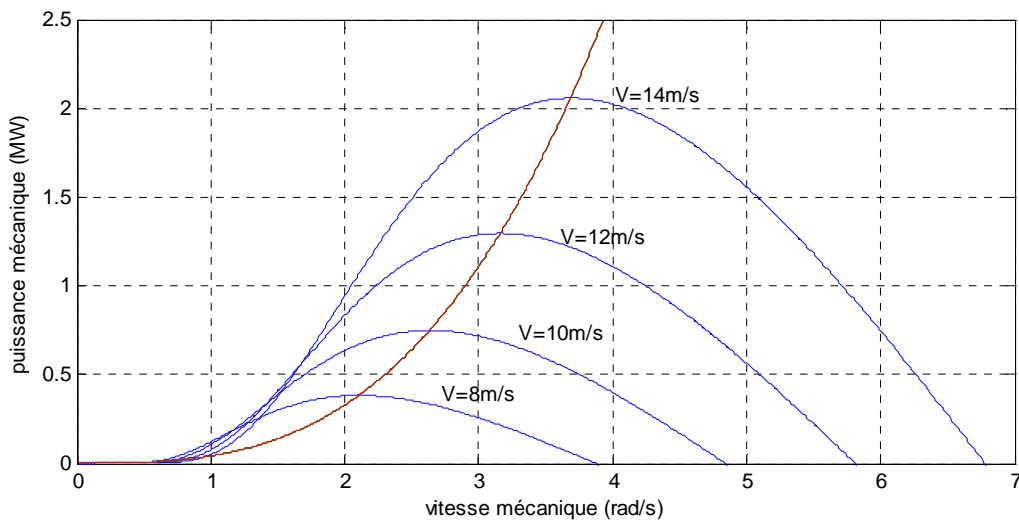


Fig. B. 2. Convergence vers le point optimal