جامعة سيدي محمد بن عبد الله بفاس
UNIVERSITE SIDI MOHAMED BEN ABDALLAH DE FES
كلية العلوم ظهر المهراز فاس
FACULTE DES SCIENCES DHAR EL MEHRAZ FES

N° d'Ordre : **12 /2021**

Formation Doctorale : STIC

Discipline : Physique

Spécialité : Génie Electrique

Laboratoire : LIMAS

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

HAMMOUMI Dalila

Modélisation, optimisation et réalisation d'un système Eolien à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent

Soutenue le 13 / 03 / 2021, devant le jury composé de :

Pr. Abdennbi TALBI	***USMBA (EST)-Fès***	***Président***
Pr. Mostafa BOUZI	***UH1 (FST)-Settat***	***Rapporteur***
Pr. Jamal BOUCHNAIF	***UMP(EST)-Oujda***	***Rapporteur***
Pr. Rachid EL ALAMI	***USMBA (FSDM)-Fès***	***Rapporteur***
Pr. Aziz DEROUICH	***USMBA (EST)-Fès***	***Examinateur***
Pr. Badre BOSSOUFI	***USMBA (FSDM)-Fès***	***Examinateur***
Pr. Chakib EL BEKKALI	***USMBA (FSDM)-Fès***	***Directeur de thèse***
Pr. Ahmed LAGRIOUI	***UMI (ENSAM)-Meknès***	***Co-encadrent***
Pr. Mohammed TAOUSSI	***USMBA (EST)-Fès***	***Invité***

DÉDICACES

A ma très chère mère, quoique je puisse dire et écrire, je ne pourrais jamais exprimer ma grande affection et ma profonde reconnaissance. Puisse Dieu tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et Bonheur.

A mon très cher père, tu as été et tu seras toujours un exemple pour moi par tes qualités humaines. En guise de plusieurs années de sacrifices et de prières, trouve ici mon profond amour. Puisse le bon DIEU te préserver et te procurer santé et bonheur.

A mon mari, Le Professeur KARIM Mohammed, aucune dédicace ne pourrait exprimer mon amour et mon attachement à toi. Depuis que je t’ai connu, tu n'as cessé de me soutenir et de m'épauler. Tu as partagé avec moi les meilleurs moments et les plus difficiles de ma vie, tu étais toujours à mes côtés. Puisse le bon DIEU nous procure santé et longue vie.

A mes très chers enfants, aucune dédicace, ne pourrait valoir pour exprimer toute ma tendresse, mon affection et mon amour envers vous. Puisse Dieu vous garder, éclairer votre route et vous aider à réaliser à votre tour vos vœux les plus chers.

REMERCIEMENTS

Je tiens, tout d'abord, à remercier mon Directeur de thèse, **le Professeur Chakib El BEKKALI**, pour son soutien constant à travers sa disponibilité, sa confiance et ses réelles qualités humaines.

Mes remerciements s'adressent aussi à **Mr. Ahmed LAGRIOUI**, Professeur Habilité à l'ENSAM de Meknès, qui a également Co-encadré ce travail de recherche. Ses conseils pertinents et constructifs m'ont guidé tout au long de cette thèse.

J'adresse également mes remerciements à **Mr. Abdenbi TALBI**, Professeur à l'Ecole Supérieure de Technologie de Fès, pour l'honneur qu'il me fait en prenant la charge de présider ce jury.

Je tiens également à témoigner toute ma reconnaissance à **Mr Mostafa BOUZI,** Professeur de l'Enseignement Supérieur à la Faculté des Sciences et Techniques de Settat**, à Mr. Jamal BOUCHNAIF**, Professeur Habilité à l'Ecole Supérieure de Technologie d'Oujda, ainsi qu'à **Mr. Rachid ALAMI**, Professeur Habilité à la Faculté des Sciences Dhar El Mahraz de Fès, pour l'honneur qu'ils me font en acceptant d'être rapporteurs de ce travail de recherche et membres du jury.

Mes remerciements s'adressent aussi à **Mr. Badre BOSSOUFI**, Professeur Habilité à la Faculté des Sciences Dhar El Mahraz de Fès, ainsi qu'à **Mr. Aziz DEROUICH**, Professeur Habilité à l'Ecole Supérieure de Technologie de Fès, pour l'hommage qu'ils me font en participant à ce jury.

Je voudrais aussi remercier spécialement **le Professeur Mohammed KARIM** qui m'a guidé tout au long de cette thèse et Mr. **Mohammed TAOUSSI**, Professeur Assistant à l'Ecole Supérieure de Technologie de Fès, qui a accepté de partager avec moi son temps et ses idées.

RÉSUMÉ

L’énergie éolienne est la source d'énergie qui connaît la croissance la plus rapide parmi les nouvelles sources de production d'électricité dans le monde.

De nombreux travaux de recherche sur la commande d'éoliennes ont été effectués dans le but de les faire fonctionner avec une vitesse variable et d’optimiser leur production.

C’est dans ce cadre, que s’inscrit ce travail de thèse, dont l’objectif est l'étude, la modélisation et la commande d’un système éolien à vitesse variable basé sur la génératrice synchrone à aimant permanant (GSAP). Pour ce faire, dans un premier lieu, nous avons modélisé les différentes parties de la chaine de conversion d’énergie éolienne. Ensuite, nous avons proposé plusieurs commandes, dans le but d’améliorer les performances, la robustesse et la stabilité de ce système.

Il s’agit notamment de :

- la commande MPPT,
- la commande par orientation du flux (FOC),
- la commande par orientation de la tension (VOC),
- la commande directe du couple (DTC),
- la commande directe de puissance (DPC).

Les résultats de simulation sous MATLAB/Simulink ont bien montré l'efficacité et la fiabilité de ces commandes, leur validation expérimentale reste cependant perfectible ouvrant ainsi la voie à d'intéressantes perspectives.

Mots clés : Energie éolienne, Génératrice Synchrone à Aimant Permanent (GSAP), Commande par orientation du flux (FOC), Commande (DTC), Commande par orientation de tension (VOC), Commande (DPC), Méthode du vecteur spatial (SVM).

ABSTRACT

Wind power is the fastest growing energy source among new sources of electricity generation in the world.

Much research into the control of wind turbines has been carried out with the aim of making them operate at variable speed and optimizing their production.

It is within this framework that this thesis work falls, the objective of which is the study, modeling and control of a variable speed wind power system based on the permanent magnet synchronous generator (PMSG). To do this, first, we modeled the different parts of the wind energy conversion chain. Then, we proposed several controls, in order to improve the performance, robustness and stability of this system.

These include:

- the MPPT control,
- field-oriented control (FOC),
- voltage oriented control (VOC),
- direct torque control (DTC),
- direct power control (DPC).

The simulation results under MATLAB / Simulink have clearly shown the efficiency and reliability of these controls, but their experimental validation can still be improved, thus opening the way to interesting perspectives.

Key words: Wind energy, PMSG, Field oriented control (FOC), Direct torque control (DTC), Voltage Oriented Control (VOC), Direct power control (DPC), Space Vector Modulation (SVM).

TABLE DES MATIÈRES

Introduction Générale ---- 1
Chapitre 1 : Etat de l'art sur la conversion d'énergie éolienne ---- 3
1. Introduction ---- 4
2. Généralités sur les énergies éoliennes ---- 4
2.1. Production éolienne ---- 5
2.2. Historique ---- 5
3. Les aérogénérateurs ---- 6
3.1. Principe de fonctionnement ---- 6
3.2. Classification des éoliennes ---- 7
3.2.1. Eolienne à axe vertical ---- 7
3.2.2. Eolienne à axe horizontal ---- 9
3.3. Constitution d'une éolienne à axe horizontal ---- 10
3.3.1. Le rotor ---- 11
3.3.2. La nacelle ---- 11
3.3.3. La tour ---- 11
3.4. Les différentes technologies des éoliennes ---- 12
3.4.1. Éolienne à vitesse fixe ---- 12
3.4.2. Éolienne à vitesse variable ---- 13
3.4.3. L'intérêt de la vitesse variable ---- 15
4. Les types de génératrices éoliennes à vitesse variable ---- 16
4.1. Système utilisant une génératrice asynchrone ---- 16
4.2. Système utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation ---- 17
4.3. Système utilisant une génératrice synchrone ---- 18
5. Les lois de commande ---- 20
5.1. Commande scalaire ---- 20
5.2. Commande vectorielle ---- 21
5.3. Commande directe ---- 22
5.4. Commande prédictive ---- 23
5.5. Commande non linéaire ---- 24
6. Conclusion ---- 25
Chapitre 2 :Modélisation du système de conversion d'énergie éolienne à base de GSAP ---- 26
1. Introduction ---- 26
2. Présentation du système de conversion d'énergie éolienne ---- 27
3. Conversion d'énergie cinétique en énergie mécanique ---- 28
3.1. Puissance cinétique ---- 28
3.2. Loi de Betz ---- 29
3.3. Vitesse spécifique (Tip-Speed Ratio) ---- 30
3.4. Coefficient de puissance ---- 30
3.5. Coefficient du couple (Torque coefficient) ---- 32
4. Modélisation de la turbine éolienne ---- 33
4.1. Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine ---- 33
4.2. Modèle du multiplicateur de vitesse ---- 34
4.3. Equation dynamique de l'arbre de transmission ---- 35
5. Commande MPPT ---- 36

5.1. Fonctionnement d'une éolienne ---- 36
5.2. Stratégie de MPPT ---- 36
5.2.1. Algorithme MPPT sans asservissement de vitesse mécanique ---- 37
5.2.2. Algorithme MPPT avec asservissement de vitesse mécanique ---- 39
a) Correcteur PI à avance de phase ---- 40
b) Correcteur PI standard ---- 41
5.2.3. Résultats de simulation des algorithmes MPPT ---- 43
5.2.4. Résultats de MPPT sans asservissement de vitesse ---- 43
5.2.5. Résultats de MPPT avec asservissement de vitesse ---- 44
6. Génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) ---- 46
6.1. Présentation de la GSAP ---- 46
6.2. Principe de fonctionnement ---- 46
6.3. Modélisation de la GSAP ---- 47
6.3.1. Hypothèses de la modélisation ---- 47
6.3.2. Modélisation électrique dans le repère triphasé ---- 47
6.3.3. Modélisation dans le repère de Park (d, q) ---- 49
6.3.4. Equations magnétiques ---- 51
6.3.5. Expression du puissance et couple électromagnétique : ---- 51
6.3.6. Equations mécaniques ---- 51
7. Modélisation de bus continu : ---- 52
8. Modélisation des convertisseurs statiques ---- 52
9. Conclusion ---- 55
Chapitre 3 : Commande par orientation FOC et VOC ---- 56
1. Introduction :---- 57
2. Commande du convertisseur côté générateur par l'orientation de flux (FOC)---- 57
2.1. Principe de la commande par l'orientation de flux ---- 57
2.2. Description du système global ---- 58
2.3. Etude des régulateurs ---- 60
2.3.1. Objectif de la régulation ---- 60
2.3.2. Synthèse de régulateur PI ---- 60
3. Commande du convertisseur côté réseau par l'orientation de la tension ---- 64
3.1. Principe de la commande par l'orientation de la tension ---- 64
3.2. Description du système global ---- 64
3.3. Synthèse des régulateurs ---- 67
3.4. Régulateur du bus continu ---- 69
4. Résultats de simulation ---- 70
4.1. Réponse à vitesse du vent fixe. ---- 70
4.2. Réponse à vitesse du vent variable ---- 72
4.3. Test de robustesse ---- 75
5. Conclusion ---- 77
Chapitre 4 : Commande directe du couple et de puissance ---- 78
1. Introduction ---- 79
2. Commande du convertisseur côté générateur par la commande DTC ---- 79
2.1. Principe de la commande DTC ---- 79
2.2. Théorie de la commande DTC ---- 80
2.3. Contrôle du vecteur flux statorique ---- 82
2.4. Présentation de la structure de la commande DTC ---- 83
2.4.1. Choix du vecteur tension statorique ---- 83

2.4.2. Estimation du flux et du couple ---- 85
2.4.2.1. Estimation du flux statorique ---- 85
2.4.2.2. Estimation du couple électromagnétique ---- 86
2.5. Choix des correcteurs à hystérésis ---- 86
2.5.1. Correcteur du flux statorique ---- 86
2.5.2. Correcteur du couple à deux niveaux ---- 87
2.6. Élaboration de la table de commutation ---- 88
3. Commande du convertisseur côté réseau par la commande DPC ---- 89
3.1. Principe de la commande DPC ---- 89
3.2. Calcule des puissances instantanées par estimation de tension ---- 90
3.3. Choix des correcteurs à hystérésis ---- 92
3.4. Identification de la position angulaire de la tension réseau ---- 94
3.5. Elaboration de la table de commutation ---- 95
3.6. Régulation de la tension du bus continu ---- 95
3.7. Résultats de simulation ---- 97
3.7.1. Réponse à vitesse du vent fixe ---- 97
3.7.2. Réponse à vitesse du vent variable ---- 99
3.7.3. Test de robustesse ---- 101
4. Conclusion ---- 103
Conclusion générale ---- 104
Bibliographie ---- 107
Annexes ---- 114
Annexe A : Paramètres des éléments ---- 114
Annexe B :Transformations matricielles ---- 115

LISTE DES FIGURES

Chapitre 1 :

Figure 1.1 : production mondiale d'électricité basée sur les énergies renouvelable 5
Figure 1.2: Principe de la conversion d'énergie éolienne 7
Figure 1.3: technologies des éoliennes à axe vertical ; a) et b) deux éoliennes de type Darrieus, c) éolienne de type Savoonius, d) éolienne combinant les technologies Darrieus et Savonius..... 8
Figure 1.4: quelques technologies des éoliennes à axe horizontal 9
Figure 1.5: éoliennes à axe horizontal en amant et en aval 10
Figure 1.6: schéma descriptif d'une turbine éolienne de grande puissance 11
Figure 1.7: caractéristique de réglage de la vitesse de turbine 14
Figure 1.8: caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent 15
Figure 1.9: éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice asynchrone 16
Figure 1.10: éolienne à vitesse variable basée sur une GADA 17
Figure 1.11: éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone..... 19
Figure 1.12: commande vectorielle de la GSAP 22

Chapitre 2 :

Figure 2. 1: schéma synoptique du système de conversion d'énergie éolienne 28
Figure 2. 2: colonne d'air animée d'une vitesse v..... 28
Figure 2. 3: déplacement du vent dans une éolienne à axe horizontal 29
Figure 2. 4: vitesse du vent v et vitesse tangentielle Ω_t R 30
Figure 2. 5: interpolation du facteur de puissance..... 31
Figure 2. 6: courbe de coefficient de puissance pour plusieurs angles de calage..... 32
Figure 2. 7: modèle mécanique de la turbine éolienne..... 33
Figure 2. 8: modèle du multiplicateur 34
Figure 2. 9: schéma bloc du modèle de la turbine éolienne 35
Figure 2. 10: Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable..... 36
Figure 2. 11: algorithme MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation mécanique 39
Figure 2. 12: algorithme MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation mécanique..... 39
Figure 2. 13: Schéma bloc du correcteur PI à avance de phase..... 40
Figure 2. 14: schéma bloc du correcteur PI standard 42
Figure 2. 15: réponse de la turbine sans asservissement de la vitesse..... 44
Figure 2. 16: réponse de la turbine avec asservissement de la vitesse 45
Figure 2. 17: a) structure à rotor interne, b) structure à rotor externe 47
Figure 2. 18: représentation de la GSAP dans le système triphasé 48
Figure 2. 19: structure électrique du stator de la GSAP dans le repère (d, q) 49
Figure 2. 20: Schéma électrique du bus continu..... 52
Figure 2. 21: modèle du convertisseur statique fonctionnant en mode redresseur..... 53
Figure 2. 22: modèle du Convertisseur statique fonctionnant en mode onduleur 53

Chapitre 3 :

Figure 3. 1: schéma de principe du découplage de la GSAP par analogie avec MCC 58
Figure 3. 2: principe de la commande FOC du convertisseur côté génératrice 59
Figure 3. 3: description des couplages 61
Figure 3. 4: boucle de régulation du courant id et iq 62
Figure 3. 5: régulation simplifié des courants $isdetisq$ par le régulateur PI 63
Figure 3. 6: principe de la commande VOC du convertisseur côté réseau 67
Figure 3. 7: boucle de régulation simplifiée des courants statoriques 68
Figure 3. 8: Réponse de la GSAP à une vitesse du vent fixe 71
Figure 3. 9 : réponse de la GSAP à une vitesse du vent variable 74
Figure 3. 10 : test de robustesse 76
Figure 3. 11: test de robustesse 76

Chapitre 4 :

Figure 4. 1: Structure de la commande directe du couple et du flux de la GSAP 80
Figure 4. 2 : Onduleur de tension 81
Figure 4. 3: représentation des vecteurs tensions générés par l'onduleur 81
Figure 4. 4: évolution du vecteur flux statorique dans le plan stationnaire (α-β) 83
Figure 4. 5 : plan des vecteurs tensions et des secteurs dans le référentiel (α-β) 84
Figure 4. 6: vecteurs des tensions appliuées dans le scteur Z1 84
Figure 4. 7: correcteur du flux à hystérésis 87
Figure 4. 8: correcteur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du couple électromagnétique 88
Figure 4. 9: schéma de principe de la commande DPC 90
Figure 4. 10: bloc d'estimation des puissances active et réactive instantanées 92
Figure 4. 11: correcteurs à hystérésis à deux niveaux 93
Figure 4. 12: plan de tension à 6 zones dans le référentiel (α-β) 95
Figure 4. 13: boucle de régulation de la tension du bus continu 96
Figure 4. 14 : résultats de simulations pour le test de fonctionnement à vitesse du vent fixe 98
Figure 4. 15 : résultats de simulations pour le test de fonctionnement à vitesse du vent réel 100
Figure 4. 16 : test de robustesse 102

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre 1 :

Tableau 1. 1: éoliennes historiques 6
Tableau 1. 2: avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse variable basée sur une GAS 17
Tableau 1. 3: avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse variable basée sur une GADA 18
Tableau 1. 4: avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone 20

Chapitre 4 :

Tableau 4. 1: table de commutation 89
Tableau 4. 2: table de commande du couple 89
Tableau 4. 3: table de commutation de la structure de DTC 89
Tableau 4. 4: relations entre le mode de commutation et l'estimation des équations des puissances active et réactive instantanées 92
Tableau 4. 5 : table de commutation de l'onduleur pour 6 zones 95

Conclusion générale :

Tableau 1 : étude comparative entre la commande FOC et la commande DTC 105
Tableau 2 : étude comparative entre la commande VOC et la commande DPC 105

GLOSSAIRE

Nomenclature :

P_1 : Puissance nominale du générateur éolien.

Ω_1 : Vitesse mécanique de la génératrice

v : Vitesse du vent.

S: Surface d'air balayé par les pales

ρ: Masse volumique

P_m : Puissance extraite du vent

dx : Longueur de la colonne d'air

dE_c : Énergie cinétique

m : Masse d'air en mouvement

V_1 : Vitesse du vent en amont de la turbine.

V_2 : Vitesse du vent en aval de la turbine.

P_{vent} : Puissance totale

λ: Vitesse spécifique de l'éolienne.

λ_{opt}: Vitesse spécifique nominale.

Ω_t : Vitesse de rotation de l'éolienne

R : Rayon de la pale d'une turbine.

β: Angle de calage des pales d'une éolienne.

C_p : Coefficient de puissance de l'éolienne.

C_{p-max} : Coefficient de puissance maximale.

V_n: Vitesse de vent nominale.

Ω_{tn}: Vitesse de rotation nominale.

P_{eol} : Puissance éolienne.

P_{eol}^{max}: Puissance éolienne

T_{eol} : Couple mécanique de la turbine.

C_{eol} : Coefficient du couple mécanique de la turbine.

T_{em} : Couple électromagnétique de la génératrice.

J: Moment d'inertie total du système turbine + génératrice.

f_c: Somme des forces de frottement.

J_t: Moment d'inertie de la machine équivalent aux inerties des 3 pales de l'éolienne

J_g: Moment d'inertie de la génératrice

f_v: Coefficient dû au frottement visqueux de la génératrice.

Ω_g : Vitesse de rotation de la génératrice.

T_g : Couple mécanique de la génératrice.

x_0, x_1, τ : Paramètres du régulateur PI.

s : Variable de Laplace.

ω_0 : Pulsation naturelle du système deuxième ordre.

ξ : Coefficient d'amortissement du système deuxième ordre.

K_p: Gain proportionnel du correcteur PI.

K_i: Gain intégral du correcteur PI.

R_s : Résistance des enroulements de la génératrice.

L_s : Inductance synchrone des enroulements.

L_c : Inductance cyclique.

V_{sd}, V_{sq} : Tensions terminales du stator dans le repère de Park.

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} Tensions des phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Intensités des courants des phases statoriques.

i_{sd}, i_{sq} : Courants statoriques dans le repère de Park.

$\Psi_{sa}, \Psi_{sb}, \Psi_{sc}$: Flux totaux à travers les bobines statoriques.

Ψ_{sd}, Ψ_{sq}: Composantes directe et quadratique du flux statorique.

L_{sd}, L_{sq} : Composantes directe et quadratique de l'inductance statorique.

P^{-1} : Transformée de Park inverse.

θ_s : Position angulaire du stator.

p : Nombre de pair de pôles

(S_{oa}, S_{ob}, S_{oc}) : Etats de commutation des bras de l'onduleur.

(S_{ra}, S_{rb}, S_{rc}) : Etats de commutation des bras du redresseur.

i_{DC} : Courant traversant le condensateur.

C : condensateur du circuit intermédiaire.

U_C : Tension de bus continu.

P : Puissance active de la génératrice.

Q : Puissance réactive de la génératrice.

V_s : Tension statorique.

i_s : Courant statorique

$i_{R,abc}$; $i_{f,abc}$: Courant triphasé en sortie de l'onduleur.

i_{Rd}, i_{Rq}: Courant de l'axe direct et quadratique en sortie de l'onduleur.

i_{ond}: Courant onduleur

i_{red}: Courant redresseur

V_{fa} , V_{fb} , V_{fc} : Tensions triphasées alternatives en sortie de l'onduleur.

V_{Ra}, V_{Rb}, V_{Rc} : Tensions triphasées du réseau.

V_{Rd}, V_{Rq} : Tensions de l'axe direct et quadratique du réseau.

R_f : Résistance du filtre.

L_f : Inductance du filtre.

e_{fd}, e_{fq} : Termes de couplage.

θ_{ond} : Angle de déphasage de l'onduleur.

P_R : Puissance active injectée dans le réseau.

Q_R : Puissance réactive injectée dans le réseau.

$\widehat{\mathrm{P}}_R$: Puissance active estimée injectée dans le réseau.

$\hat{Q}_R$: Puissance réactive estimée injectée dans le réseau.

$\cos\varphi$: Facteur de puissance.

H_{P_R}: Erreur de la puissance active.

H_{Q_R}: Erreur de la puissance réactive.

ω_n : Pulsation naturelle.

ζ : Coefficient d'amortissement.

$P(t)$: Puissance instantanée.

Acronymes :

VAWT: Vertical Axis Wind Turbine

HAWT: Horizontal Axis Wind Turbine

FSWT: Fixed Speed Wind Turbine

VSWT: Variable Speed Wind Turbine

VOC: Voltage Oriented Control

FOC: Field Oriented Control.

MPPT: Maximum Power Point Tracking.

VOC: Voltage Oriented Control.

DPC: Direct Power Control.

PLL : Phase Locked Loop.

MLI : Modulation de largeur d’impulsion.

DC : Direct Curent.

PI : Proportionnel Intégral

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.

PLL: Phase Locked Loop.

SVM: Space Vector Modulation.

<u>Abréviations</u> :

THD : Taux de distorsion harmonique.

MSAP : Machine synchrone à aimant permanent

GSAP : Génératrice synchrone à aimant permanent

GS : Génératrice synchrone

GADA : Génératrice Asynchrone à Double Alimentation.

GAS : Génératrice Asynchrone

MCC : Machine à Courant Continu.

CCM : Convertisseur Côté Machine

CCR : Convertisseur Côté Réseau

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La demande en électricité augmente dans le monde entier. A présent, l'énergie électrique est synonyme de meilleures conditions de vie (transport, santé et éducation), elle est à la base de tout développement industriel, économique et politique. Face à l'épuisement des ressources énergétiques fossiles (charbon, pétrole et gaz) et aux problèmes environnementaux causés par l'émission des gaz à effet de serre lors de leur combustion, la recherche de solutions énergétiques alternatives est devenue un objectif incontournable de par le monde. Il y a principalement deux façons d'agir : la première est de diminuer la consommation d'énergie et d'augmenter la productivité des centrales énergétiques en améliorant respectivement leur efficacité et la deuxième consiste à trouver et à développer de nouvelles sources d'énergie.

Actuellement, l'énergie éolienne est l'une de ces énergies renouvelables les plus sollicitées pour la production de l'énergie électrique. Elle constitue une alternative compétitive contribuant à la réduction de la demande de plus en plus galopante de l'électricité. Ce qui a suscité l'intérêt des scientifiques et des industriels à investir dans le développement des éoliennes dans le but d'optimiser leur production.

Actuellement, près de 50% des éoliennes installées sont équipées de Génératrices Synchrones à Aimants Permanents (GSAP). Ces dernières offrent une faible inertie rotorique et un couple massique important. De plus, l'élimination des balais réduit les bruits et supprime la nécessité de leur maintenance. Cependant, elles nécessitent des commandes robustes qui tiennent compte de leur comportement (dynamique rapide, non-linéarité, couplage).
Ainsi, le travail de recherche développé dans cette thèse porte sur l'étude, la modélisation et la commande d'un système éolien à vitesse variable basé sur la GSAP.

Ce manuscrit est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation de l'état de l'art sur les chaines de conversion de l'énergie éolienne. Après des généralités sur les énergies éoliennes et les aérogénérateurs industriels, nous avons étudié les différents types de génératrices utilisées dans les chaines de conversion éoliennes, afin de choisir la plus adéquate en justifiant ainsi le choix de la GSAP. À la fin de ce chapitre, nous terminons par une étude sur les différentes commandes appliquées aux systèmes éoliens.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation des différentes parties de la chaine de conversion éolienne. Après un aperçu général sur la conversion d'énergie éolienne, nous avons présenté les modèles aérodynamiques et mécaniques de la turbine ainsi que les stratégies de commande appliquées à la turbine éolienne utilisant la maximisation de la puissance extraite du vent via l'algorithme de contrôle MPPT. Les résultats de simulation montrent bien de meilleures performances statiques et dynamiques sur toute la plage de vitesse du vent. Puis nous avons abordé la modélisation de la GSAP. Nous avons utilisé la transformation de PARK afin de réduire le nombre de variables dépendantes de la position du rotor de la machine et d'obtenir ainsi des équations plus simples qu'on a utilisé par la suite dans les commandes des convertisseurs de puissance associés.

Nous avons développé, dans le troisième chapitre, la commande par orientation de flux (FOC) côté génératrice, et la commande par orientation de la tension (VOC), tout en présentant la méthodologie de synthèse des régulateurs proportionnels-intégrateurs PI. Ce chapitre a été couronné par des résultats de simulation sous Matlab/Simulink.

Dans le quatrième chapitre, nous avons mené une étude de la commande directe du couple de la GSAP et du principe de la commande directe de puissance (DPC). Une discussion des résultats a été présentée à la fin de ce chapitre.

Ce rapport de thèse se termine par une conclusion générale et par quelques suggestions et perspectives pour les futurs travaux de recherche.

CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LA CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE

1. Introduction ---- 4
2. Généralités sur les énergies éoliennes ---- 4
2.1. Production éolienne ---- 5
2.2. Historique ---- 5
3. Les aérogénérateurs ---- 6
3.1. Principe de fonctionnement ---- 6
3.2. Classification des éoliennes ---- 7
3.2.1. Eolienne à axe vertical ---- 7
3.2.2. Eolienne à axe horizontal ---- 9
3.3. Constitution d'une éolienne à axe horizontal ---- 10
3.3.1. Le rotor ---- 11
3.3.2. La nacelle ---- 11
3.3.3. La tour ---- 11
3.4. Les différentes technologies des éoliennes ---- 12
3.4.1. Éolienne à vitesse fixe ---- 12
3.4.2. Éolienne à vitesse variable ---- 13
3.4.3. L'intérêt de la vitesse variable ---- 15
4. Les types de génératrices éoliennes à vitesse variable ---- 16
4.1. Système utilisant une génératrice asynchrone ---- 16
4.2. Système utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation ---- 17
4.3. Système utilisant une génératrice synchrone ---- 18
5. Les lois de commande ---- 20
5.1. Commande scalaire ---- 20
5.2. Commande vectorielle ---- 21
5.3. Commande directe ---- 22
5.4. Commande prédictive ---- 23
5.5. Commande non linéaire ---- 24
6. Conclusion ---- 25

1. Introduction

L'énergie éolienne est une énergie renouvelable idéale. Il s'agit d'une forme d'énergie indéfiniment durable et propre, elle ne nécessite aucun carburant, elle ne crée pas de gaz à effet de serre. Chaque Mwh d'électricité produite par l'énergie éolienne aide à réduire de 0,8 à 0,9 tonnes la quantité du CO2 rejeté à chaque année par la production d'électricité d'origine thermique. Une éolienne est constituée principalement du métal et de matière plastique, elle ne produit pas de déchets toxiques ni de radioactifs. De ce fait, la pollution est quasi nulle [1].

Actuellement, la conversion électromagnétique dans les centrales éoliennes est principalement assurée par des génératrices synchrones ou asynchrones, couplées au rotor de la turbine par un multiplicateur mécanique de vitesse. L'utilisation des centrales éoliennes dépend étroitement de la vitesse du vent. Compte tenu de l'instabilité du vent, l'avantage essentiel de la variation électronique de vitesse est de produire de l'énergie quelle que soit la vitesse du vent. Par conséquent, le rendement énergétique est considérablement augmenté. Alors, la ressource éolienne c'est le vent, ou plutôt c'est l'énergie du vent. Pour transformer cette énergie en énergie exploitable, cela nécessite un mécanisme utile et performent, ce sont les systèmes de conversion de l'énergie éolienne qui transforment l'énergie cinétique du vent en électricité ou en d'autres formes d'énergie [2]. Dans ce chapitre, les technologies des éoliennes ainsi que les différents composants de l'aérogénérateur sont présentées. Les différents types, les stratégies de fonctionnement et les différentes topologies utilisées pour la conversion éolienne sont abordés.

2. Généralités sur les énergies éoliennes

Les énergies renouvelables sont des énergies extraites par des sources qui se renouvellent et ne s'épuiseront jamais à l'échelle du temps, elles sont fournies par le vent, le soleil, la chaleur de la Terre, les chutes d'eau, les marées ou encore la croissance des végétaux.

Parmi les énergies renouvelables, trois grandes familles émergent : l'énergie d'origine mécanique (la houle, éolien), énergie électrique (panneaux photovoltaïques) et l'énergie sous forme de chaleur (géothermie, solaire thermique, ...) [3]. L'énergie mécanique est très difficile à la transporter, elle n'est utilisable directement que ponctuellement (pompage direct de l'eau, moulins, ...). Cette énergie est donc majoritairement transformée en énergie électrique. À l'exception de la biomasse et de l'hydraulique, l'autre inconvénient majeur des énergies renouvelables vient du non régularité des ressources.

2.1. Production éolienne

Les énergies renouvelables sont moins exploitées par rapport à leur potentiel puisqu'elles ne couvrent que 20 % de la consommation d'électricité mondiale. Les énergies renouvelables permettent de lutter contre l'effet de serre, en réduisant les rejets de gaz carbonique dans l'atmosphère. En outre, elles favorisent la gestion intelligente des ressources locales en créant des emplois. Nous qualifions les énergies renouvelables d'énergies "flux" par opposition aux énergies "stock", elles-mêmes constituées de potentiels limités de combustibles fossiles [3].

Parmi les sources d'énergie renouvelable on trouve : l'énergie hydraulique, éolienne, solaire thermique, photovoltaïque, la géothermie et la biomasse. La figure (1.1) donne la répartition de la production d'électricité entre les différentes sources renouvelables ainsi que leurs prévisions [4].

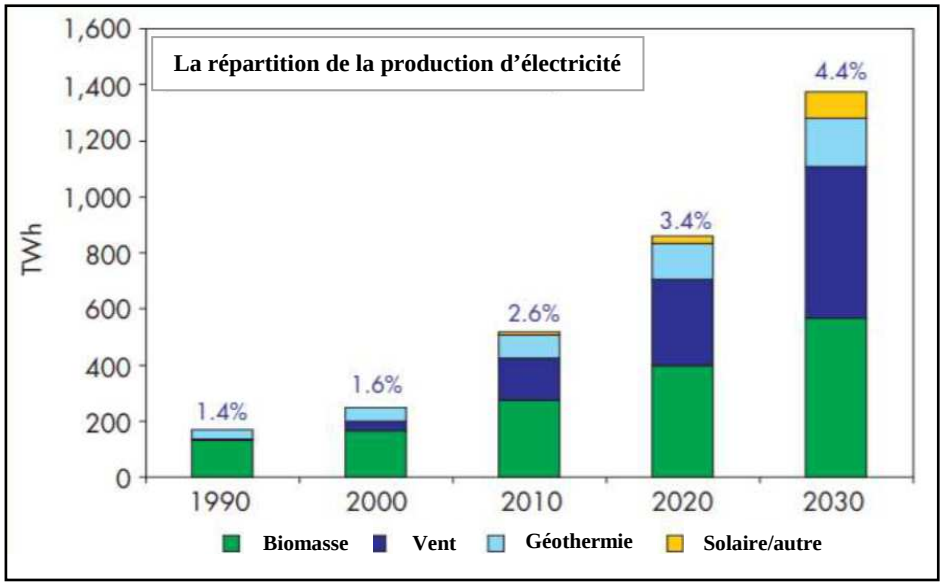


Figure 1.1 : production mondiale d'électricité basée sur les énergies renouvelable

2.2. Historique

Très tôt, dans l'histoire des techniques, la technologie des éoliennes a été améliorée d'une façon rapide. A partir des années 1990, la capacité totale de l'énergie éolienne dans le monde a doublé tous les trois ans environ et par conséquent le coût de l'électricité produite a chuté d'environ un sixième du coût au début des années 80 [5].

La première éolienne construite pour la production de l'énergie électrique était en 1891 par le fondateur Danois Poul LaCour [6]. Par la suite, les ingénieurs Danois ont surmonté les

lacunes d'énergie trouvées dans la conception du Poul LaCour et ce n'est qu'à partir des années 1941-1942 que les éoliennes ont pris des vraies évolutions avec des nouvelles conceptions qui se basent sur les profils aérodynamiques modernes [7]. Le tableau (1.1) présente un aperçu de quelques importantes éoliennes historiques.

Fondateur de la turbine	**Diamètre (m)**	**Puissance (KW)**	**Puissance spécifique (KW/m^2)**	**Nombre de pales**	**Hauteur du mat (m)**	**Date de mise en service**
Poul LaCour, Denmark	23	18	0.04	4	-	1891
Smith-Putnam, USA	53	1250	0.56	2	**34**	1941
F. L. Smidth, Denmark	17	50	0.21	3	**24**	1941
F. L. Smidth, Denmark	24	70	0.15	3	**24**	1942
Gedser, Denmark	24	200	0.44	3	**25**	1957
Hutter, Germany	34	100	0.11	2	**22**	1958

Tableau 1. 1: éoliennes historiques

3. Les aérogénérateurs

3.1. Principe de fonctionnement

Une éolienne (aérogénérateur) est tout simplement un dispositif capteur et convertisseur d'énergie, elle transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice.

La conversion éolienne se fait en deux étapes :

- au niveau de la turbine (rotor), qui extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique.
- au niveau de la génératrice, qui reçoit de l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique, transmise ensuite au réseau électrique. Le fonctionnement général est illustré par la Figure (1.2).

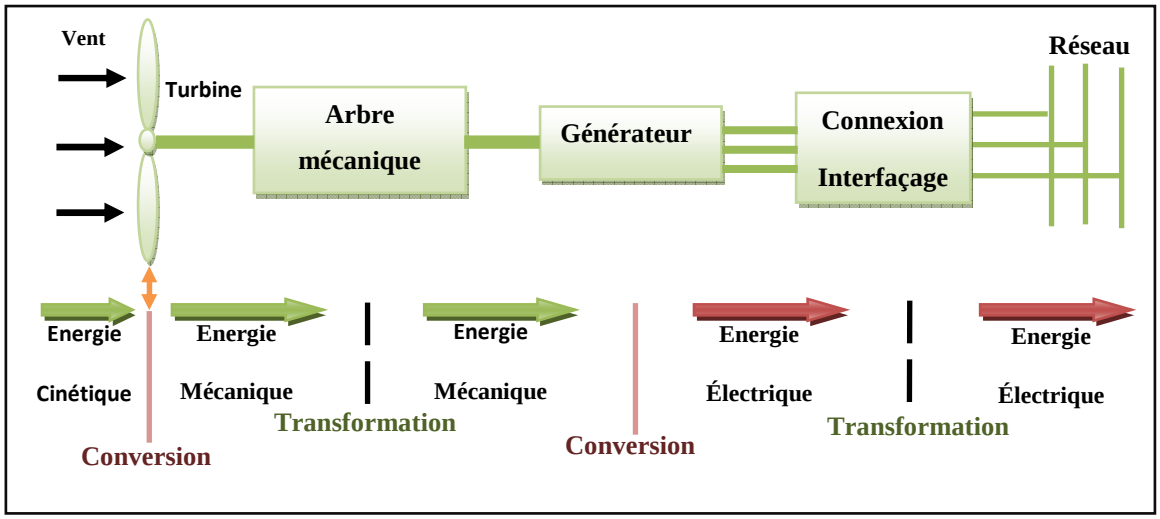


Figure 1.2: Principe de la conversion d'énergie éolienne

L'ensemble de la chaine de conversion fait appel à des domaines très divers et pose des problèmes aérodynamiques, mécaniques, électriques ou d'automatique.

Selon la puissance nominale délivrée, les éoliennes sont divisées en trois catégories [8] :

- éoliennes de petite puissance : inférieure à 40 kW ;
- éoliennes de moyenne puissance : de 40 kW à quelques centaines des kW ;
- éoliennes de grande puissance : supérieure ou égale à 1 MW.

3.2. Classification des éoliennes

Les turbines éoliennes sont classifiées selon leurs axe de rotation, on en distingue deux types : les éoliennes à axe vertical (en anglais VAWT : Vertical Axis Wind Turbine) et celles à axe horizontal (en anglais HAWT : Horizontal Axis Wind Turbine) [9] [10].

3.2.1. Eolienne à axe vertical

La technologie et l'architecture des éoliennes à axe vertical ne cessent de s'améliorer. Elles se présentent aujourd'hui sous différentes formes et restent marginales. La Figure 1.3 présente les principales technologies de ce type [11] [12].

	
a) éolienne de type Darrieus	**b) éolienne de type Darrieus**
	
c) éolienne de type Savoonius	**d) éolienne combinant les technologies Darrieus et Savonius**

Figure 1.3: technologies des éoliennes à axe vertical ; a) et b) deux éoliennes de type Darrieus, c) éolienne de type Savoonius, d) éolienne combinant les technologies Darrieus et Savonius

Le fonctionnement d'une éolienne Darrieus repose sur l'effet de portance d'un profil ou d'une aile soumise à la force d'un vent relatif, lequel va entraîner le profil ou l'aile dans un mouvement de rotation autour d'un axe vertical. L'éolienne Savonius comporte deux ou plusieurs godets ou profils demi-cylindriques, lesquels sont mis en rotation autour d'un axe vertical sous l'effet du vent.

Par la suite, à partir des années 1970, différents inventeurs ont modélisé des profils d'aile plus ou moins sophistiqués combinant les technologies Darrieus et Savonius [13].

Les avantages des éoliennes à axe vertical sont principalement :

- faible encombrement ;
- intégrable au bâtiment, esthétique ;
- démarre à de faibles vitesses de vent contrairement à l'éolienne de type Darrieus ;
- système peu bruyant ;
- pas de contraintes sur la direction du vent.

Toutefois, les éoliennes à axe vertical présentent plusieurs inconvénients parmi lesquels :

- des efforts importants (poussée transversale ou oblique) supportés par le roulement en pied de mât. Ces efforts sont atténués en plaçant des haubans en haut du mât qui vont par ailleurs accroitre la consommation d'espace au sol autour de la machine ;
- absence de couple de démarrage dans le cas de l'éolienne Darrieus;
- la difficulté de régulation aérodynamique en fonction de la vitesse du vent, du fait du profil non réglable du rotor en mouvement.

Dans ces conditions, le développement des éoliennes à axe vertical s'est limité jusqu'à présent à la fabrication de prototypes ou dans quelques rares opportunités à la fabrication en petite série de machines dont la puissance unitaire ne dépasse pas quelques dizaines de kW.
Le développement du petit éolien installé sur les bâtiments pourrait représenter un marché de niche et s'accompagner de la mise en œuvre d'éoliennes à axe vertical de faible puissance unitaire (de l'ordre du kW).

3.2.2. Eolienne à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal sont actuellement les plus utilisées. Elles sont basées sur le modèle des moulins à vent. On en trouve les turbines tripales et bipales qui tournent de façon aérodynamique. Il existe également des éoliennes horizontales mono pales mais celles-ci sont très rares. La Figure (1.4) montre quelques technologies de ces éoliennes.

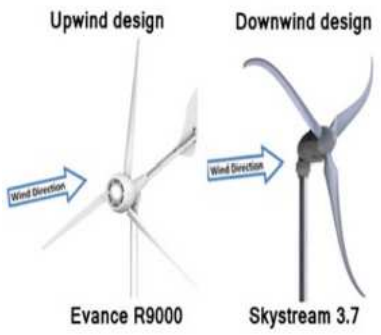
		
Upwind Evance R9000 5KW et Downwind Skystrem3.7 2.4KW	Gamesa tripale 2MW	Vergnet bipale 1MW

Figure 1.4: quelques technologies des éoliennes à axe horizontal

Le rendement des éoliennes à axe horizontal est supérieur à celui des éoliennes à axe vertical, en plus elles sont plus solides et coûtent moins cher à la fabrication [14].

Il existe deux sortes d'éoliennes à axe horizontal : les éoliennes "amont" et les éoliennes "aval". Dans le fonctionnement des éoliennes "amont", le vent souffle directement sur les pales de l'éolienne. Ce type de configuration requiert des pales rigides qui permettent de bien résister au vent car elles sont plus exposées. La majorité des grandes éoliennes dont la puissance dépasse les 1000kW fonctionnent selon ce principe.

Dans le fonctionnement des éoliennes à axe horizontal "aval", le vent souffle sur l'arrière des pales, cette configuration est plus utilisée pour les petites éoliennes de maison qui présentent des pales moins solides que celles des grandes éoliennes industrielles.

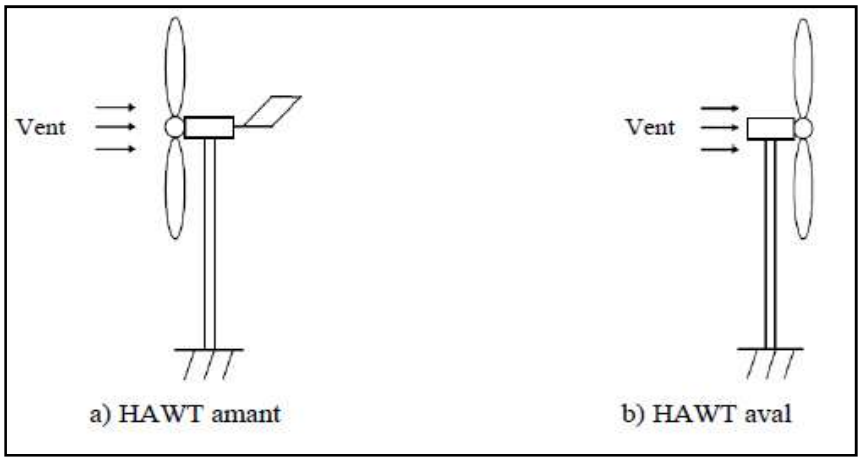


Figure 1.5: éoliennes à axe horizontal en amant et en aval

L'éolienne à axe horizontal présente des avantages principaux :

- coût limité,
- peu de contraintes mécaniques,
- grande efficacité.

L'éolienne à axe horizontal possède quelques inconvénients non négligeables :

- bruit conséquent,
- vibrations non négligeables,
- grande sensibilité au flux éolien et sa variation

3.3. Constitution d'une éolienne à axe horizontal

Dans l'industrie éolienne, l'éolienne (aérogénérateur) à axe horizontal est toujours la plus utilisée, On peut considérer trois composants essentiels dans une éolienne à axe horizontal, le rotor, la nacelle et la tour (le mat), comme l'illustre la figure 1.6 qui présente un schéma descriptif de la structure interne d'une turbine éolienne avec ces principaux éléments [15].

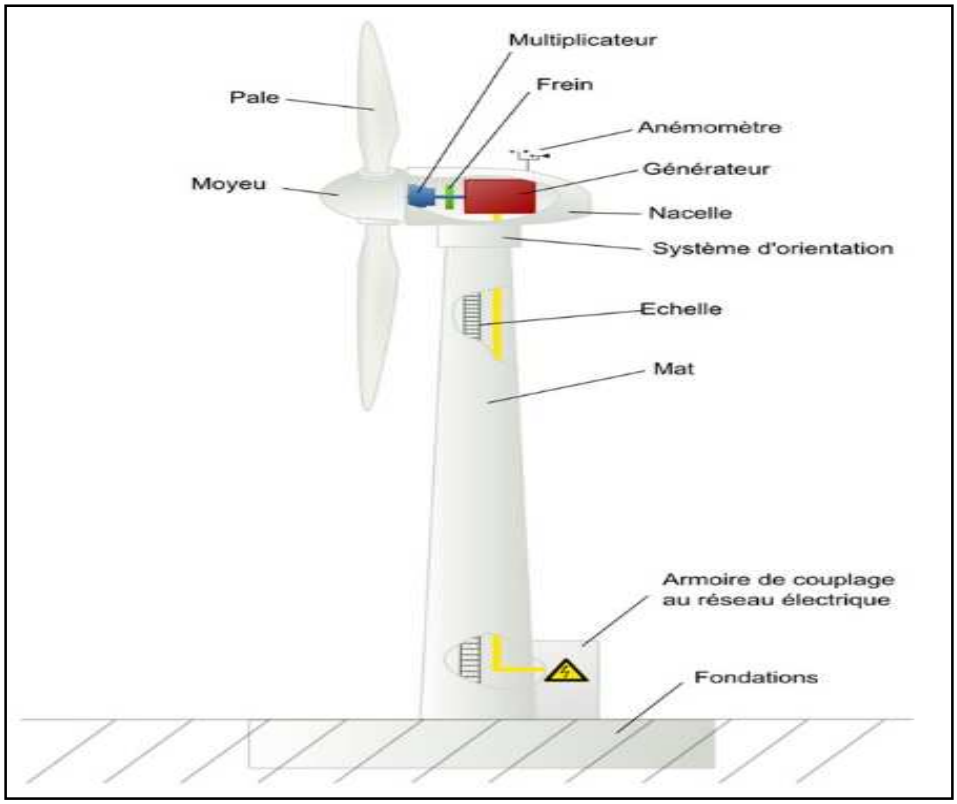


Figure 1.6: schéma descriptif d'une turbine éolienne de grande puissance

3.3.1. Le rotor

Formé par les pales assemblées dans leur moyeu. Pour les éoliennes destinées à la production de l'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3, le rotor tripale (concept danois) étant de loin le plus répandu car il représente un bon compromis entre le coût, le comportement vibratoire, la pollution visuelle et le bruit [16] [17].

3.3.2. La nacelle

Son rôle est d'abriter les composants transformant l'énergie mécanique en énergie électrique notamment le générateur. La nacelle regroupe toutes les parties mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbre, roulement, multiplicateur, frein à disque ainsi que différents freins aérodynamiques permettant d'arrêter le système en cas de surcharge **[16]**.

3.3.3. La tour

La tour ou le mât, est généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique qui doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. Toutefois, la quantité de matière mise en œuvre représente un coût non négligeable et le poids doit être limité. Un compromis consiste généralement à prendre un mât de taille très légèrement

supérieure au diamètre du rotor de l'aérogénérateur (exemple : éolienne NORDEX N90 2,3 MW : diamètre de 90m, mât de 80 m de hauteur [18]).

3.4. Les différentes technologies des éoliennes

Il existe essentiellement deux technologies d'éoliennes, celles dont la vitesse est fixe, appelées en anglais FSWT : Fixed Speed Wind Turbine et celles dont la vitesse est variable, VSWT : Variable Speed Wind Turbine. La partie suivante décrit d'une manière assez générale le fonctionnement de ces deux types [17].

3.4.1. Éolienne à vitesse fixe

Les turbines éoliennes installées au début des années 90 fonctionnaient à vitesse fixe. Par conséquent, le rotor du générateur éolien tourne à la même vitesse quelle que soit la vitesse du vent. La vitesse du rotor est déterminée par le rapport de déduction, la fréquence du réseau d'alimentation et la conception de la génératrice. L'architecture des éoliennes à vitesse fixe est composée d'une génératrice à induction (soit à cage d'écureuil ou bien à rotor bobiné) directement connecté au réseau, d'un démarreur progressif et d'une batterie de condensateurs pour compenser la puissance réactive.

Généralement, ce type d'éolienne est conçu pour atteindre une efficacité maximale à une vitesse de vent bien particulière. Dans la vision d'augmenter la production d'énergie, le générateur éolien dispose dans certains cas de deux ensembles d'enroulements : l'un est utilisé pour les faibles vitesses de vent (généralement 8 pôles) et l'autre à des vitesses de vent moyennes et élevées (généralement 4 à 6 pôles). En raison de fonctionnement à vitesse fixe, les fluctuations du vent sont en outre transmises sous forme de fluctuations du couple mécanique puis de fluctuations de la puissance électrique sur le réseau. Si le réseau électrique est pratiquement faible, ces fluctuations de puissance peuvent entraîner de fluctuations importantes de tension, qui, à leur tour, entraîneront des graves pertes de ligne [19] [20].

Cette technologie présente les avantages suivants :

- système électrique plus simple ;
- faible coût ;
- pas besoin de système électronique ;
- plus fiable (moins d'entretien).

Les inconvénients de ce type de technologie sont :

- la puissance extraite n'est pas optimisée

- le coût de maintenance essentiellement imputé au multiplicateur est élevé et la puissance réactive n'est pas contrôlée ;
- la connexion directe de la génératrice au réseau entraîne une très forte sensibilité lors de la présence de défaut sur celui-ci ;
- les variations du couple mécanique sont fréquentes puisque le système d'orientation des pales est souvent en action pour pallier les variations de la vitesse du vent. Ces variations de couple produisent de brusques variations du courant débité sur le réseau entraînant ainsi des perturbations.

3.4.2. Éolienne à vitesse variable

Au cours des dernières années, les turbines éoliennes à vitesse variable sont devenues le type dominant dans les installations des fermes éoliennes. Elles sont conçues pour atteindre une efficacité aérodynamique maximale sur une large gamme de vitesses de vent [21] [22]. Grâce au fonctionnement à vitesse variable, la vitesse de rotation des éoliennes Ω_t est devenue accessible à l'adaptation (accélération ou ralentissement) d'une façon continue par rapport à la vitesse du vent v. Par conséquent, on peut fixer le rapport de vitesse de pointe λ à une valeur prédéfinie qui correspond au coefficient de puissance maximale (λ_{opt}).

De cette façon et contrairement au système éolien à vitesse fixe, le couple générateur est maintenu presque constant pour le système éolien à vitesse variable. Les variations de la vitesse du vent sont par conséquent absorbées par les variations de la vitesse de la génératrice.

La Figure (1.7) représente la caractéristique en puissance d'une turbine éolienne. Comme le montre cette figure et pour maximiser la puissance mécanique générée, la vitesse de rotation de la génératrice doit être adaptée par rapport à la vitesse du vent, et ça se voit sur la courbe des maximas.

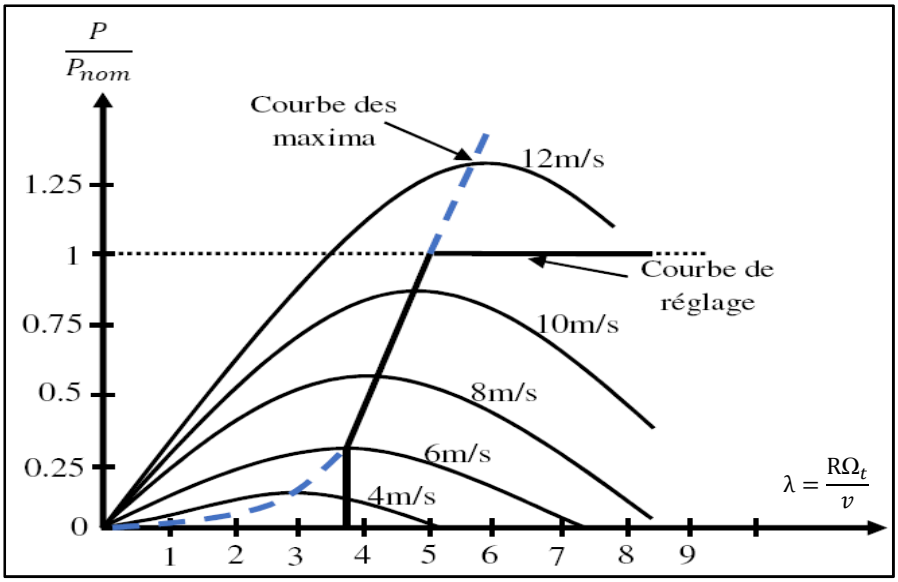


Figure 1.7: caractéristique de réglage de la vitesse de turbine

L'introduction de l'architecture des éoliennes à vitesse variable augmente les multiples choix de générateurs applicables, ce qui introduit forcement plusieurs degrés de liberté dans le choix du générateur avec les convertisseurs de puissances utilisés.

Les avantages de ce type d'éoliennes sont :

- une capture d'énergie accrue par rapport à celle à vitesse fixe;
- les contraintes mécaniques sont tellement réduites sur l'arbre de la turbine;
- la qualité de la puissance générée est considérablement meilleure;
- la plage de fonctionnement est plus large, notamment pour les faibles vitesses de vent;
- l'orientation des pales dans le cas des fortes fluctuations reste plus simple que les turbines à vitesse fixe;
- l'angle d'orientation des pales est fixe pour les faibles vitesses de vent;
- le bruit au moment du fonctionnement est tellement réduit par rapport au système à vitesse fixe;
- une meilleure intégration dans le réseau électrique.

L'éolienne à vitesse variable présente aussi quelques inconvénients présentés par :

- les pertes dans les composants de l'électronique de puissance;
- l'utilisation des composants supplémentaires par rapport au système à vitesse fixe;
- le coût devient plus important à cause des équipements utilisés.

3.4.3. L'intérêt de la vitesse variable

La caractéristique générale de la puissance convertie par une turbine éolienne en fonction de sa vitesse est représentée sur la Figure (1.8) [7] :

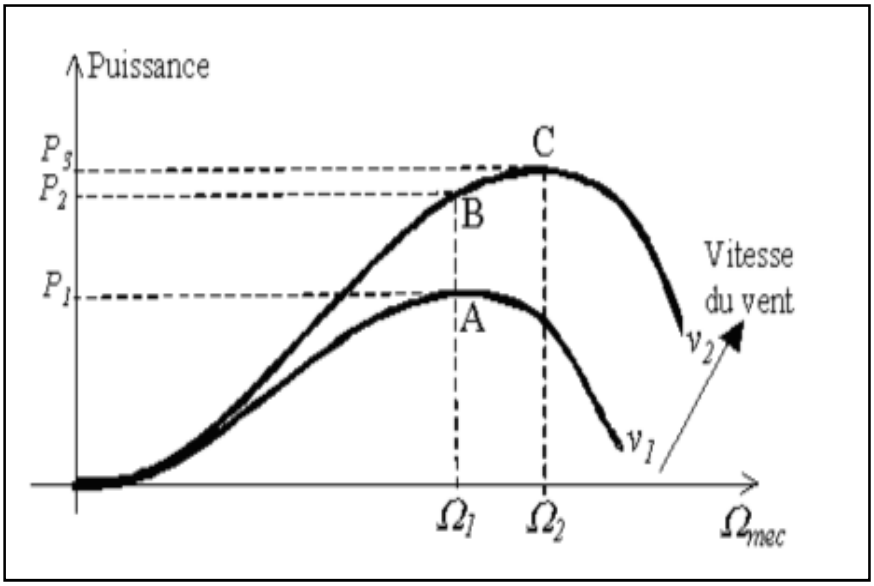


Figure 1.8: caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent

Pour une vitesse de vent v_1 et une vitesse mécanique de la génératrice Ω_1, on obtient une puissance nominale P_1(point A). Si la vitesse du vent passe de v_1 à v_2, et que la vitesse de la génératrice reste inchangée (cas d'une éolienne à vitesse fixe), la puissance P_2 se trouve sur la $2^{éme}$ caractéristique (point B). La puissance maximale se trouve sur cette caractéristique (point C).

Si on désire extraire la puissance maximale, il est nécessaire de fixer la vitesse de la génératrice à une vitesse supérieure Ω_2. Il faut donc rendre la vitesse mécanique variable en fonction de la vitesse du vent pour extraire le maximum de la puissance générée [23].

L'intérêt de la vitesse variable est montré par A. Miller dans [24], il propose un contrôle avec la machine asynchrone utilisant des convertisseurs standards. Les simulations montrent que l'ondulation de la puissance électrique est sensiblement réduite et que le fonctionnement est stable lorsque la vitesse du vent varie. Ce contrôle montre une augmentation de l'énergie totale générée, avec la comparaison d'autres systèmes à vitesse fixe.

À partir de ces caractéristiques, il apparaît clairement que si la génératrice est entrainée à une vitesse fixe les maximas théoriques des courbes de puissance ne seraient pas exploités. Pour cela, et afin de pouvoir optimiser le point de fonctionnement en terme de puissance extraite, il y a lieu de pouvoir ajuster la vitesse de rotation de l'arbre de la génératrice en fonction de la

vitesse du vent. Actuellement, les éoliennes de forte puissance, connectées aux réseaux de moyenne tension, fonctionnent sous vitesse variable.

4. Les types de génératrices éoliennes à vitesse variable

Les génératrices des éoliennes à vitesse variable sont divisées en trois types :

- la génératrice Asynchrone (GAS) avec deux convertisseurs et un multiplicateur de vitesse Figure (1.9) ;
- la génératrice Asynchrone Double Alimentation (GADA) Figure (1.10);
- la génératrice Synchrone (GS) avec et sans réducteur de vitesse Figure (1.11).

4.1. Système utilisant une génératrice asynchrone

L'éolienne dans cette configuration entraîne une génératrice asynchrone connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé sur le circuit statorique. Contrairement à une éolienne à vitesse fixe, les tensions et les fréquences à la sortie de la génératrice ne sont plus imposées par le réseau, ce qui permet de réguler la vitesse de l'éolienne. La commande de l'onduleur permet de garder constante la tension du bus continu [25].

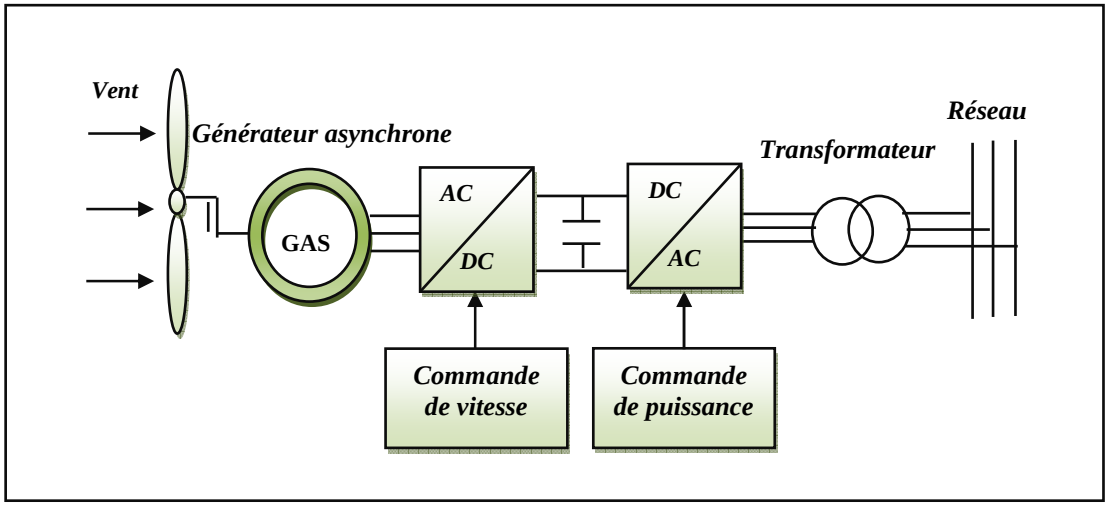


Figure 1.9: éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice asynchrone

Le tableau (1.2) représente les avantages et les inconvénients d'une éolienne à vitesse variable basée sur une GAS :

Les avantages	Les inconvénients
♦ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens.	♦ Electronique de puissance dimensionnée au moins à 100% de la puissance nominale.

Tableau 1. 2: avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse variable basée sur une GAS

4.2. Système utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation

La génératrice Asynchrone Doublement Alimentée (GADA) a suscité un intérêt particulier sur tout en tant que génératrice dans le domaine de l'énergie éolienne. En effet, à travers cette section la structure de cette génératrice, les différents modes de fonctionnement et les configurations les plus utilisés seront présentés [26]. Pour les éoliennes utilisant la GADA, le stator de celle-ci est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques (convertisseur côté GADA et convertisseur côté réseau), voir Figure (1.10).

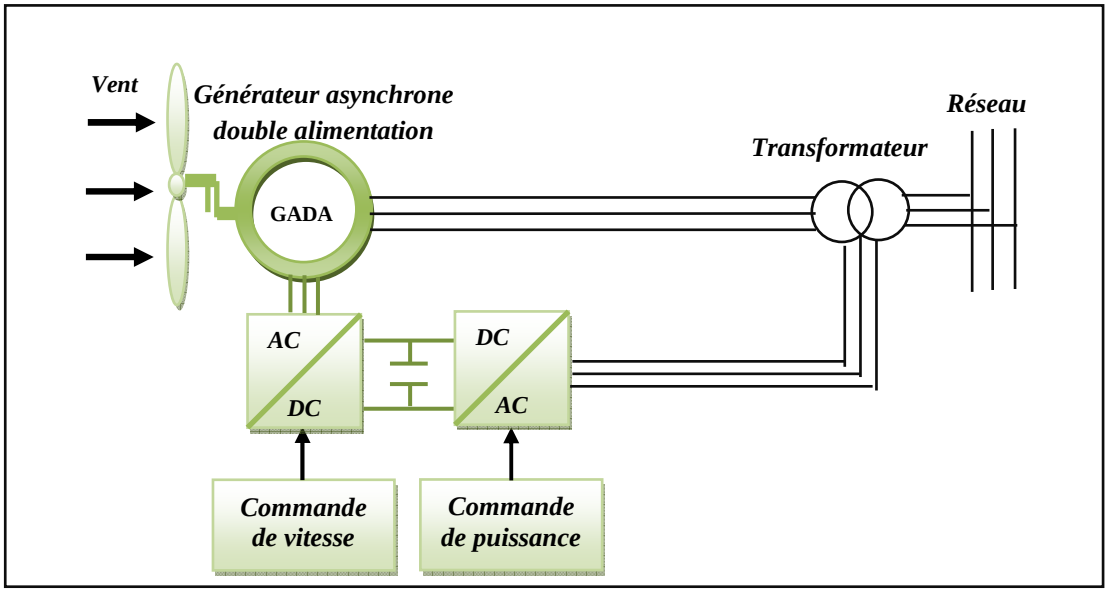


Figure 1.10: éolienne à vitesse variable basée sur une GADA

Le tableau (1.3) résume les avantages et les inconvénients d'une éolienne à vitesse variable basée sur une GADA.

Les avantages	Les inconvénients
♦ machine standard, ♦ fonctionnement à vitesse variable sur 30 à 40% de la plage de vitesse,	♦ Maintenance régulière de la boîte de vitesse, ♦ électronique de puissance coûteuse,

♦ optimisation de la puissance extraite, ♦ dimensionnement des convertisseurs statiques à 30% de la puissance nominale, ♦ connexion du générateur facile à gérer, ♦ une magnétisation de la machine gérée en cas de défaut sur le réseau.	♦ commande complexe, ♦ maintenance des contacts bagues-balais.

Tableau 1. 3: avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse variable basée sur une GADA

4.3. Système utilisant une génératrice synchrone

Les éoliennes basées sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné présentent l'inconvénient de nécessiter un système de bagues et de balais et un multiplicateur, induisant des coûts significatifs de maintenance en particulier pour les projets off-shore situés en milieu satin.

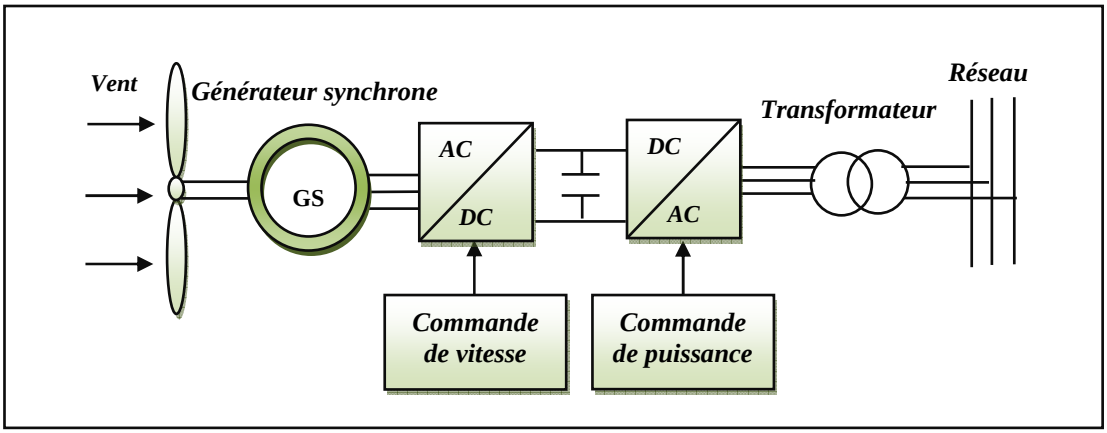
Dans le cas des entraînements directs (sans multiplicateur mécanique), on utilise des machines synchrones grâce à leurs performances, notamment en terme de couple massique, qui sont très intéressantes lorsqu'elles ont un très grand nombre de pôles. Leur fréquence étant incompatible avec celle du réseau, le convertisseur de fréquence s'impose naturellement. C'est pourquoi les machines à entraînement direct sont toutes à vitesse variable [26] [27].

Certains constructeurs ont développé des éoliennes basées sur des génératrices synchrones (GS) à grand nombre de paires de pôles et couplées directement à la turbine (figure 1.11 a), évitant ainsi le multiplicateur de vitesse, le système de bagues et de balais peut aussi être éliminé si la génératrice est équipée d'aimants permanents (GSAP) [28]. Cependant, l'augmentation du nombre de pôles implique une machine de très grand diamètre représentant un barrage important pour l'écoulement du vent [26].

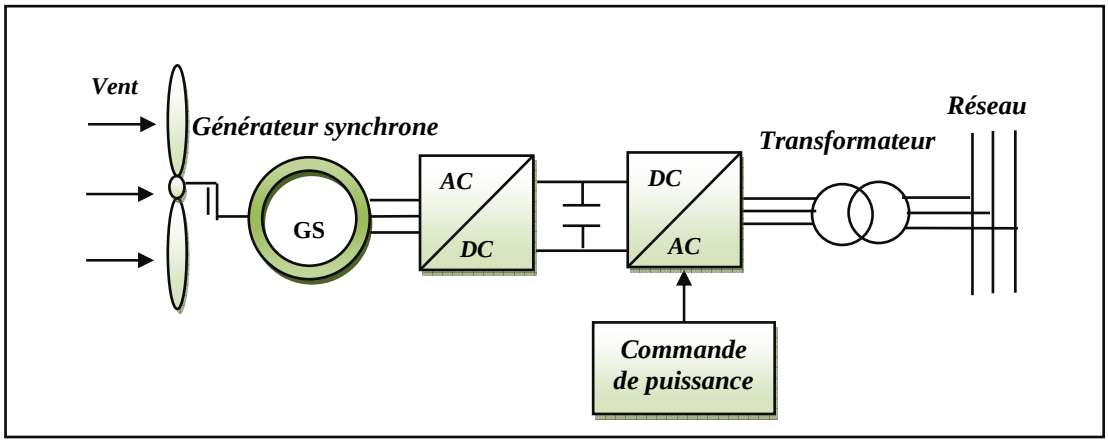
Les GSAP à entraînement direct sont encore peu nombreuses. Le principal fabricant est Enercon (plusieurs milliers de machines de 300 kW, 600 kW, 1 MW et 1.8 MW sont déjà en service). L'inducteur est bobiné, il nécessite un système bagues lisses-balais ou un système à diodes tournantes sans contact (comme dans les « alternateurs classiques » de production) pour amener le courant continu. Le courant d'excitation constitue un paramètre de réglage qui peut être utile pour l'optimisation énergétique, en plus du courant d'induit réglé par le MLI.

Pour des raisons de compacité et de rendement, des génératrices synchrones à aimants permanents apparaissent (Jeumont Industrie, 750 kW) et devraient prendre une place croissante dans les prochaines années (Figure 1.11.a). On trouve également des machines synchrones « rapides » associées à un multiplicateur de vitesse, comme chez le constructeur

Made (gamme au-delà de 800 kW). Ces machines fonctionnent à vitesse variable. Elles débitent sur un redresseur à diodes, puis la tension continue est convertie à travers un onduleur MLI pour être compatible avec le réseau comme le montre la Figure (1.11.b).



a) éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone directement couplée à la turbine



b) éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone couplée à la turbine via un multiplicateur et redresseur à diodes

Figure 1.11: éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone

Les avantages et les inconvénients d'une éolienne à vitesse variable basée sur une machine synchrone sont résumés dans le tableau suivant :

Les avantages	Les inconvénients
♦ fonctionnement à la vitesse variable sur toute la plage de vitesse, ♦ bonne optimisation de la puissance extraite pour le vent faible, ♦ connexion de la génératrice facile à gérer,	♦ dimensionnement des convertisseurs statiques selon la puissance nominale de la machine, ♦ électronique de puissance coûteuse. ♦ Diamètre du générateur plus grand.

♦ l'absence de la boîte de vitesse pour certains types.	

Tableau 1. 4: avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice synchrone

5. Les lois de commande

L'étude des lois de commande dans ce présent rapport de thèse est réservée à la machine synchrone à aimant permanent employée dans la chaine de conversion éolienne. Le choix du générateur n'est pas fortuit, il est porté sur autant d'avantages soit technologiquement ou bien économiquement qu'offre ce type de générateur comparé aux autres générateurs. Bien évidemment, la construction de la GSAP offre un rotor sans bobinage et par défaut sans excitation. Cela veut dire l'absence des balais et les contacts glissants nécessaires à l'excitation, et par conséquent, une maintenance réduite et une robustesse plus grande pour la machine.

Le plus important avantage des GSAP utilisés dans le domaine éolien se réside sur l'absence de la boite de vitesse pour certains types de générateurs possédants un nombre assez important des pôles. Cette topologie de la machine permet une variation de vitesse sur une plage de 100% de la vitesse nominale de rotation, et par conséquent, une maintenance réduite et un volume limité de l'éolienne [29], [30]. Ces divers avantages couvrent le cout élevé des aimants. Cependant, la commande de la GSAP n'est pas assez facile à cause de la non-linéarité du modèle réel [31]. Une brève description des commandes utilisées sera présentée par la suite dont leurs objectifs qui se résument en points suivants :

- surmonter le problème de la non-linéarité des machines ;
- assurer un découplage entre les grandeurs flux et couple de la machine afin de faciliter son contrôle ;
- accéder aux hautes performances des systèmes quel que soit les variations paramétriques et les perturbations des éléments du milieu extérieur ;
- fournir les résultats souhaités avec une dynamique assez rapide et une précision tellement suffisante.

5.1. Commande scalaire

La commande scalaire est la plus ancienne technique de commande, c'est l'une des premières commandes, développée pour la variation des machines à courant alternatif, elle est caractérisée par sa simple structure, basée sur le contrôle de flux statorique qu'il faut maintenir constant, et sa simplicité d'implantation.

Les stratégies de contrôle du flux peuvent être directes, ou indirectes. Dans le premier cas, elles nécessitent un régulateur de flux et donc un estimateur ou un observateur de ce dernier. De hautes performances statiques et dynamiques sont alors obtenues. La seconde stratégie n'utilise pas de régulateur de flux, elle consiste à maintenir le flux constant par l'intermédiaire d'une relation liant la pulsation (ω_s) et les grandeurs électriques de commande, V_s ou I_s de la machine [32] [33].

Pratiquement, cette commande est parfois suffisante, surtout dans le cas de charge à forte inertie, néanmoins sa performance se dégrade au fur et à mesure que la fréquence de l'alimentation diminue, en conséquence, la commande devient quasi inutilisable aux très basses vitesses, puisque des oscillations transitoires apparaissent dans le couple, et donc, la mesure où l'estimation des variables de commande devient médiocre.

L'avantage de cette commande est la simplicité d'implantation des lois statiques, mais son inconvénient majeur est sa limitation qui se manifeste par son instabilité dû principalement au non validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation.

5.2. Commande vectorielle

La commande vectorielle a été introduite par Blaschke en 1972 et développée par Hasse en 1979. L'objectif de cette commande est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique, [34], [35].

Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels [36]. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine [37], [38], [39].
La Figure (1.12) montre la structure de la commande vectorielle :

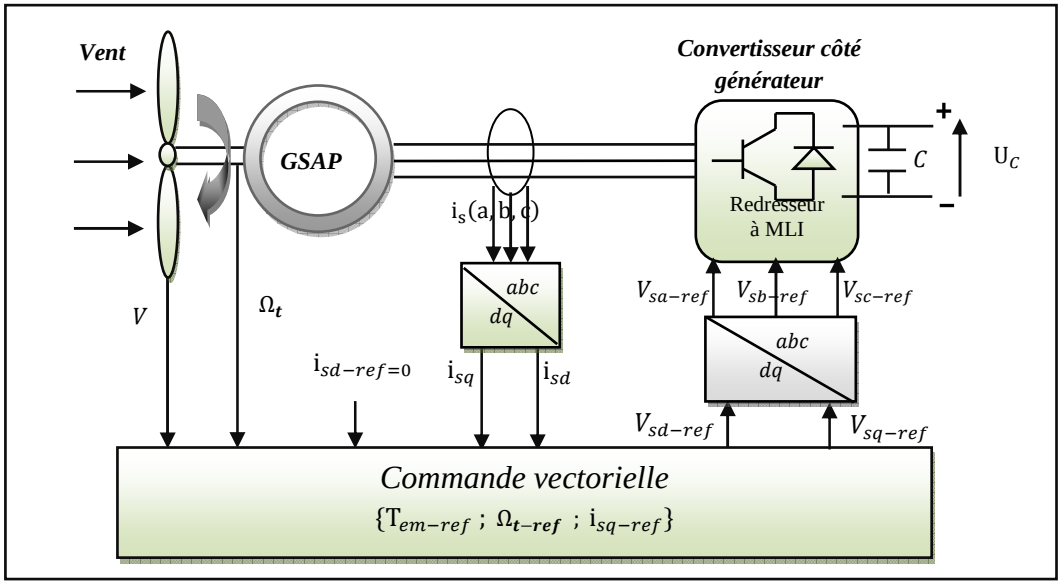


Figure 1.12: commande vectorielle de la GSAP

5.3. Commande directe

Dans les dernières années, d'autres commandes ont été proposées simples et rapides, telles que la commande DTC (Direct Torque Control) conçue par "Takahashi" [58] et la commande DPC (Direct Power Control) conçue par "Noguchi" en 1996 [60] utilisant la théorie de la puissance instantanée [61].

Ce type de commande est basé sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux convertisseurs. Les commutations du convertisseur sont directement générées en se basant sur les erreurs, entre les valeurs de référence et celles estimées du couple et du flux. Cette commande étant indépendante du modèle de la machine, elle n'utilise pas de boucles de régulation pour les courants et ne nécessite ni capteurs de vitesse ni transformations de coordonnées. Elle possède aussi l'avantage de la simplicité d'implémentation et de réalisation. Cependant, elle est sensible à la variation des paramètres.

En plus, les variations de la fréquence de commutation des convertisseurs provoquent d'importantes oscillations dans les courants et le couple ainsi qu'un bruit important pour les petites vitesses. Dans ce cas, les performances peuvent être complètement détériorées. Le contrôle DTC ou DPC reste plus simple, directe et efficace dans les deux régimes statique et dynamique. Cependant, les majeurs inconvénients des contrôles DTC et DPC se résident au niveau de fréquence de commutation variable et aussi au niveau des ondulations variables au moment du fonctionnement [62]. La conception du contrôle ainsi que la mise en œuvre de la

table de commutation restent une tâche qui n'est pas tellement facile, et surtout pour les convertisseurs de puissance à plusieurs niveaux.

5.4. Commande prédictive

La commande prédictive est une technique de contrôle avancée de l'automatique. Son objectif est de contrôler des systèmes industriels complexes. Le principe de ce contrôle est fondé sur le calcul du futur comportement du système en se basant sur le modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel, afin de pouvoir utiliser cette information pour calculer les valeurs optimales des paramètres de réglage. Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans les applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. L'application du modèle de contrôle prédictif (MPC : Model Predictive Control) dans le domaine des contrôles numériques a donné de bons résultats en termes de rapidité et précision.

Les différentes commandes citées ci-dessus (FOC, VOC, DTC et DPC) ne prennent pas en compte les modèles des systèmes et la nature discrète (non linéaire) des convertisseurs statiques de puissance, ce qui facilite la conception du contrôleur. Généralement, les variables de commande sont calculées sur la base d'une comparaison entre les références désirées des grandeurs et ses images mesurées via des capteurs (signaux de retour). Dans ce cas, le contrôleur commence à modifier les variables de la commande qu'après que l'erreur se soit produite. La commande prédictive du modèle prend en considération le modèle de système entier et peut prédire les différents paramètres de contrôle du système. De plus, le calcul des valeurs optimales des variables ne sont pas calculées sur la base de la comparaison entre les références désirées et les signaux de rétroaction (mesurées via des capteurs).

Plutôt, une fonction conçue de manière flexible (qui est également nommé fonction objective) est minimisée avec des comportements prédits du système tout en utilisant pleinement le modèle du système et les actions de contrôle passées sur un horizon de prédiction en recul [65,66]. Certainement, ce contrôle connu plus de liberté au moment du contrôle des systèmes, car les "comportements prévus" du système sont employés dans la phase de conception de contrôle/décision. De cette manière, l'utilisation d'une fonction objective qui recherche les cibles de contrôle rend la tâche plus simple (au moins à partir d'un niveau conceptuel) pour les systèmes plus complexes avec plusieurs cibles de contrôle. Ce type de contrôle connue aussi des inconvénients au niveau du calcul pour les systèmes multi-niveaux et multi-phases [65,66]. Bien entendu, la commande MPC qui ait été utilisé avec succès dans les années 70 pour certaines applications à constante de temps longue (l'industrie pétrochimique), ne connait

son vrai développement qu'à l'entrée des solutions de traitement rapide du signal numérique (DSP) et le développement de matrices de portes programmables (FPGA). Avec le progrès de la technologie de traitement numérique, la commande MPC a pu intégrer le domaine de l'industrie de processus dynamiques rapides tels que l'électronique de puissance et les entraînements des systèmes électromécaniques [40], [41]. Un autre souci dans l'application de ce type de contrôle se réside sur la fréquence de commutation variable, donc le spectre harmonique répandu est toujours un problème posé. La robustesse aux variations des paramètres du système est une autre préoccupation, car il s'agit d'une technique entièrement basée sur un modèle. Cependant, cette stratégie de contrôle atteint des performances de contrôle prometteuses avec beaucoup moins d'efforts de conception et de réglage pour la plupart des systèmes.

5.5. Commande non linéaire

Parmi les techniques de commande appliquées aux machines synchrones à aimants permanents, la commande non linéaire dite linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire, pour tenter de retrouver les performances optimales des machines à courant continu. On cherche donc à obtenir une commande découplée pour réguler le flux dans la machine et le couple électromagnétique qu'elle développe indépendamment l'un de l'autre. La commande linéarisante entrée-sortie par retour d'état a été introduite depuis les années 80 et elle a été utilisée pour la commande des systèmes non linéaires. Parmi les techniques de la commande non linéaire appliquées au domaine de la commande des machines électriques, la linéarisation entrée - sortie par retour d'état, basée sur la Géométrie Différentielle (dérivée de Lie) afin de l'appliquer sur la machine synchrone [42]. Le but de cette technique est de transformer le système multi entrées-sorties non linéaire en une chaîne de systèmes linéaires et découplés, en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie [43]. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires, qui se résume en un placement de pôle pour assurer le bon suivi des trajectoires de références [44].

La commande non-linéaire a été introduite en 1983 par Filless et Kupka, et présentée dans sa forme actuelle en temps continu par Isidori 1989, Grâce aux intéressants travaux développés par A.Isidori, B.Charlet, R. Marino, les théories de bases de la commande linéarisante entrée-sortie par retour d'état ont été mises en évidence. Bien que la théorie de la commande non linéaire soit ancienne, sa complexité ne la permet d'être appliquée que ces dernières années avec la disponibilité des calculateurs numériques puissants [43].

Plusieurs chercheurs travaillent sur cette technique dont le but est d'optimiser ses caractéristiques dynamiques surtout vis-à-vis le changement des paramètres, et aussi de réaliser une commande non linéaire sans capteur mécanique. Dans la référence [45] la commande non linéaire d'une machine synchrone sans capteurs mécaniques de vitesse, et couple de charge pour une machine synchrone alimentée par un onduleur de tension commandé par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI 'sinus-triangle'). Le filtre de Kalman étendu est utilisé pour l'estimation de la vitesse et du couple résistant. Les auteurs dans [46] proposent une commande non linéaire pour étudier la stabilité flux/couple électromagnétique par utilisation du logiciel de simulation MATLAB/GUI.

La commande non linéaire présente l'avantage de pouvoir commander séparément les courants et le couple. Avec cette technique de commande, le modèle du moteur est décomposé en deux sous-systèmes linéaires mono variables indépendantes. Chaque sous-système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, courant etc.). La dynamique du système linéarisé est choisie par une imposition optimale des pôles [47].

Le problème de la variation des paramètres reste l'inconvénient majeur de cette technique, surtout la résistance statorique qui peut varier avec la température, intervient directement sur les performances de régulation de vitesse ou de la position. C'est pourquoi les travaux de recherches ont été orientés vers le développement des commandes adaptatives.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit d'une manière détaillée la chaine de conversion de l'énergie éolienne partant du principe de fonctionnement d'un éolien jusqu'aux différentes technologies d'éoliennes. Nous avons aussi abordé les différents types des génératrices éoliennes à vitesse variable. La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à une synthèse des lois de commande employées dans les systèmes éoliens afin de contrôler l'échange de puissance entre la génératrice électrique et le réseau auquel il est connecté.

Le chapitre suivant est consacré à la modélisation des différents éléments du système de conversion d'énergie éolienne à base de GSAP, ainsi qu'au contrôle de la turbine.

CHAPITRE 2 :MODELISATION DU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE A BASE DE GSAP

1. Introduction ---- 26
2. Présentation du système de conversion d'énergie éolienne ---- 27
3. Conversion d'énergie cinétique en énergie mécanique ---- 28
   3.1. Puissance cinétique ---- 28
   3.2. Loi de Betz ---- 29
   3.3. Vitesse spécifique (Tip-Speed Ratio) ---- 30
   3.4. Coefficient de puissance ---- 30
   3.5. Coefficient du couple (Torque coefficient) ---- 32
4. Modélisation de la turbine éolienne ---- 33
   4.1. Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine ---- 33
   4.2. Modèle du multiplicateur de vitesse ---- 34
   4.3. Equation dynamique de l'arbre de transmission ---- 35
5. Commande MPPT ---- 36
   5.1. Fonctionnement d'une éolienne ---- 36
   5.2. Stratégie de MPPT ---- 36
      5.2.1. Algorithme MPPT sans asservissement de vitesse mécanique ---- 37
      5.2.2. Algorithme MPPT avec asservissement de vitesse mécanique ---- 39
         a) Correcteur PI à avance de phase ---- 40
         b) Correcteur PI standard ---- 41
      5.2.3. Résultats de simulation des algorithmes MPPT ---- 43
      5.2.4. Résultats de MPPT sans asservissement de vitesse ---- 43
      5.2.5. Résultats de MPPT avec asservissement de vitesse ---- 44
6. Génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) ---- 46
   6.1. Présentation de la GSAP ---- 46
   6.2. Principe de fonctionnement ---- 46
   6.3. Modélisation de la GSAP ---- 47
      6.3.1. Hypothèses de la modélisation ---- 47
      6.3.2. Modélisation électrique dans le repère triphasé ---- 47
      6.3.3. Modélisation dans le repère de Park (d, q) ---- 49
      6.3.4. Equations magnétiques ---- 51
      6.3.5. Expression du puissance et couple électromagnétique : ---- 51
      6.3.6. Equations mécaniques ---- 51
7. Modélisation de bus continu : ---- 52
8. Modélisation des convertisseurs statiques ---- 52
9. Conclusion ---- 55

1. Introduction

Le système de conversion de l'énergie éolienne à vitesse variable, basée sur une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), est très complexe.

Ce système dépend de plusieurs facteurs, tel que la vitesse du vent ainsi que les caractéristiques de la turbine. Il est donc nécessaire de modéliser les différents éléments de ce système afin de contrôler les performances et satisfaire les caractéristiques opérationnelles voulues.

Pour simplifier l'étude de l'ensemble, nous allons décomposer le système en un ensemble de sous-systèmes.

Ainsi, ce chapitre est divisé en plusieurs parties :

- la première partie est consacrée à la modélisation du système de conversion d'énergie cinétique-mécanique,
- la deuxième partie, nous allons proposer les algorithmes d'optimisation de la puissance extraite du vent quel que soit la vitesse du vent. Nous allons traiter deux méthodes de régulation de vitesse de rotation de la turbine utilisant un régulateur PI,
- dans la troisième partie est destinée à la modélisation du système de conversion mécanique-électrique (GSAP),
- la quatrième partie présente la modélisation du convertisseur de puissance associé à la GSAP.

Ce chapitre est couronné par des simulations sous MATLAB/SIMULINK permettant d'évaluer et de valider l'ensemble du système

2. Présentation du système de conversion d'énergie éolienne

Le système de conversion d'énergie éolienne (Figure 2.1) est constitué :

- d'une turbine à vitesse variable, couplée directement à une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP),
- d'un bus continu (DC),
- de deux convertisseurs statiques triphasés commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI),
- d'un filtre triphasé ainsi que d'un réseau électrique.

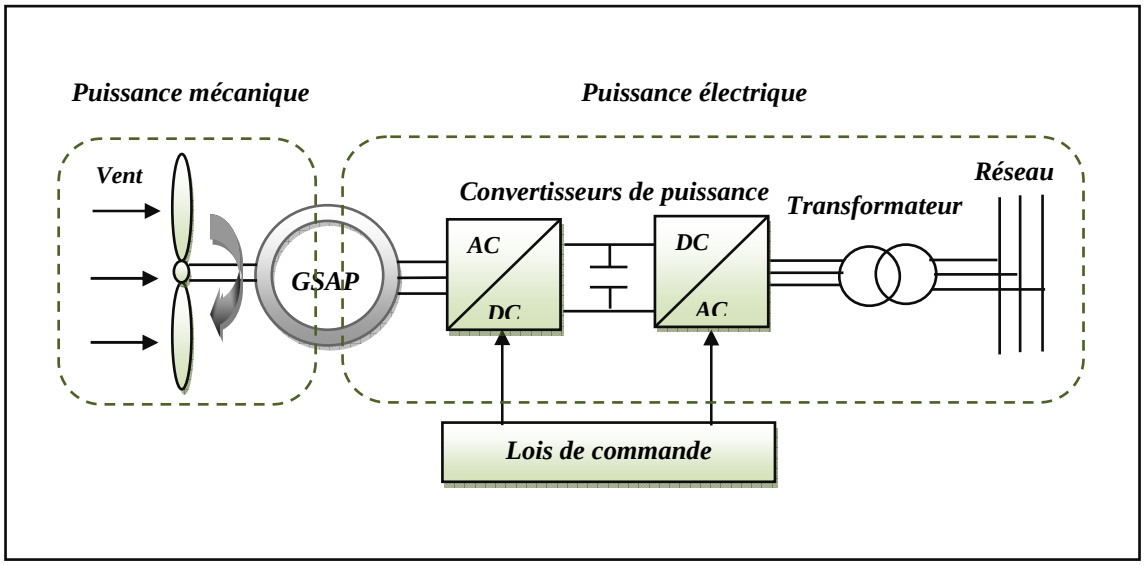


Figure 2. 1: schéma synoptique du système de conversion d'énergie éolienne

3. Conversion d'énergie cinétique en énergie mécanique

3.1. Puissance cinétique

La turbine éolienne est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent, en énergie mécanique [48], [28].

L'énergie cinétique d'une colonne d'air de longueur dx, de section S, de masse volumique ρ, animée d'une vitesse v (Figure 2.2), s'écrit :

$$dE_c = \frac{1}{2}\rho S\, d_x v^2 \qquad (2.1)$$

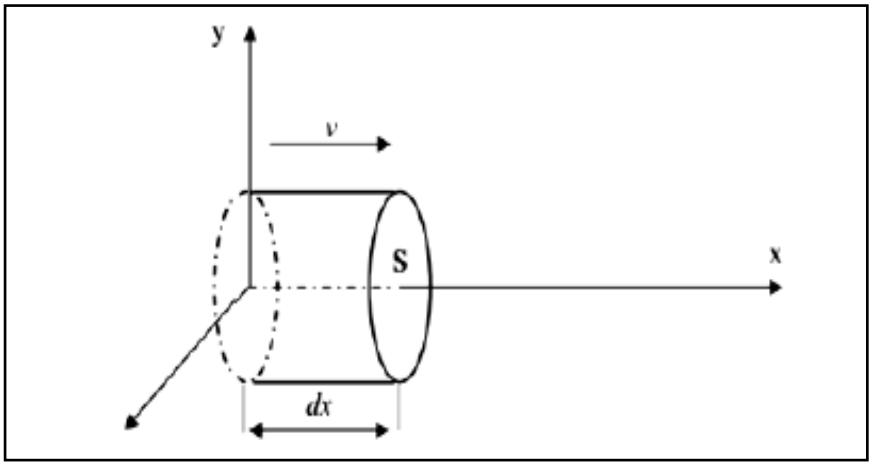


Figure 2. 2: colonne d'air animée d'une vitesse v

La puissance P_m extraite du volume d'air en mouvement est la dérivée de l'énergie cinétique par rapport au temps [48].

En supposant $dx = vdt$, on déduit l'expression de P_m:

$$P_m = \frac{dE_c}{\mathrm{dt}} = \frac{1}{2}\rho S\, v^3 \qquad (2.2)$$

Où :

S : la surface d'aire balayée par les pales (m2).

ρ : masse volumique de l'air(en Kg/m3)en général elle est égale 1.225kg/m3 à la pression atmosphérique à15^o C.

v : vitesse du vent (en m/s).

E_c : en joule.

3.2. Loi de Betz

La loi de Betz détermine qu'une éolienne ne pourra jamais convertir en énergie mécanique plus de 16/27 (ou 59%) de l'énergie cinétique contenue dans le vent.

La théorie globale d'un éolien à axe horizontal a été établie par le savant Allemand Albert Betz dans les années 1920.

Betz suppose que l'éolien est placé dans un air animé à l'infini en amont d'une vitesse v_1 et à l'infini en aval d'une vitesse v_2 (Figure 3.2).

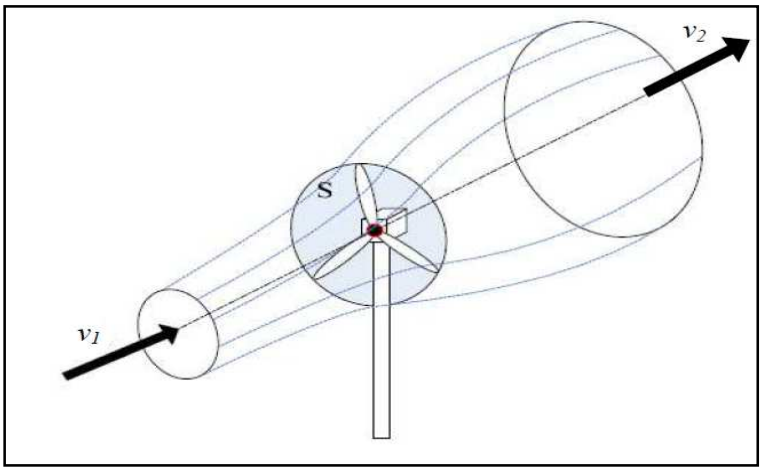


Figure 2. 3: déplacement du vent dans une éolienne à axe horizontal

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor des pales est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne v_1 et la vitesse du vent après passage à travers le rotor v_2 soit $\frac{v1+v2}{2}$, la masse d'air en mouvement traversant ce tube en une seconde est donnée par le produit de la densité d'air, la surface et la vitesse moyenne [49], [48].

$$m = \frac{1}{2}\,\rho S\,(v1 + v2) \qquad (2.3)$$

La puissance extraite s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent (seconde loi de Newton) :

$$P_m = \frac{1}{2} m \, (v_1^2 - v_2^2) \tag{2.4}$$

En remplaçant m par son expression dans l'équation (4):

$$P_m = \frac{1}{4} \rho S \, (v1 + v2)(v_1^2 - v_2^2) \tag{2.5}$$

La puissance totale théoriquement disponible sur la surface S est extraite sans diminution de vitesse de vent en mettant $v2$=0, et $v1$= v dans l'expression (2.5) :

$$P_{vent} = \frac{1}{4} \rho S . v^3 \tag{2.6}$$

3.3. Vitesse spécifique (Tip-Speed Ratio)

La vitesse spécifique λ est définie comme étant le rapport de la vitesse linéaire en bout de pales de la turbine sur la vitesse instantanée de vent v (figure 2.4), elle est donnée par l'expression suivante [48], [50], [51] :

$$\lambda = \frac{Vitesse\ de\ pointe\ de\ pale}{Vitesse\ du\ vent} = \frac{\Omega_t R}{v} \tag{2.7}$$

Où :

- R : rayon de la surface balayée en m.
- v : vitesse du vent en m/s.
- Ω_t : vitesse de rotation avant multiplicateur en rad/s.

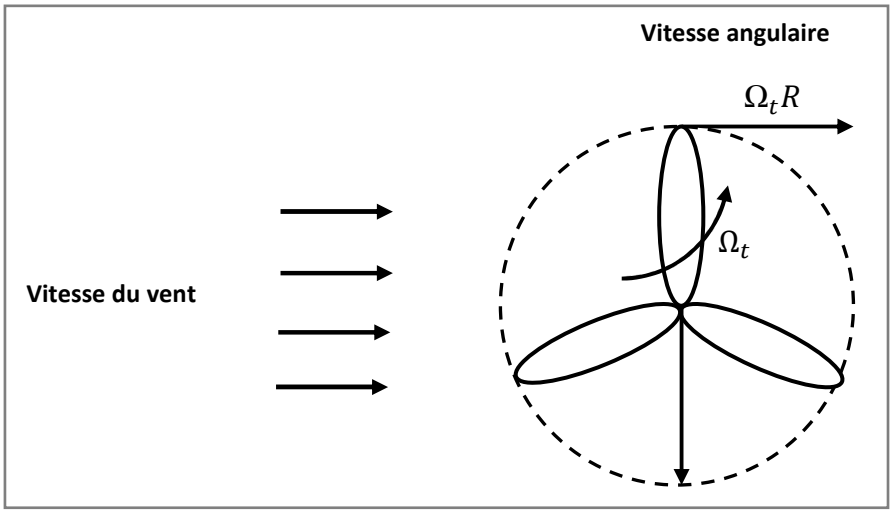


Figure 2. 4: vitesse du vent v et vitesse tangentielle Ω_t R

3.4. Coefficient de puissance

Le coefficient de puissance, est défini comme étant, le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible [51], [52].

$$C_p = \frac{P_m}{P_{vent}} \tag{2.8}$$

Le coefficient de puissance C_p exprime l'efficacité de la turbine dans la transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique Le coefficient C_p se présente sous la forme d'une fonction non linéaire de la vitesse spécifique λ et de l'angle de calage β.

Selon la loi de Betz, une éolienne ne pourra jamais récupérer la puissance totale fournie par le vent, elle ne peut convertir que 59% de cette dernière (Figure 2.5) :

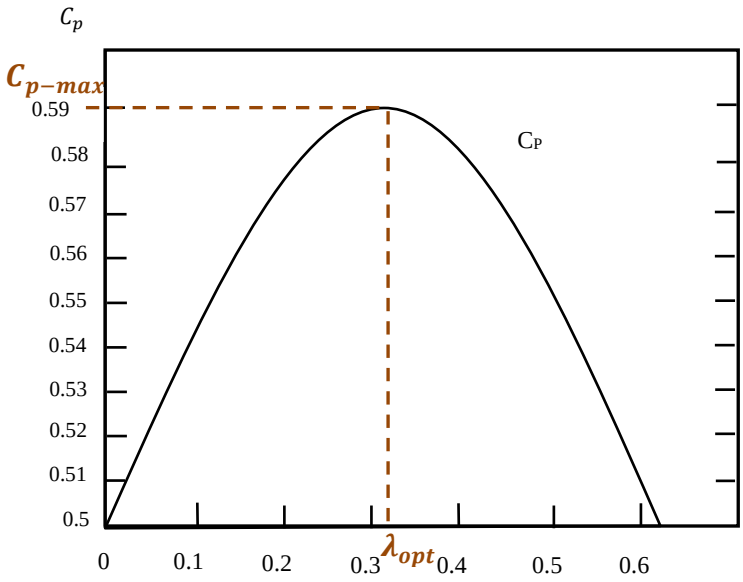


Figure 2. 5: interpolation du facteur de puissance

La valeur maximale théorique du coefficient de puissance $C_{p\text{-}max}$ est donnée par la limite de Betz :

$$C_{p-max} = \frac{16}{27} = 0.5925 \tag{2.9}$$

C_{p-max} étant la valeur maximale que peut prendre le coefficient de puissanceC_p. Cette valeur est associée à une vitesse spécifique nominale λ_{opt}pour la quelle la turbine a été dimensionnée suivant une vitesse de vent nominale $V_n$et une vitesse de rotation nominale Ω_{tn}[48].

Donc, la limite de Betz caractérise l'aptitude de l'aérogénérateur à capter de l'énergie éolienne.

La puissance correspondante est donc donnée par :

$$P_{eol} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta)\, \rho S\, v^3 \tag{2.10}$$

Avec : $C_p = C_p(\lambda, \beta)$ la puissance théorique maximale pouvant être recueillie par une éolienne est calculée par la limite de Betz :

$$P_{eol}^{max} = 0.5925 \,.\, P_{vent} = \frac{1}{2} C_{p-max}(\lambda, \beta) \rho S \, v^3 \qquad (2.11)$$

Avec : $S = \pi.R^2$

On peut trouver dans la littérature des équations empiriques et non linéaires du coefficient de puissance qui modélisent sa variation par rapport à la vitesse spécifique et l'angle de calage des pâles, [53], [54], [55], [17].

La formule utilisée dans cette étude est la suivante :

$$\begin{cases} C_p(\lambda, \beta) = \left(0.59.\left(\frac{116}{A} - 0.4\beta - 5\right)e^{\frac{21}{A}}\right) + 0.0085\lambda \\ \frac{1}{A} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \end{cases} \qquad (2.12)$$

La figure 2.6 illustre les courbes de coefficient de puissance d'une éolienne en fonction du ratio de la vitesse spécifique et de l'angle d'orientation de la pale [56] :

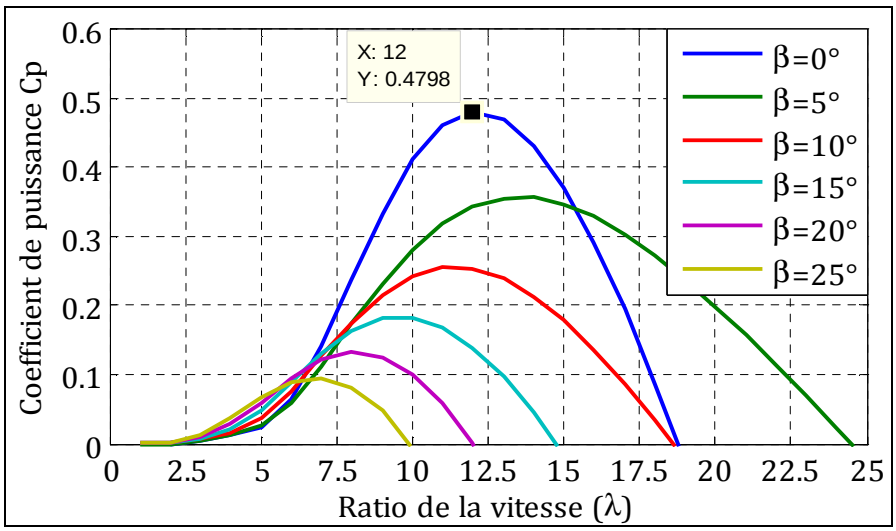


Figure 2. 6: courbe de coefficient de puissance pour plusieurs angles de calage

La Figure 2.6 montre que pour $\lambda = 0$ la turbine est à l'arrêt (Ω=0 selon l'équation 2.7). Par conséquent, la puissance de la turbine est nulle puisque $P_{eol} = T_{eol}\Omega_t$.

Le coefficient de puissance C_p augmente quand la vitesse de rotation augmente jusqu'à une valeur maximale nommé C_{p-max} qui correspond à une valeur optimale de la vitesse de pointe λ_{opt}.

3.5. Coefficient du couple (Torque coefficient)

Le coefficient du couple T_{eol} est assez proche du coefficient de puissance C_p. Il est fort utile afin d'estimer la valeur des couples pour différents points de fonctionnement notamment à vitesse de rotation Ω_t nulle. En effet, à rotor bloqué, il y a bien un couple sur l'arbre dû à la

force du vent sur les pales mais la puissance est nulle, ce qui correspond à une valeur de C_p nulle pour une valeur de C_{eol} non nulle.

D'après les relations (7) et (10), le couple de la turbine éolienne T_{eol} peut être déterminé par la formule suivante :

$$T_{eol} = \frac{P_{eol}}{\Omega_t} = \frac{1}{2}.\frac{C_p(\lambda).\rho.S.R^3}{\lambda^3}.{\Omega_t}^2 \qquad (2.13)$$

Ainsi, la valeur du coefficient de couple C_{eol}est déterminée par la formule suivante :

$$C_{eol} = \frac{C_p}{\lambda} = \frac{2\,T_{eol}}{\rho\,S\,R\,v^2} \qquad (2.14)$$

4. Modélisation de la turbine éolienne

4.1. Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine

La partie mécanique de la turbine éolienne qui sera étudiée, est composée de trois pales identiques et orientables avec une longueur R, fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse Ω_t et relié à un multiplicateur de gain G entraînant une génératrice électrique comme indiqué dans la figure 2.7.

Dans notre cas, le gain de multiplicateur G=1, donc l'arbre de la turbine relié directement à la génératrice.

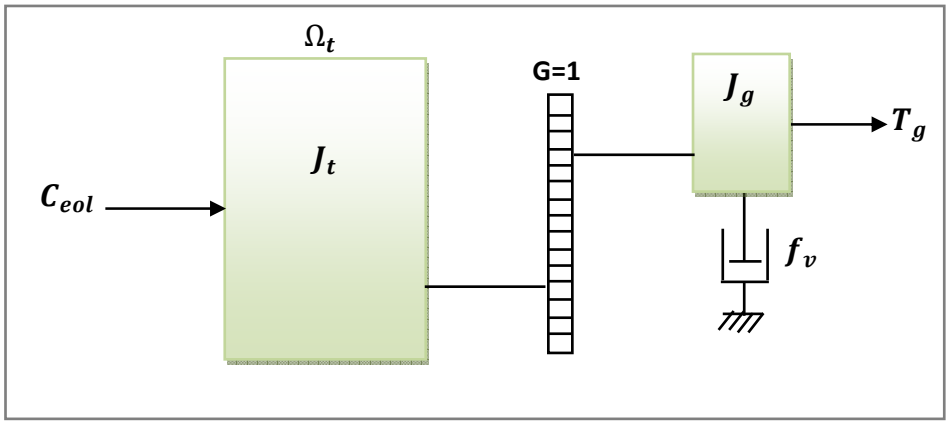


Figure 2. 7: modèle mécanique de la turbine éolienne

Avec :

J_t: le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des 3 pales de l'éolienne,

J_g: le moment d'inertie de la génératrice,

f_v: le coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,

T_g : le couple mécanique sur l'arbre de la génératrice après multiplicateur,

Ω_g : la vitesse de rotation de la génératrice.

G : le gain du multiplicateur de vitesse.

Afin de modéliser la turbine, nous nous appuierons sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont les plus couramment considérées. Ainsi nous supposerons que [57] :

- les trois pales sont considérées de conception identique et possèdent donc la même inertie, la même élasticité et le même coefficient de frottement par rapport à l'air ;
- les trois pales sont orientables et présentent toutes un même coefficient de frottement par rapport au support ;
- la répartition de la vitesse du vent est uniforme sur toutes les pales, et donc une égalité de toutes les forces de poussée ;
- le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air est négligeable ;
- la vitesse de la turbine étant très faible, donc les pertes par frottement de la turbine sont négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté de la génératrice.

4.2. Modèle du multiplicateur de vitesse

Le multiplicateur est un dispositif de liaison entre la turbine et le générateur. Il est supposé rigide et défini par un simple gain G. Les pertes énergétiques dans le multiplicateur sont considérées nulles. Le multiplicateur adapte la vitesse de la turbine à celle du générateur comme suit :

$$\Omega_t = G\Omega \tag{2.16}$$

Le couple mécanique sur l'arbre du générateur est défini comme étant le rapport entre le couple mécanique de la turbine éolienne et le gain du multiplicateur :

$$T_g = \frac{1}{G} T_{eol} \tag{2.17}$$

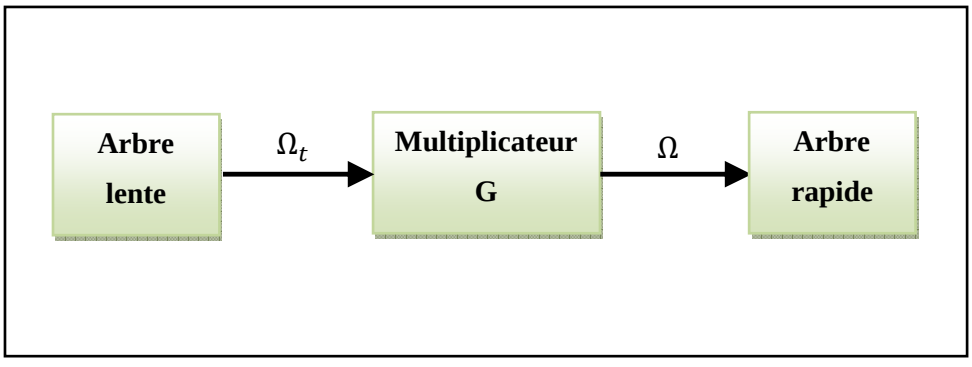


Figure 2. 8: modèle du multiplicateur

Dans notre étude, nous supposons que le rapport de multiplicateur G=1, donc la turbine est liée directement au générateur, ainsi :

$$\begin{cases} \Omega_t = \Omega \\ T_g = T_{eol} \end{cases} \tag{2.18}$$

4.3. Equation dynamique de l'arbre de transmission

Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale J réunissant l'inertie de la turbine Jtet l'inertie de la génératrice J_g :

$$J = J_t + J_g \tag{2.19}$$

La turbine éolienne entraine la génératrice au-travers de son arbre mécanique. Si on néglige les pertes d'accouplement machine-turbine [50], on peut déduire l'équation de mouvement mécanique qui régit le système comme suit :

$$T_{eol} - T_{em} = J.\frac{d\Omega}{dt} + f_c.\Omega_t \tag{2.20}$$

Avec :

T_{eol}: Le couple mécanique de la turbine (en N.m)

T_{em}: Le couple électromagnétique de la GSAP (en N.m)

J: représente le moment d'inertie total du système turbine + génératrice (en Kg.m^2)

f_c: représente la somme des forces de frottement (en N)

Ω_t: représente la vitesse de l'ensemble turbine-génératrice (rad.s^{-1})

D'autre part, le schéma bloc de la turbine éolienne peut être modélisé à partir des équations (2.7), (2.12), (2.13) et (2.20) qui rassemblent à la fois les modélisations aérodynamique et mécaniques de l'éolienne. La vitesse de rotation angulaire est contrôlée soit par l'angle d'inclinaison β, soit par le réglage du couple électromagnétique de la génératrice T_{em} comme montre la Figure (2.10) où la vitesse du vent se considère comme entrée perturbatrice du système aérodynamique.

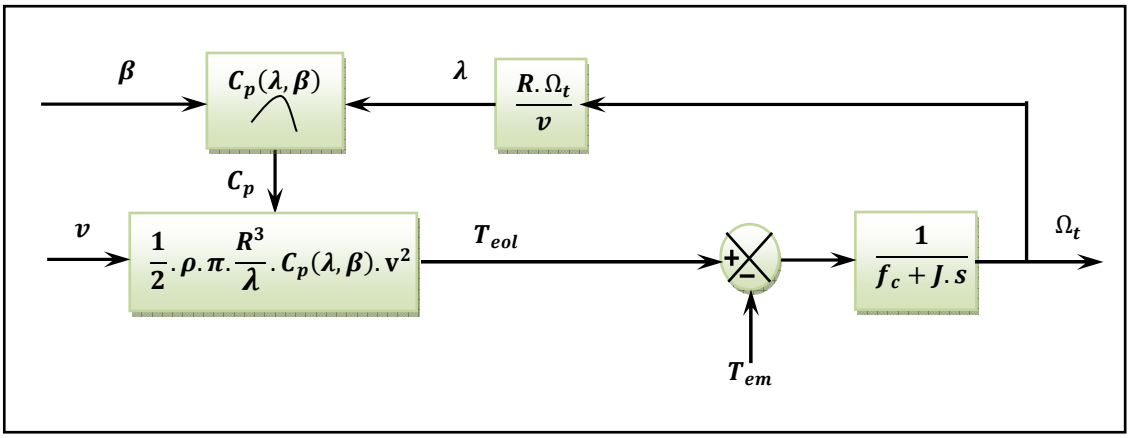


Figure 2. 9: schéma bloc du modèle de la turbine éolienne

5. Commande MPPT

5.1. Fonctionnement d'une éolienne

Pour extraire de manière efficace la puissance du vent, tout en maintenant en sécurité le régime, l'éolienne doit être exploitée selon les 3 zones. La figure 2.10 illustre les trois zones de fonctionnement.

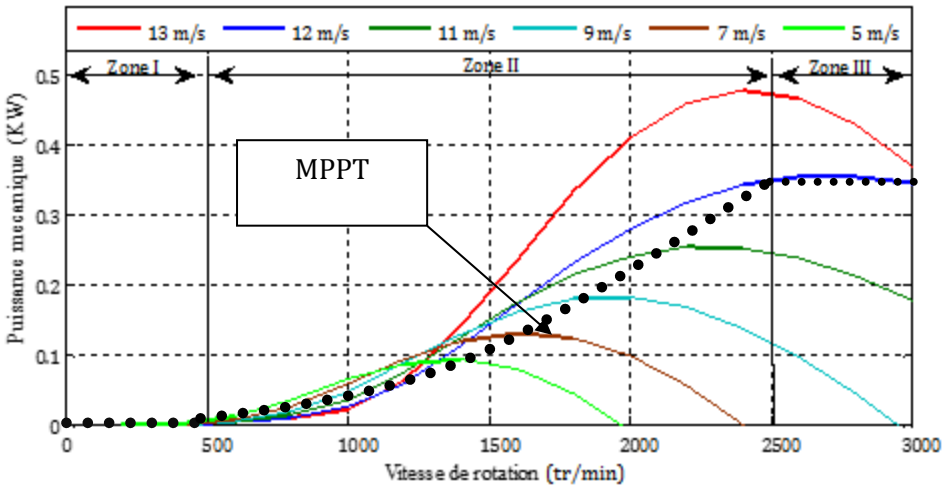


Figure 2. 10: zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

- Zone *I* : l'éolienne est arrêtée car le vent n'est pas assez fort pour que la production d'énergie soit rentable vis-à-vis du point de fonctionnement.
- Zone *II* : l'aérogénérateur fonctionne en charge partielle. L'objectif dans cette zone est d'optimiser le rendement énergétique. Ainsi, la vitesse de rotation évolue en fonction de la vitesse du vent de sorte à se maintenir dans le point de fonctionnement de rendement aérodynamique maximal. Le but étant que le coefficient de puissance soit toujours optimum.
- Zone *III* (vent fort) : cela correspond au fonctionnement à pleine charge, il faut limiter la puissance afin de ne pas abîmer le système.

Nous nous sommes intéressés à la zone *II*, où la maximisation de l'énergie électrique extraite est appliquée.

5.2. Stratégie de MPPT

La MPPT (Maximum Power Point Tracking) est une commande permettant de suivre le point de puissance maximale d'un générateur pour une source variante (par exemple, la vitesse du vent dans le cas d'une éolienne). La commande MPPT est généralement associée avec les générateurs photovoltaïques ou éoliens. Le principe de la stratégie MPPT consiste, à imposer

un couple de référence de manière à permettre à la GSAP de tourner à une vitesse réglable afin d'assurer un point de fonctionnement optimal en terme d'extraction de puissance. Pour garantir un rendement maximum de la turbine, il faut maintenir le coefficient de puissance à son maximum (C_{p-max}).

D'après, la figure 2.6, nous remarquons que le coefficient de puissance passe par un maximum pour β=0° et λ_{opt}=12. Nous pouvons donc réécrire l'équation (11) de la façon suivante :

$$P_{eol}^{MPPT} = \frac{1}{2} C_{p-max}(\lambda_{opt}) \rho \, S \, v^3 = K_{opt} \Omega_t^3 \tag{2.21}$$

Avec :

$$K_{opt} = \frac{1}{2\lambda_{opt}^3} C_{p-max}(\lambda_{opt}) \rho S R^3 \tag{2.22}$$

On constate que l'expression du couple éolien maximum est donné par :

$$T_{eol}^{MPPT} = \frac{P_{eol}^{MPPT}}{\Omega_t} = \frac{1}{2\lambda_{opt}^3} C_{p-max}(\lambda_{opt}) \, \rho S R^3 \Omega_t^2 = K_{opt} \Omega_t^2 \tag{2.23}$$

Parmi les algorithmes MPPT utilisées dans la conversion éolienne on en trouve :

- l'algorithme de maximisation de puissance MPPT avec asservissement de vitesse ;
- l'algorithme de maximisation de puissance MPPT sans asservissement de vitesse.

5.2.1. Algorithme MPPT sans asservissement de vitesse mécanique

L'algorithme de contrôle MPPT sans asservissement de vitesse présente un problème provoqué par la mesure de la vitesse du vent. Pour établir cette structure de commande, il est nécessaire d'émettre l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent. Car il est difficile de mesurer précisément la vitesse du vent qui est de nature très fluctuante. L'anémomètre est situé derrière le rotor de la turbine, ce qui rend la mesure de la vitesse du vent erroné [23]. L'utilisation d'un seul anémomètre conduit donc à utiliser qu'une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est donc pas suffisamment représentative de sa valeur moyenne apparaissant sur l'ensemble des pales. Une fausse mesure de la vitesse conduit donc à imposer une consigne non adaptée, d'où une dégradation de la puissance captée. Dans ce cas, à partir de l'équation dynamique de la turbine, nous obtenons l'équation statique décrivant le régime permanent de la turbine [23] [57] :

$$T_{eol} - T_{em} - f_c . \Omega_t = J . \frac{d\Omega_t}{dt} = 0 \tag{2.24}$$

Si nous supposons que la vitesse de rotation de la génératrice est fixe pendant la durée d'étude (on néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux ($f_c = 0$), le couple

électromagnétique de référence est déterminé à partir d'une estimation du couple aérogénérateur. Nous aurons donc :

$$T_{eol} = T_{em-ref} \tag{2.25}$$

A la sortie du multiplicateur le couple de référence devient :

$$T_{em-ref} = \frac{T_{eol}}{G} = T_{eol} \tag{2.26}$$

$$T_{eol}^{MPPT} = \frac{P_{eol}^{MPPT}}{\Omega_t} = \frac{1}{2\lambda_{opt}^3} C_{p-max}(\lambda_{opt})\, \rho S R^3 \Omega_t^2 = K_{opt} \Omega_t^2 \tag{2.27}$$

Le couple aérogénérateur est lui-même estimé en fonction de la vitesse du vent et la vitesse de la turbine :

$$\tilde{T}_{eol} = \frac{1}{2}.\, C_{p-max}(\lambda_{opt}).\, \rho.\, S.\, \frac{R}{\lambda}.\, \tilde{v}^2 \tag{2.28}$$

Une estimation de la vitesse de la turbine est calculée à partir de la vitesse mécanique :

$$\widetilde{\Omega}_t = \Omega_t / G = \Omega_t \tag{2.29}$$

Nous supposons que l'angle d'orientation des pales β est constant, l'estimation de la vitesse du vent est alors exprimée par :

$$\tilde{v} = \frac{R\widetilde{\Omega}_t}{\lambda_{opt}} \tag{2.30}$$

A partir de ces relations, le couple électromagnétique de référence aura alors l'expression suivante :

$$\tilde{T}_{em-ref} = \frac{1}{2\lambda_{opt}^3} C_{p-max}(\lambda_{opt})\, \rho\, S\, R^3 {\Omega_t}^2 \tag{2.31}$$

On constate que l'expression du couple électromagnétique de référence est directement attachée à la valeur de rotation de la machine par :

$$\tilde{T}_{em-ref} = K_{opt}.\, {\Omega_t}^2 \tag{2.32}$$

Le principe de l'algorithme de contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique est illustré par la Figure (2.11) [57] :

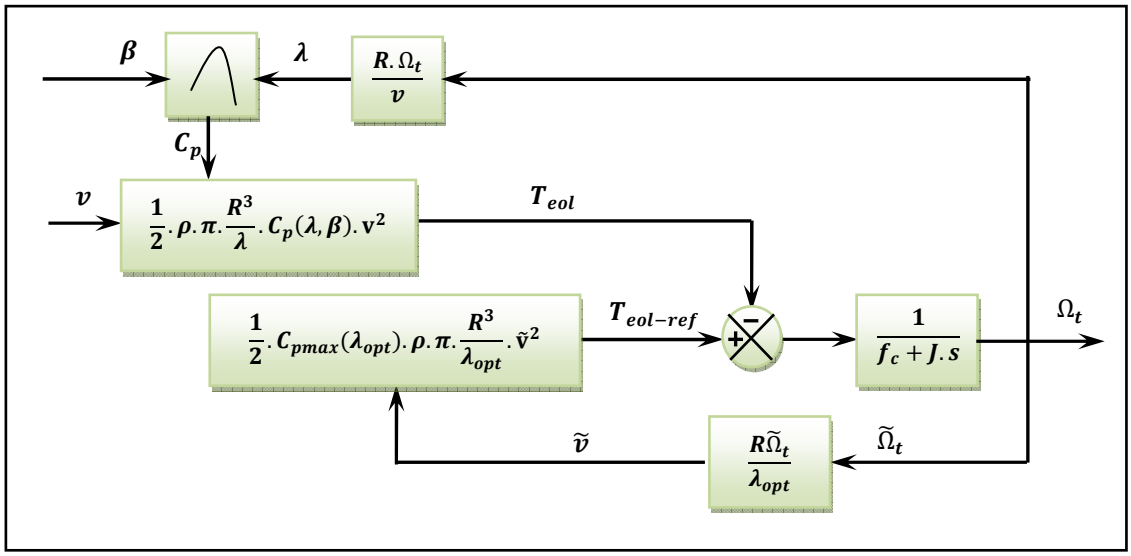


Figure 2. 11: algorithme MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation mécanique

5.2.2. Algorithme MPPT avec asservissement de vitesse mécanique

Cette stratégie de contrôle consiste à régler le couple électromagnétique de la machine à travers une régulation de la vitesse de rotation mécanique tout en utilisant un correcteur proportionnel-Intégral. La référence de la vitesse de rotation mécanique est obtenue à partir de la relation suivante :

$$\Omega_{t-ref} = \frac{\lambda_{opt}.\ v}{R} \tag{2.33}$$

Le schéma bloc de l'algorithme MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation mécanique est représenté ci-dessous.

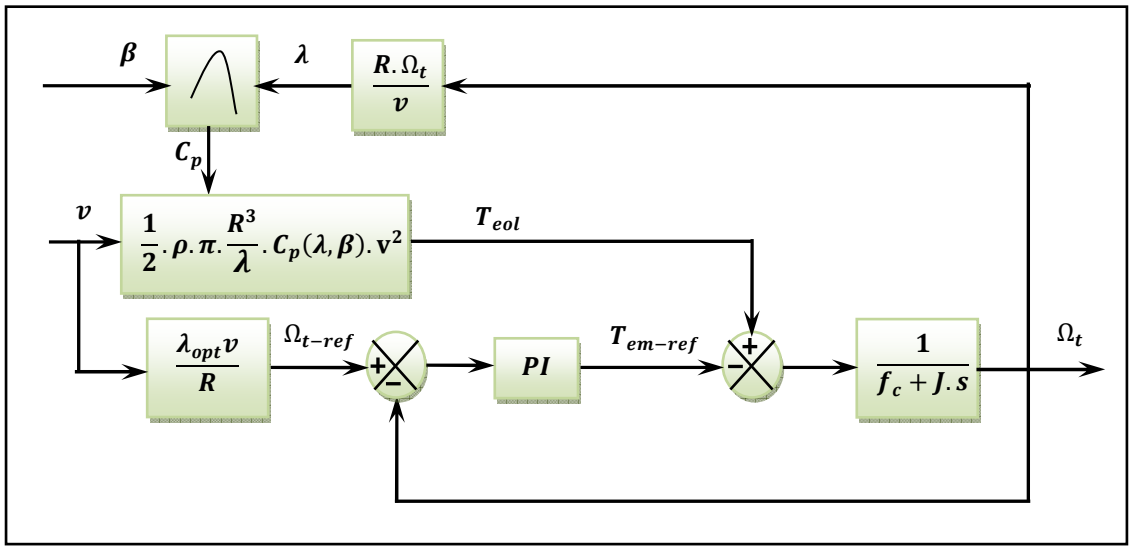


Figure 2. 12: algorithme MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation mécanique

a) Correcteur PI à avance de phase

Le premier type de régulateur PI placé pour l'asservissement de la vitesse de rotation mécanique est représenté selon l'expression suivante :

$$T_{em-ref} = \left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\Omega_{ref} - \Omega_t\right) \tag{2.34}$$

Avec :

x_0, x_1, τ représentant les différents paramètres du régulateur PI à déterminer.

s : Représente la variable de Laplace.

La figure suivante présente le schéma bloc du correcteur PI à avance de phase.

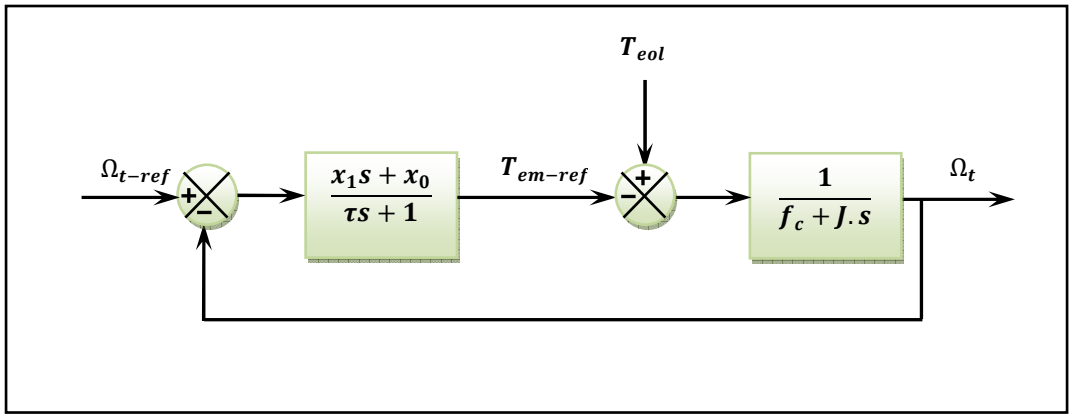


Figure 2. 13: Schéma bloc du correcteur PI à avance de phase

D'après la Figure 2.14, nous pouvons écrire :

$$\Omega_t = \left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\left(\Omega_{ref} - \Omega_t\right) + \left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)(T_{eol}) \tag{2.35}$$

Avec : $\left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)$ représente la fonction de transfert en boucle ouverte en absence de l'entrée perturbatrice T_{eol}.

En développant l'équation (2.35) on aura :

$$\Omega_t\left[1 + \left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right] = \left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\Omega_{ref} + \left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)(T_{eol}) \tag{2.36}$$

$$\Omega_t = \frac{\left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right]}\Omega_{ref} + \frac{\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right]}(T_{eol}) \tag{2.37}$$

Ce qui donne par la suite :

$$\Omega_t = \frac{\frac{x_1 s+x_0}{(\tau s+1)(J.s+f_c)}}{\left[1+\frac{x_1 s+x_0}{(\tau s+1)(J.s+f_c)}\right]}\Omega_{ref} + \frac{\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\frac{x_1 s+x_0}{(\tau s+1)(J.s+f_c)}\right]}(T_{eol}) \tag{2.38}$$

$$\Omega_t = \frac{x_1 s+x_0}{J\tau s^2+(f_c\tau+J+x_1)s+(x_0+f_c)}\Omega_{ref} + \frac{\tau s+1}{J\tau s^2+(f_c\tau+J+x_1)s+(x_0+f_c)}(T_{eol}) \tag{2.39}$$

Avec :

$\frac{x_1 s+x_0}{J\tau s^2+(f_c\tau+J+x_1)s+(x_0+f_c)}$: Représente la fonction de transfert de la référence de vitesse.

$\frac{\tau s+1}{J\tau s^2+(f_c\tau+J+x_1)s+(x_0+f_c)}$: Représente la fonction de transfert de l'entrée perturbatrice.

Le couple de la turbine T_{eol}est considéré comme une entrée perturbatrice, et pour atténuer son action dans la boucle d'asservissement on choisit le paramètre x_0 assez grand. Pour les autres paramètres du correcteur PI (x_1, τ), ils sont choisis de telle sorte que la fonction de transfert soit du 2ème ordre.

La forme standard d'une fonction du deuxième ordre est défini par :

$$H(s) = \frac{K}{s^2+2\xi\omega_0 s+\omega_0^2} \tag{2.40}$$

Par identification des dénominateurs de la fonction de transfert du système d'asservissement de la vitesse de rotation mécanique avec celle de la fonction deuxième ordre standard, on trouve :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{x_0+f_c}{J\tau}}(42) \tag{2.41}$$

$$\xi = \frac{\omega_0}{2}\frac{f_c\tau+J+x_1}{x_0+f_c} \tag{2.42}$$

Avec :

ω_0 : Représente la pulsation naturelle du système.

ξ : Représente le coefficient d'amortissement.

La rapidité du système d'asservissement de la vitesse mécanique est ajustée via la constante du temps "τ". Ce qui fixe par conséquent, les deux paramètres du correcteur PI suivant les relations :

$$x_0 = \omega_0^2.J.\tau - f_c(44) \tag{2.43}$$

$$x_1 = \frac{2\xi}{\omega_0}(x_0 + f_c) - f_c\tau - J \tag{2.44}$$

b) Correcteur PI standard

Le schéma bloc d'un tel asservissement est présenté par la Figure (2.15).

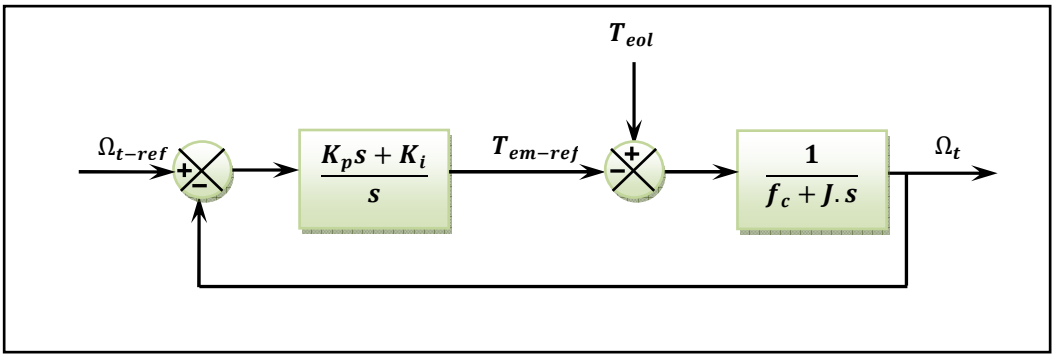


Figure 2. 14: schéma bloc du correcteur PI standard

Le régulateur PI placé pour l'asservissement de la vitesse de rotation mécanique est représenté selon l'expression suivante :

$$T_{em-ref} = \left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\Omega_{ref} - \Omega_t\right) \tag{2.45}$$

Avec :

K_p: représente le gain proportionnel du correcteur PI.

K_i: représente le gain intégral du correcteur PI.

s : représente le variable de Laplace.

D'après la Figure n°15, nous pouvons écrire :

$$\Omega_t = \left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\left(\Omega_{ref} - \Omega_t\right) + \left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)(T_{eol}) \tag{2.46}$$

Avec : $\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)$représente la fonction de transfert en boucle ouverte en absence de l'entrée perturbatriceT_{eol}.

Le développement de l'équation 47 donne :

$$\Omega_t\left[1 + \left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right] = \left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\Omega_{ref} + \left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)(T_{eol}) \tag{2.47}$$

$$\Omega_t = \frac{\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right]}\Omega_{ref} + \frac{\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right]}(T_{eol}) \tag{2.48}$$

Ce qui donne par la suite :

$$\Omega_t = \frac{\frac{K_p s+K_i}{s(J.s+f_c)}}{\left[1+\frac{K_p s+K_i}{s(J.s+f_c)}\right]}\Omega_{ref} + \frac{\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\frac{K_p s+K_i}{s(J.s+f_c)}\right]}(T_{eol}) \tag{2.49}$$

$$\Omega_t = \frac{K_p s+K_i}{Js^2+(f_c+K_p)s+K_i}\Omega_{ref} + \frac{s}{Js^2+(f_c+K_p)s+K_i}(T_{eol}) \tag{2.50}$$

De même pour ce cas, il faut augmenter la valeur de "K_i" si on veut atténuer l'action du couple de la turbine qui représente un élément perturbateur du système d'asservissement. Les valeurs de la pulsation naturelle ainsi que le coefficient d'amortissement seront :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_i}{J}} \tag{2.51}$$

$$\xi = \frac{\omega_0}{2}\frac{f_c + K_p}{K_i} \tag{2.52}$$

Les paramètres du correcteur PI seront calculés selon les valeurs de la pulsation naturelle "ω_0" et le coefficient d'amortissement "ξ".

$$K_i = \omega_0^2 . J \tag{2.53}$$

$$K_p = \frac{2K_i\xi}{\omega_0} - f_c \tag{2.54}$$

5.2.3. Résultats de simulation des algorithmes MPPT

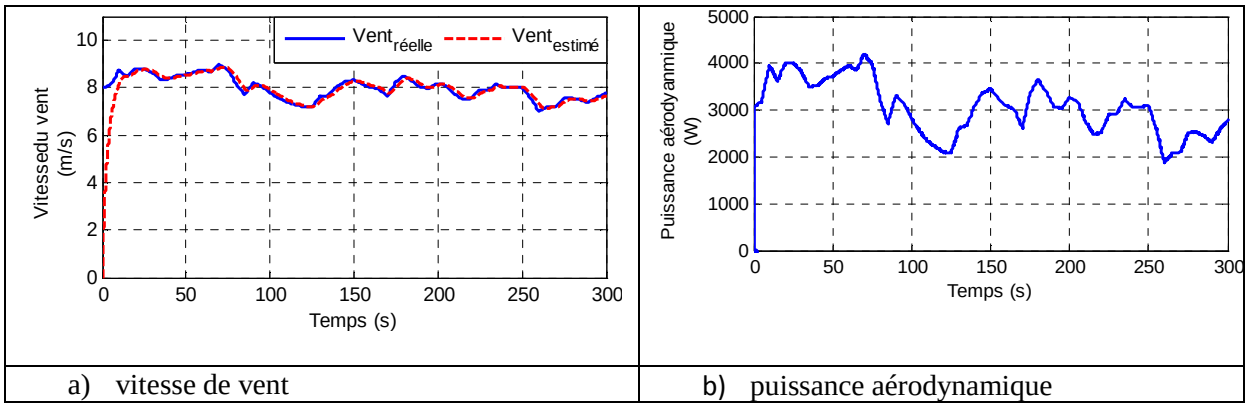
La simulation des deux algorithmes de contrôles MPPT étudiées précédemment dans l'environnement Matlab/Simulink a été basée sur le fait que la puissance électromagnétique de la génératrice égale à la puissance aérodynamique. Cela veut dire que les pertes électriques et le couple des frottements sont négligeables.

Le générateur objet d'étude à une puissance de 1.5KW dont les caractéristiques sont précitées en annexe A.

Le profil du vent pour cette simulation représente une section échantillon d'une série de mesure du vent prélevé pendant une période de cinq ans pour le site de la ville d'Essaouira, Maroc.

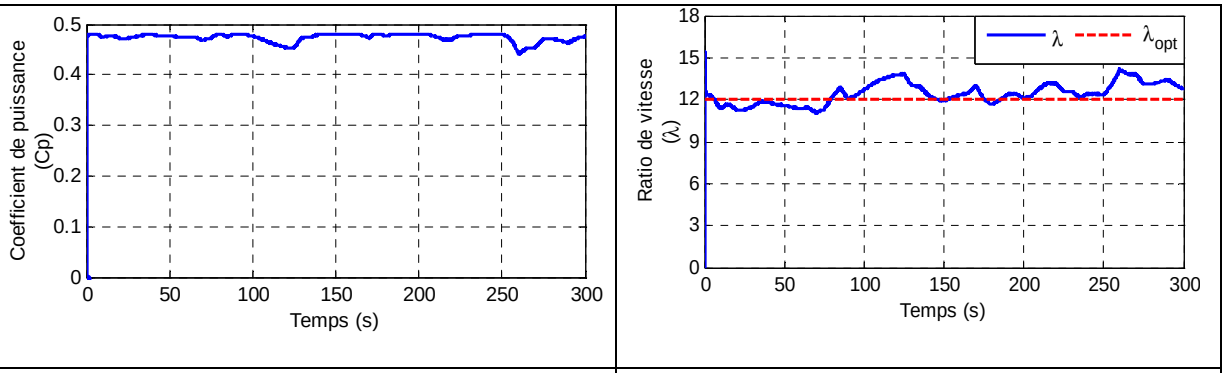
5.2.4. Résultats de MPPT sans asservissement de vitesse

La Figure (2.15) résume les résultats trouvés de simulation du système éolien contrôlé par l'algorithme de la commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation mécanique du générateur.



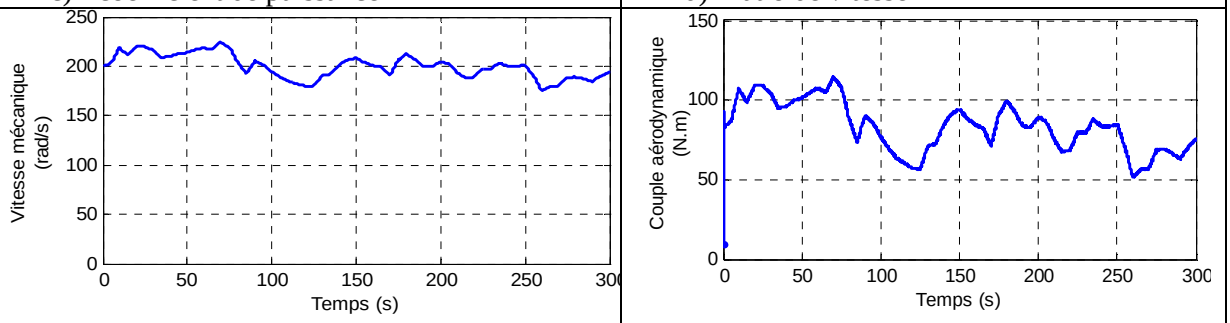
a) vitesse de vent

b) puissance aérodynamique



c) coefficient de puissance

d) ratio de vitesse



e) vitesse de rotation mécanique

f) couple aérodynamique

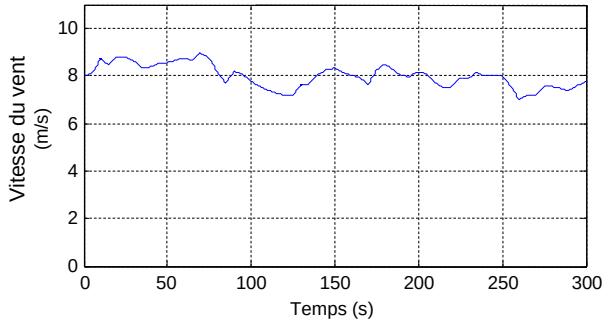
Figure 2. 15: réponse de la turbine sans asservissement de la vitesse

Les résultats obtenus montrent que la puissance aérodynamique varie proportionnellement avec la variation du profil du vent selon les Figures (2.15.a) et (2.15.b).Le ratio de vitesse suit leur valeur optimale $\lambda_{opt} = 12$, et le coefficient de puissance C_p prend une valeur maximale de $C_{p-max} = 0.426$ pour un angle de calage β=0°comme les montrent les Figures (2.15.c) et (2.15.d). La vitesse de rotation mécanique suit l'évolution de sa référence et s'adaptent toutes les deux à la variation de la vitesse du vent comme montre la Figure (2.15.e).

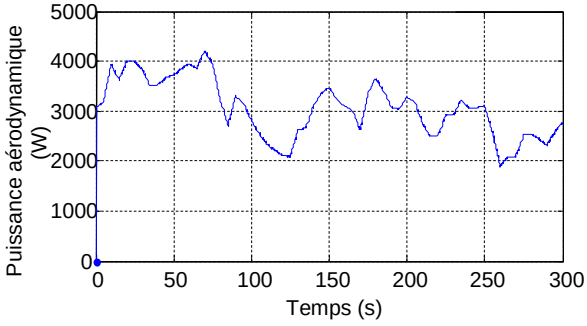
Finalement, on perçoit que l'efficacité énergétique est achevée dans toute la plage de la vitesse du vent pour cet algorithme de contrôle.

5.2.5. Résultats de MPPT avec asservissement de vitesse

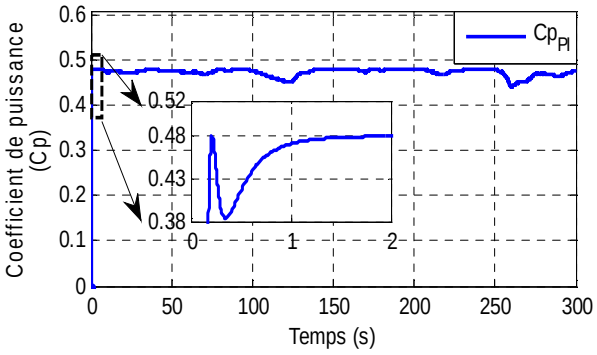
La Figure (2.16) résume les résultats de simulation du système éolien contrôlé par l'algorithme de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation mécanique.



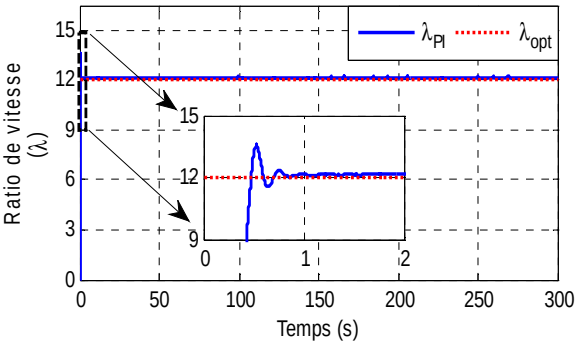
a) vitesse du vent



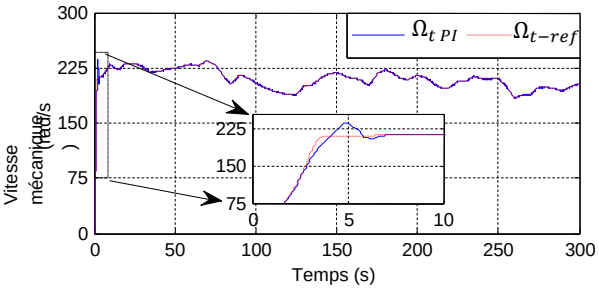
b) puissance aérodynamique



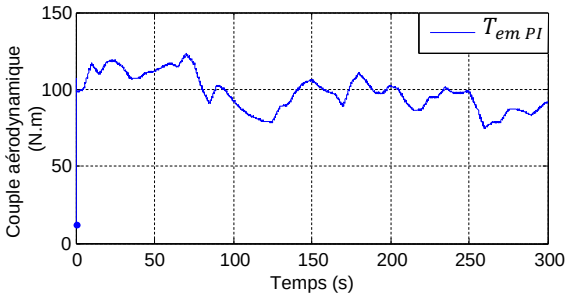
c) cofficient de puissance



d) ratio de vitesse



e) vitesse mécanique



f) couple aérodynamique

Figure 2. 16: réponse de la turbine avec asservissement de la vitesse

La Figure (2.16) présente les résultats de la stratégie de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation mécanique tout en utilisant un correcteur Proportionnel-Intégrateur PI. D'après ces résultats, nous constatons que cette stratégie de commande offre des meilleures performances statiques et dynamiques du système éolien, une poursuite améliorée de la consigne contrôlée avec une rapidité attrayante offerte par le régulateur PI. Le rendement aérodynamique est maximal sur toute la plage de la vitesse du vent comme montre la Figure (2.16.b). Les paramètres C_{p-max} et λ_{opt} sont achevés comme le montrent les Figures (2.16.c) et (2.16.d). La Figure (2.16.e) montre le bon asservissement et la

bonne adaptation de la vitesse contrôlée en boucle fermée soit en régime statique qu'au régime transitoire.

Finalement, nous nous s'apercevons que les deux algorithmes de contrôle MPPT offrent de bonnes performances statiques et dynamiques et sur toute la plage de vitesse du vent. La rapidité est offerte par les deux stratégies de commandes, ce qui justifie le choix des algorithmes MPPT pour le contrôle du système éolien.

6. Génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP)

6.1. Présentation de la GSAP

L'avantage principal des génératrices synchrones à aimants permanents réside dans la haute vitesse et génèrent des puissances très élevées [28]. Les développements actuels sont dus à la baisse des coûts des composants semi-conducteurs de puissance, à l'apparition d'aimants permanents à haute performance et à faible perte entrefer. Le stator de la machine à un bobinage conventionnel identique à celui de la génératrice synchrone usuelle. Le champ magnétique d'excitation du rotor est fourni par des aimants permanents, contrairement à la machine conventionnelle.

6.2. Principe de fonctionnement

La génératrice synchrone à aimants permanents, permet d'effectuer la conversion d'énergie mécanique en énergie électrique alternative, est plus particulièrement une machine triphasée fournissant un système équilibré de tensions et de courants alternatifs, dans laquelle les champs magnétiques statorique et rotorique sont en rotation synchrone, c'est-à-dire à la même vitesse, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance [58].

L'excitation de la génératrice synchrone à aimants permanents est faite par des aimants permanents liés au rotor (inducteur). Il y a des structures de génératrices à aimants permanents à rotor interne et stator externe d'une part, et des structures d'alternateurs à stator interne et rotor externe, d'autre part Figure (2.17). Toutefois, les alternateurs à aimants permanents avec stator externe sont plus performants en termes de puissance massique et volumique et couple massique et volumique parce que le refroidissement des enroulements statoriques est plus aisé lorsque le stator est en contact avec l'air ambiant.

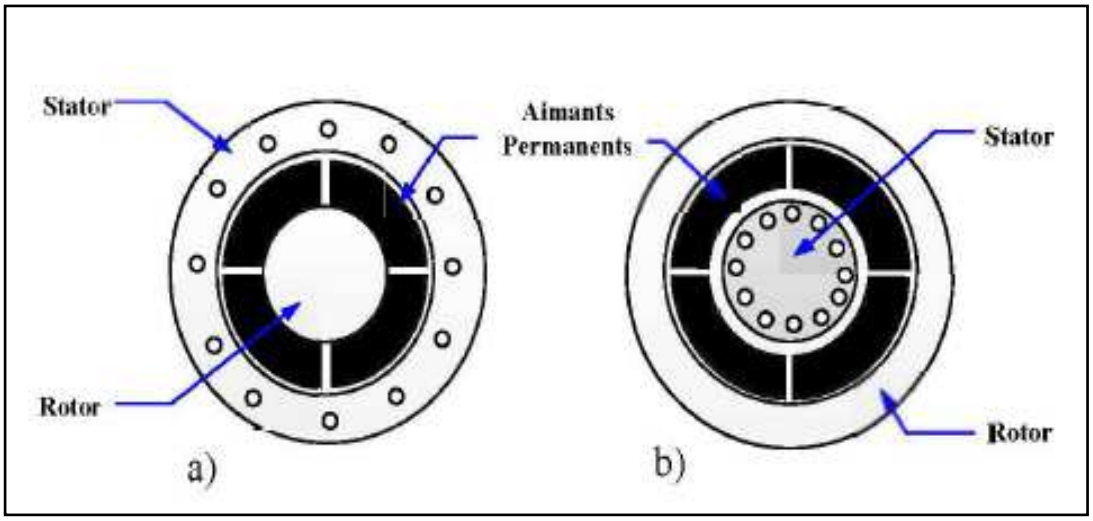


Figure 2. 17: a) structure à rotor interne, b) structure à rotor externe

6.3. Modélisation de la GSAP

6.3.1. Hypothèses de la modélisation

La modélisation de la GSAP est primordiale pour concevoir des systèmes de commande performants, ceci consiste à décrire son comportement par un modèle mathématique.
Le modèle analytique de la génératrice synchrone à aimants permanents est basé sur des phénomènes physiques qui peuvent être partiellement ou totalement pris en compte, le modèle sera simple pour un nombre d'hypothèses plus grand.

Dans ce cas, la modélisation est dépendante des hypothèses simplificatrices suivantes :

- le circuit magnétique est considéré linéaire (absence de saturation) ;
- les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées ;
- les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés ;
- le rotor est supposé lisse du point de vue magnétique (MSAP sans pièces polaires) ;
- les enroulements du stator sont par construction tous décalés d'un angle de «120°» les uns par rapport aux autres ;
- les aimants sont idéaux, le flux magnétique émis par les aimants est constant ;
- on néglige l'influence de la température sur les résistances des enroulements.

6.3.2. Modélisation électrique dans le repère triphasé

Les équations de tensions des phases statoriques servent au point de départ pour l'élaboration du modèle dynamique de la machine synchrone à aimants permanents [58]. La structure électrique d'une GSAP triphasée est constituée au stator d'un enroulement triphasé représenté

par les trois axes (a, b, c) décalés, l'un par rapport à l'autre, d'un angle de 120° électrique, et au rotor des aimants permanents assurant son excitation (Figure 2.18).

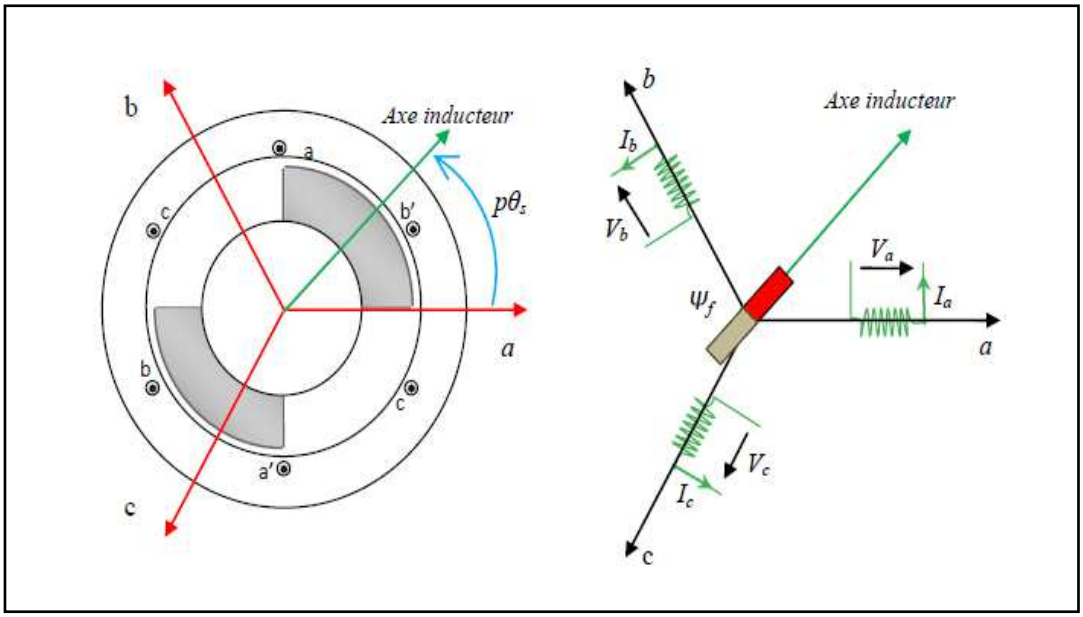


Figure 2.18: représentation de la GSAP dans le système triphasé

Le point de départ dans l'étape de l'élaboration du modèle électrique de la machine consiste à modéliser le circuit des enroulements de phases illustrés dans la Figure (2.18). Le système d'équations des tensions de la GSAP est obtenu par l'application de la loi de Faraday, qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = -R_s \begin{bmatrix} \mathrm{i}_a \\ \mathrm{i}_b \\ \mathrm{i}_c \end{bmatrix} + \frac{d}{\mathrm{dt}} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \tag{2.55}$$

Avec :

R_s : résistance d'une phase statorique (en Ω).

$[\mathrm{V_a}, \mathrm{V_b}, \mathrm{V_c}]^{\mathrm{t}}$: tensions des phases statoriques (en V).

$[\mathrm{i_a}, \mathrm{i_b}, \mathrm{i_c}]^{\mathrm{t}}$: intensités des courants des phases statoriques (en A).

$[\psi_{\mathrm{a}}, \psi_{\mathrm{b}}, \psi_{\mathrm{c}}]^{\mathrm{t}}$: flux totaux à travers les bobines statoriques (en Wb).

Dans ces équations, ψ_{n} correspond au flux magnétique total induit à travers chacun des bobinages (a,b,c). Le flux total dans chaque phase peut être écrit par les équations qui suivent :

$$\begin{cases} \psi_a = (L_s - M) i_a + \psi_f \cos(\Theta_s) \\ \psi_b = (L_s - M) i_b + \psi_f \cos(\Theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_c = (L_s - M) i_c + \psi_f \cos(\Theta_s - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \tag{2.56}$$

Avec :

ψ_{abc} : Flux des axes (a, b, c)

ψ_f: flux de l'aimant permanent

L_s: inductance des phases statoriques

$L_c = (L_s - M)$: Inductance cyclique

Les enroulements statoriques de la GSAP sont connectés en étoile à neutre isolé, ce qui explique l'inexistence de la composante homopolaire et même s'il existe une composante homopolaire de tension ou flux, elle n'intervient pas dans le couple. Le comportement de la machine est donc représenté par deux variables indépendantes.

6.3.3. Modélisation dans le repère de Park (d, q)

Afin de simplifier le modèle dynamique de la GSAP, on applique un changement de repère. Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de 2π/3 en deux bobines fictives équivalentes déphasées de π/2 et situées sur le rotor, l'axe d se situe sur le même axe que celui de l'aimant permanent (figure 2.20).

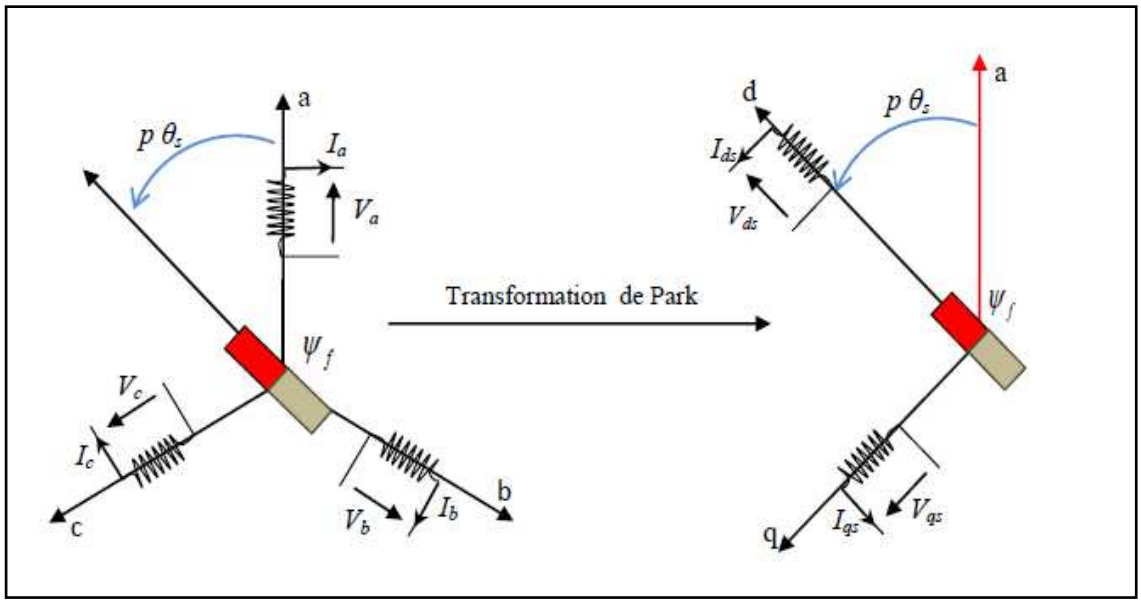


Figure 2. 19: structure électrique du stator de la GSAP dans le repère (d, q)

Les deux bobines sur les axes (d,q) tournent avec le rotor, produisant le même effet que les trois bobines fixes. Les variations exprimées dans ce nouveau repère (d,q), nous permettent de passer du repère naturel au repère de Park, et d'avoir ainsi un modèle relativement simple de la GSAP.

En réalité, la transformation de Park n'est qu'une rotation de la transformation de Clark (conservation des amplitudes) ou bien de Concordia (conservation des puissances ou PARK modifiée) définie par la matrice $[P\ (\theta_s)]$ reliant les grandeurs des deux domaines (a,b,c) et (d,q) par l'équation [59], [60]:

$$X_{odq} \quad = \quad [P\ (\theta_s)]\ X_{abc} \Rightarrow [P\ (\theta_s)]^{-1} X_{abc} \tag{2.57}$$

La transformation de Park est :

$$[P\ (\theta_s)] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} cos(\theta_s) & cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -sin(\theta_s) & -sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{2.58}$$

$[P\ (\theta_s)]$ étant orthogonale, donc $[P\ (\theta_s)]^{-1} = [P\ (\theta_s)]^t$

Lors du passage du repère (d,q) au repère (a,b,c), les équations sont obtenues par la transformation de Park inverse :

$$[P\ (\theta_s)]^{-1} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} cos(\theta_s) & -sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{2.59}$$

Le passage du système triphasé au système biphasé se fait en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{cases} [i_{dq}] = [P\ (\theta_s)][i_{abc}] \\ [v_{dq}] = [P\ (\theta_s)][v_{abc}] \\ [\psi_{dq}] = [P\ (\theta_s)][\psi_{abc}] \end{cases} \tag{2.60}$$

Ainsi, les équations de la GSAP dans le repère de Park sont :

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s i_{sd} - L_{sd}\frac{di_{sd}}{dt} + \omega L_{sq} i_{sq} \\ V_{sq} = -R_s i_{sq} - L_{sq}\frac{di_{sq}}{dt} - \omega L_{sd} i_{sd} + \omega \psi_f \end{cases} \tag{2.61}$$

Avec : $\omega = p\Omega_t$

p: nombre de pair de pôles

i_{sd}, i_{sq}: courants statoriques dans le repère de Park.

V_{sq},V_{sd}: tensions statoriques dans le repère de Park.

L_{sd} et L_{sq}:inductances directe et en quadrature

R_s: résistance statorique (Ω)

ψ_f: flux dû aux aimants.

Ainsi, on peut écrire l'équation (2.61) comme suit :

$$\begin{cases} V_{sq} = -R_s i_{sq} - L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + e_q \\ V_{sd} = -R_s i_{sd} - L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - e_d + E_{q0} \end{cases} \quad (2.62)$$

e_d, e_q sont les composantes directe et en quadrature de F.E.M. données par

$$\begin{cases} e_d = \omega L_{sd} i_{sd} \\ e_q = \omega L_{sq} i_{sq} \\ E_{q0} = \omega \psi_f \end{cases} \quad (2.63)$$

6.3.4. Equations magnétiques

Dans les machines synchrones à répartition sinusoïdale des conducteurs, ψ_d et ψ_q sont des fonctions linéaires des courants i_{sd}, eti_{sq}qui s'expriment sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \psi_d = -L_{sd}\, i_{sq} + \psi_f \\ \psi_q = -L_{sq}\, i_{sq} \end{cases} \quad (2.64)$$

L_{sd} et L_{sq} : inductances directe et en quadrature.

6.3.5. Expression du puissance et couple électromagnétique :

Les puissances active et réactive sont comme suit :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}\left(V_{sd}\, i_{sd} + V_{sq}\, i_{sq}\right) \\ Q_s = \frac{3}{2}\left(V_{sq}\, i_{sd} + V_{sd}\, i_{sq}\right) \end{cases} \quad (2.65)$$

L'expression du couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$T_{em} = -\frac{3}{2} P(\psi_d i_{sq} - \psi_q i_{sd}) \quad (2.66)$$

Après affectation des opérations nécessaires, on peut écrire

$$T_{em} = -\frac{3}{2} P\left[(L_{sq} - L_{sd}) i_{sq} i_{sd} + i_{sq} \psi_f\right] \quad (2.67)$$

L'équation du couple électromagnétique pour une machine à pôles lisses ($L_{sd} = L_{sq}$) résulteuniquement du flux d'aimant permanent et de la composante "q" du courant statorique :

$$T_{em} = -\frac{3}{2} P i_{sq} \psi_f \quad (2.68)$$

6.3.6. Equations mécaniques

La dynamique de la machine est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$T_{eol} - T_{em} - f_c \Omega_t = J \frac{d\Omega_t}{dt} \quad (2.69)$$

D'autre part, si on néglige les pertes dues au frottement, l'équation (2.70) devient :

$$\frac{T_{eol} - T_{em}}{J} = \frac{d\Omega_t}{dt} \quad (2.71)$$

Ainsi, la différence du couple turbine et du couple électromagnétique qui agit sur l'inertie combinée de la machine et de la turbine "J" donne l'accélération de la machine [48].

7. Modélisation de bus continu :

Le bus continu interconnecte le convertisseur côté machine (CCM) et celui côté réseau (CCR), il permet le transfert de la puissance entre deux sources à fréquences différentes. Le schéma électrique du bus continu représenté sur la Figure (2.23) montre que le courant du condensateur est issu d'un nœud où circulent deux courants modulés par chaque convertisseur [61] :

$$i_C = i_{red} - i_{ond} = C.\frac{dU_C}{dt} \tag{2.81}$$

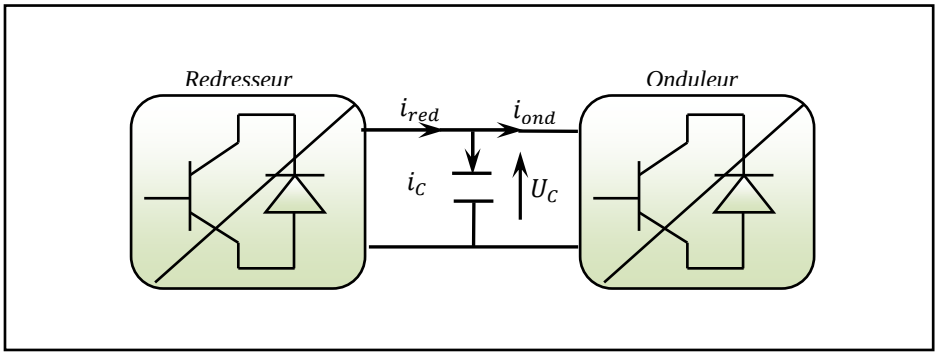


Figure 2. 20: Schéma électrique du bus continu

$U_C(t_0)$ représente la valeur de la tension à l'instant t_0.

8. Modélisation des convertisseurs statiques

L'avantage principal de l'utilisation de la GSAP dans les éoliennes à vitesse variable, grâce aux convertisseurs statiques liés directement à la génératrice. Le convertisseur statique représente aujourd'hui un composant essentiel dans les systèmes d'interfaçage avec le réseau. Son utilisation vient du fait qu'il permet entre autres de contrôler les puissances actives et réactives échangées avec le réseau. Il peut être utilisé en mode onduleur ou en mode redresseur mais la modélisation reste la même dans les deux cas [62].

Le convertisseur étudié est bidirectionnel en courant et classiquement composé de trois cellules de commutation. Chacune est composée de deux transistors IGBT qui sont connectés à deux diodes en antiparallèle.

Le modèle du convertisseur statique fonctionnant en mode redresseur est présenté dans la Figure (2.21) :

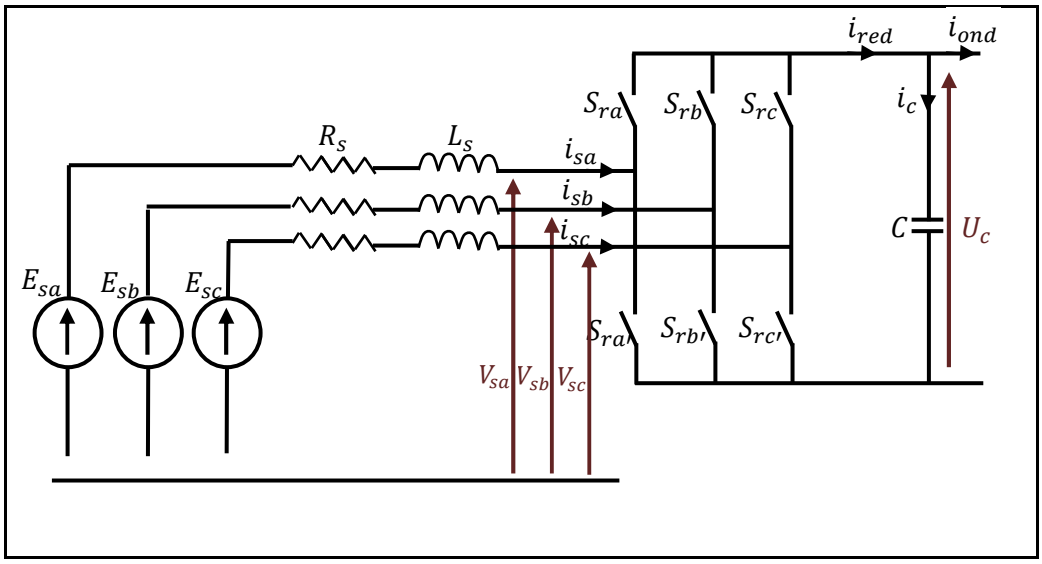


Figure 2. 21: modèle du convertisseur statique fonctionnant en mode redresseur

L_s et $R_s$représentent respectivement l'inductance et la résistance de la source d'alimentation, c'est à dire l'enroulement statorique de la génératrice.

$S_{r,abc}$ et $S_{r,a'b'c'}$ Représentent les fonctions de commutation des bras du redresseur triphasé.

Le convertisseur statique redresse les tensions alternatives triphasées$V_{s,abc}$ et engendre une tension redressée quasi constante qui sera stabilisée par un condensateur *C*. La tension du bus continue U_c représente la tension d'entrée du deuxième convertisseur statique (onduleur).

La Figure (2.22) illustre le convertisseur statique fonctionnant en mode onduleur :

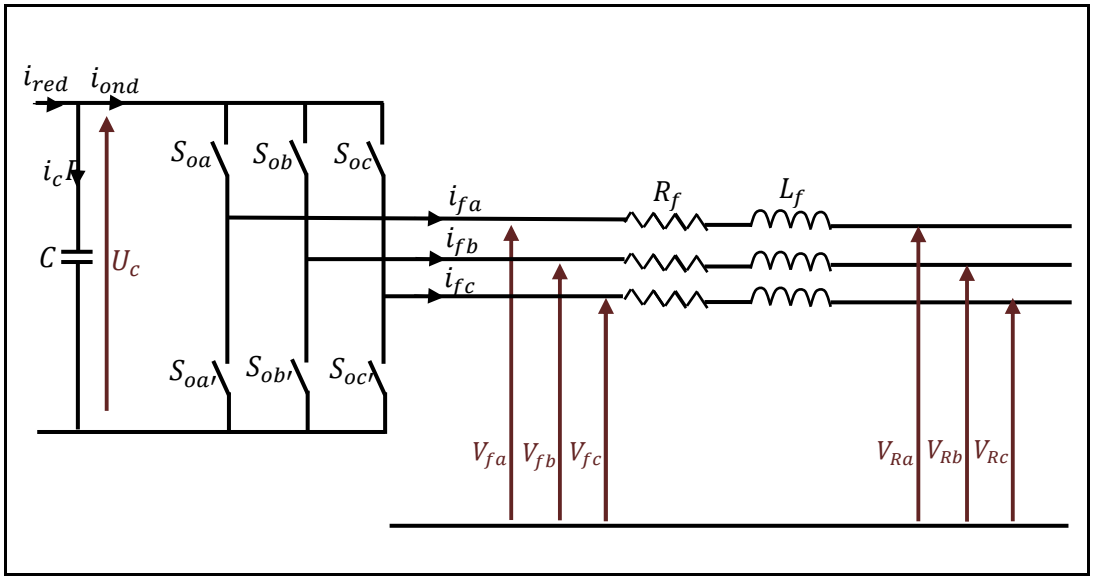


Figure 2. 22: modèle du Convertisseur statique fonctionnant en mode onduleur

La tension continue aux bornes du condensateur et le courant i_{ond} représente les grandeurs électriques d'entrées de l'onduleur. A la sortie, l'onduleur génère des courants triphasés notés $i_{f,abc}$ et des tensions triphasées alternatives notées $V_{f,abc}$. La sortie de l'onduleur est connectée au réseau au-travers d'un filtre de résistanceR_f et d'inductance L_f. De l'autre côté, les tensions du réseau seront représentées par $V_{R,abc}$.

($S_{o,abc}$; $S_{o,a'b'c'}$) Représentent les fonctions de commutation des bras de l'onduleur triphasé.

Afin de modéliser les interrupteurs électroniques, nous considérons les hypothèses suivantes pour faciliter la modélisation :

- Interrupteurs parfaits : la commutation des interrupteurs est instantanée ; la résistance est nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué ;
- Sources parfaites : la tension continue, nous donnent le dipôle, est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant le convertisseur par un ensemble d'interrupteurs idéaux, ces interrupteurs étant complémentaires. Le modèle mathématique des fonctions de commutations des bras des convertisseurs (redresseur-onduleur) est défini par [58] :

$$S_i = \begin{cases} 1, \rightarrow S_{i'} = 0 \\ 0, \rightarrow S_{i'} = 1 \end{cases} \tag{2.72}$$

Avec : i = r_a, r_b, r_c,o_a,o_b,o_c.

Les tensions statoriques $V_{s,abc}$ sont les entrées du redresseur et seront représentées par le système d'équation ci-après :

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{2S_{ra} - S_{rb} - S_{rc}}{3} U_C \\ V_{sb} = \frac{2S_{rb} - S_{ra} - S_{rc}}{3} U_C \\ V_{sc} = \frac{2S_{rc} - S_{rb} - S_{ra}}{3} U_C \end{cases} \tag{2.73}$$

Les trois courants statoriques générés par le générateur sont définis par le système d'équation :

$$\begin{cases} R_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} = E_{sa} - V_{sa} = E_{sa} - \frac{2S_{ra} - S_{rb} - S_{rc}}{3} U_C \\ R_s i_{sb} + L_s \frac{di_{sb}}{dt} = E_{sb} - V_{sb} = E_{sb} - \frac{2S_{rb} - S_{ra} - S_{rc}}{3} U_C \\ R_s i_{sc} + L_s \frac{di_{sc}}{dt} = E_{sc} - V_{sc} = E_{sc} - \frac{2S_{rc} - S_{rb} - S_{ra}}{3} U_C \end{cases} \tag{2.74}$$

Le condensateur "*C*" est traversé par un courant " i_c" qui sera définit par :

$$i_C = i_{red} - i_{ond} = C.\frac{dU_C}{dt} \tag{2.75}$$

Or,

$$i_{red} = S_{ra}i_{sa} + S_{rb}i_{sb} + S_{rc}i_{sc} \tag{2.76}$$

Finalement, l'expression de la tensionU_c sera alors :

$$C.\frac{dU_C}{dt} = S_{ra}i_{sa} + S_{rb}i_{sb} + S_{rc}i_{sc} - i_{ond} \tag{2.77}$$

Concernant le convertisseur statique côté réseau (onduleur), les tensions simples de sortie seront représentées par le système d'équation :

$$\begin{cases} V_{fa} = \frac{2S_{oa}-S_{ob}-S_{oc}}{3}U_C \\ V_{fb} = \frac{2S_{ob}-S_{oa}-S_{oc}}{3}U_C \\ V_{fc} = \frac{2S_{oc}-S_{ob}-S_{oa}}{3}U_C \end{cases} \tag{2.78}$$

Le courant i_{ond} sera définit par :

$$i_{ond} = S_{oa}i_{fa} + S_{ob}i_{fb} + S_{oc}i_{fc} \tag{2.79}$$

Les courants triphasés de sorties de l'onduleur$i_{f,abc}$ sont déterminés par le système d'équation :

$$\begin{cases} R_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} = V_{fa} - V_{Ra} = \frac{2S_{oa}-S_{ob}-S_{oc}}{3}U_C - V_{Ra} \\ R_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} = V_{fb} - V_{Rb} = \frac{2S_{ob}-S_{oa}-S_{oc}}{3}U_C - V_{Rb} \\ R_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} = V_{fc} - V_{Rc} = \frac{2S_{oc}-S_{ob}-S_{oa}}{3}U_C - V_{Rc} \end{cases} \tag{2.80}$$

9. Conclusion

Ce chapitre traite la modélisation des éléments constituant la chaine de conversion éolienne. Après, un aperçu général sur la conversion d'énergie éolienne, nous avons développé les modèles aérodynamique et mécanique de la turbine à laquelle on a appliqué la commande MPPT.

Compte tenu des deux principaux modes de contrôle MPPT, à savoir : le contrôle MPPT avec et sans asservissement de la vitesse de rotation mécanique de la turbine, il nous a paru intéressant de pouvoir traiter chaque contrôle séparément. Les résultats de simulation des deux modes de contrôle ont bien montré qu'ils ont de meilleures performances statiques et dynamiques sur toute la plage de vitesse du vent. A la fin de ce chapitre, nous avons modélisé la GSAP, le bus continu ainsi que les convertisseurs statiques.

Dans le chapitre qui suit nous allons nous intéresser à la commande par orientation.

CHAPITRE 3 : COMMANDE PAR ORIENTATION FOC ET VOC

1. Introduction :----------57
2. Commande du convertisseur côté générateur par l'orientation de flux (FOC)----------57
2.1. Principe de la commande par l'orientation de flux----------57
2.2. Description du système global ----------58
2.3. Etude des régulateurs ----------60
2.3.1. Objectif de la régulation ----------60
2.3.2. Synthèse de régulateur PI----------60
3. Commande du convertisseur côté réseau par l'orientation de la tension----------64
3.1. Principe de la commande par l'orientation de la tension ----------64
3.2. Description du système global ----------64
3.3. Synthèse des régulateurs ----------67
3.4. Régulateur du bus continu ----------69
4. Résultats de simulation ----------70
4.1. Réponse à vitesse du vent fixe. ----------70
4.2. Réponse à vitesse du vent variable----------72
4.3. Test de robustesse ----------75
5. Conclusion ----------77

1. Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu (MCC), caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande par orientation est la plus connue.

La commande par orientation a été conçue la première fois par "Blaschke" en 1972 [63], après il a été développée par "Hasse" en 1979 [64], elle présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine synchrone à aimants permanents aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [65]. Elle nous permet d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants.

Plusieurs lois de commandes des redresseurs ont été proposées dans la littérature [63], [64], [66], [67]. Le mode de commande de ces redresseurs peut être soit à commande de type modulation triangulo-sinusoïdale connue par la modulation de largeur d'impulsion (MLI), soit à commande par modulation vectorielle, ou bien aussi à commande par régulateurs à hystérésis.

Il existe plusieurs techniques de commande des redresseurs, parmi elles, on va s'intéresser dans ce chapitre à deux méthodes de commandes par orientation, la commande par orientation de flux (FOC) appliquée au convertisseur côté générateur, et la commande par orientation de tension (VOC) appliquée au convertisseur côté réseau.

2. Commande du convertisseur côté générateur par l'orientation de flux (FOC)

2.1. Principe de la commande par l'orientation de flux

Le principe de la commande par l'orientation de flux est d'arriver à contrôler la machine synchrone à aimant permanent comme une machine à courant continu à excitation séparée où il y a une indépendance entre la grandeur commandant le flux (à travers le courant d'excitation) et celle liée au couple électromagnétique (à travers le courant d'induit).

L'objectif de cette commande est l'obtention d'une réponse rapide du couple de la machine, d'obtenir une grande plage de variation de la vitesse mécanique et d'avoir une efficacité énergétique haute en régime permanent [66], [67].

La Figure (3.1) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une GSAP. Pour une MCC, le courant d'induit i_a est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation i_f est la grandeur génératrice du flux. Ainsi, dans une machine à courant continu tout se passe comme si les variables de commandes i_a et i_f étaient orthogonales. C'est à dire que le flux commandé par le courant i_f et le couple par le courant i_a. On dit que l'induit et l'inducteur sont découplés. Lorsque le courant i_{sd} est nul, le modèle du système se réduit à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante et est représenté dans la Figure (3.1).

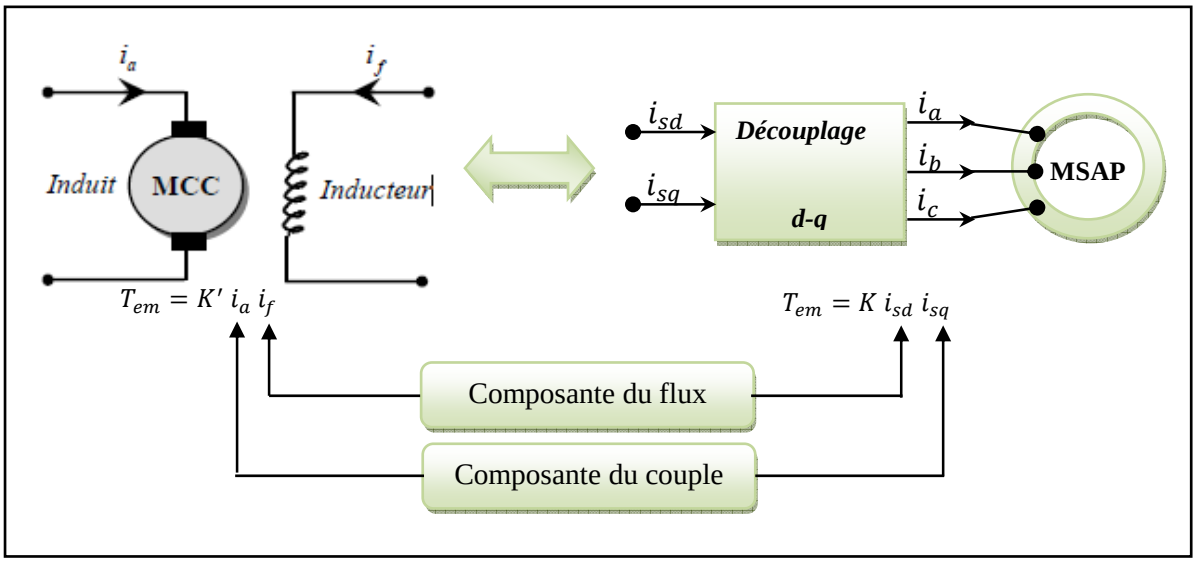


Figure 3. 1: schéma de principe du découplage de la GSAP par analogie avec MCC

Dans cette partie, nous procédons à l'application de la commande par orientation du flux statorique à la GSAP. Afin de montrer que la commande par orientation du flux statorique permet d'avoir un découplage effectif des grandeurs réelles de la GSAP, nous considérons les tensions statorique (V_{sd},V_{sq}) comme variables de commande qui sont générées par le bloc de contrôle et les courants statorique (i_{sd},i_{sq}) comme variables d'état. Pour simplifier la commande de la GSAP

2.2. Description du système global

La commande par l'orientation de flux permet de réaliser une commande indépendante du flux et du couple de la GSAP. Les méthodes utilisées pour assurer cette commande consistent pour une génératrice synchrone à pôles lisses, à maintenir le courant i_{sd} à une valeur nulle et

à contrôler la vitesse et/ou la position en agissant sur le courant i_{sq}, c'est-à-dire sur le couple développé par la machine [68], [69].

L'expression du couple électromagnétique de GSAP selon l'équation (2.68) est donnée par :

$$T_{em} = -\frac{3}{2} P i_{sq} \psi_f \tag{3.1}$$

$$T_{em} = K\, i_{sq} \tag{3.2}$$

L'objectif de cette commande est d'assurer le découplage des axes d et q comme le montre la Figure (3.2). Le contrôle de la vitesse est assuré par un régulateur PI qui fournit la valeur de référence du couple T_{em-ref}. Le courant de référence i_{sd-ref} est fixé à la valeur de zéro et le courant de référence i_{sq-ref} est calculé à partir de T_{em-ref}. Le découplage des courants est calculé soit à partir des courants mesurés i_{sd} et i_{sq}, soit à partir des courants de référence i_{sd-ref} et i_{sq-ref} Les tensions V_{sd}et V_{sq} appliquées à la machine sont calculées à partir des boucles de régulation des courants de référence i_{sd-ref} et i_{sq-ref}.

Cette stratégie est une alternative à la commande dans le repère a, b, c. On obtient les tensions de référence sinusoïdales de la commande du redresseur MLI V_{sa-ref}, V_{sb-ref}, et V_{sc-ref} par la transformation de Park des tensions de références appliquées au convertisseur statique côté génératrice V_{sd-ref} et V_{sq-ref} comme l'indique la Figure (3.2).

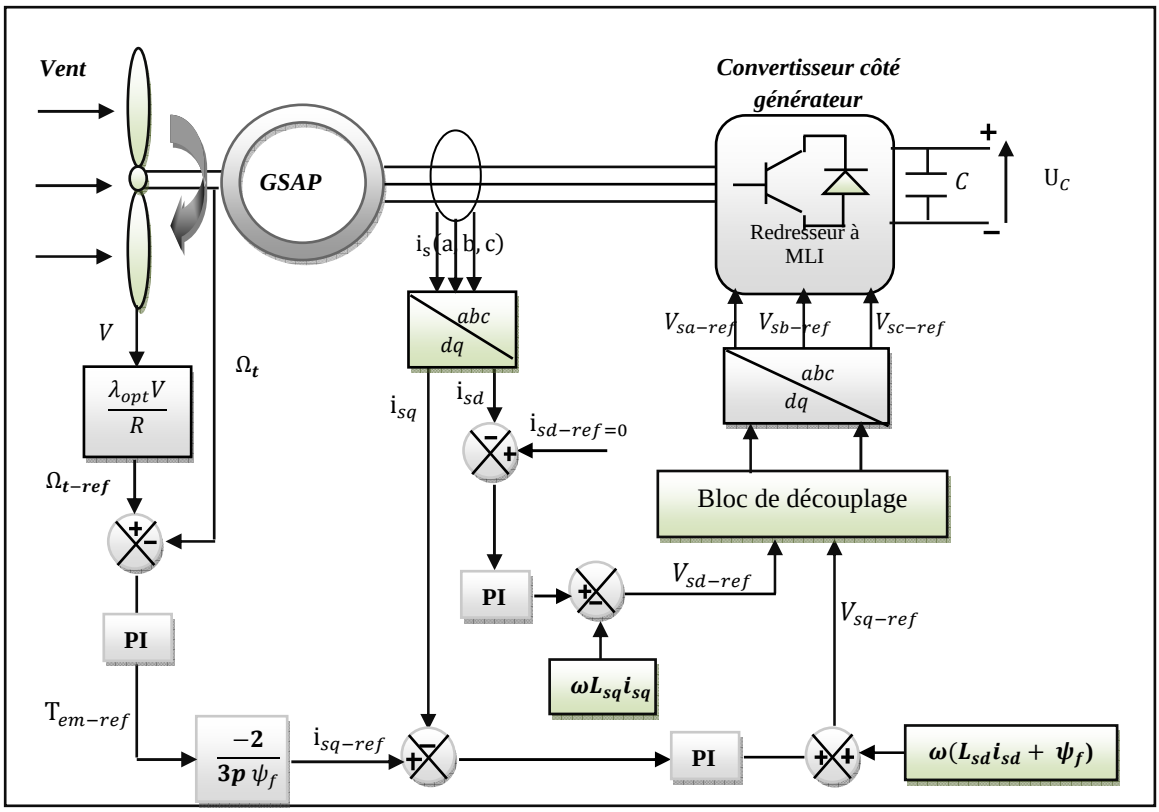


Figure 3. 2: principe de la commande FOC du convertisseur côté génératrice

2.3. Etude des régulateurs

2.3.1. Objectif de la régulation

La régulation des grandeurs électriques est calculée de façon à offrir des meilleures performances de robustesse et de poursuite même si la dynamique globale du système éolien est relativement lente. Le calcul de la dynamique électrique sera ainsi rapide pour garantir la fréquence nécessaire de la commande MLI du redresseur triphasé [70].

La commande vectorielle de GSAP est basée sur la capture de la position angulaire. Le flux magnétique rotorique est produit par des aimants permanents et tourne à une vitesse égale à celle de synchronisme statorique [59].

2.3.2. Synthèse de régulateur PI

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (proportionnelle, intégrale, dérivée) [71], [72]. Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI) a comme expression :

$$\frac{K_p s + K_i}{s} \tag{3.3}$$

Le coefficient intégral K_i, présente le gain intégral sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement. Comme le terme proportionnel $K_p$présente le gain proportionnel du correcteur PI permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse et "s" la variable de Laplace [73].

Le système d'équation (2.61) introduit au chapitre précédent présente des non linéarités dues essentiellement à la présence des termes (i_{sd}), (i_{sq}), (ωi_{sd})et (ωi_{sq}). Pour cette raison nous allons ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q. La compensation a pour but de découpler les axes d et q.

Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s i_{sd} - L_s s i_{sd} + e_q \\ V_{sq} = -R_s i_{sq} - L_s s i_{sq} + e_d \end{cases} \tag{3.4}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_q = -\omega L_{sq} i_{sq} \\ e_d = \omega L_{sd} i_{sd} + \omega\, \psi_f \end{cases} \tag{3.5}$$

$L_{sd} = L_{sq} = L_s$: Représente l'inductance statorique de la machine à pôles lisses.

La figure 3.3 représente le couplage entre les axes d, q :

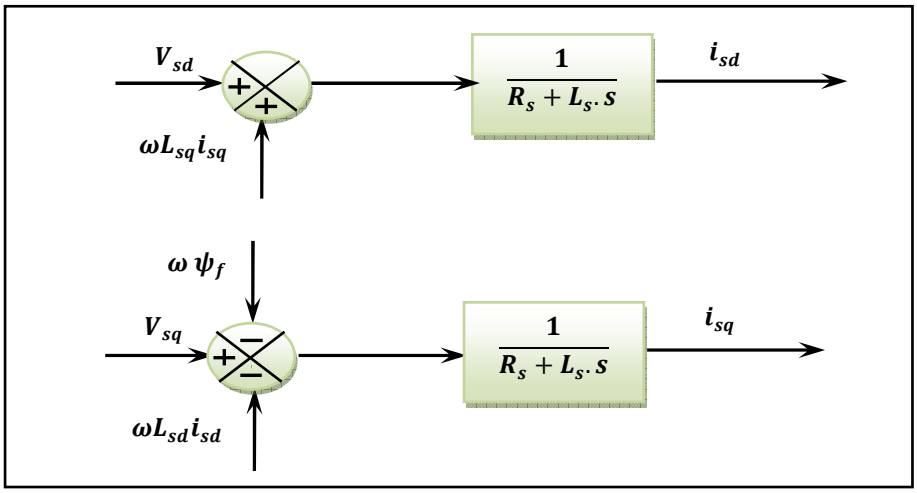


Figure 3. 3: description des couplages

À partir de l'équation (3.4), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations.

Les termes de compensation e_d, e_q se considèrent comme éléments perturbateurs mesurables.

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe den deux parties, alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd}^{\ *} + \ e_q \\ \frac{i_{sq}}{V_{sd}^{\ *}} = \frac{1}{R_s + L_s.s} \end{cases} \tag{3.6}$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_{sq} = V_{sq}^{*} + e_d \\ \frac{i_{sq}}{V_{sq}^{*}} = \frac{1}{R_S + L_S.S} \end{cases} \quad (3.7)$$

D'où, la fonction de transfert de la machine :

$$FT(s) = \frac{1}{R_S + s.L_S} = \frac{1}{R_S}.\frac{1}{1+T_e S} \quad (3.8)$$

$$FT(s) = \frac{I_{d,q}(s)}{V_{d,q}(s) + e_{d,q}(s)} \quad (3.9)$$

Avec :

$T_e = \frac{L_S}{R_S}$: Représente la constante de temps de la machine.

Tant que les inductances directe et quadratures sont égales, alors les constantes"K_p" et "K_i" de la boucle de régulation des courants statoriques direct et quadrature sont identiques.

Le schéma bloc de la figure 3.4 présente le système des courants régulés par le régulateur PI.

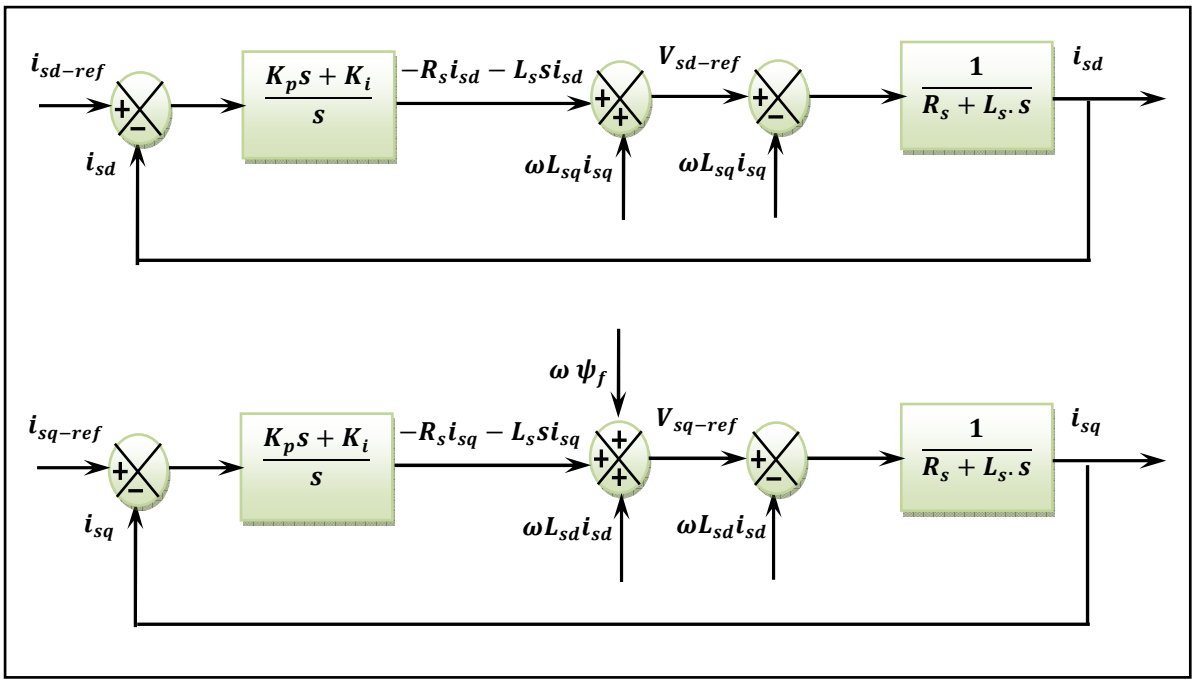


Figure 3. 4: boucle de régulation du courant i_{sd} *et* i_{sq}

Si on considère que les éléments de compensation s'ajoutent après la régulation des courants, on peut simplifier la boucle de régulation pour devenir similaire à la régulation d'un système du premier ordre.

En choisissant comme système à contrôler, un système d'ordre 1 défini par la fonction de transfert $\frac{1}{R_S + L_S S}$ comme montre le schéma bloc de la Figure (3.5).

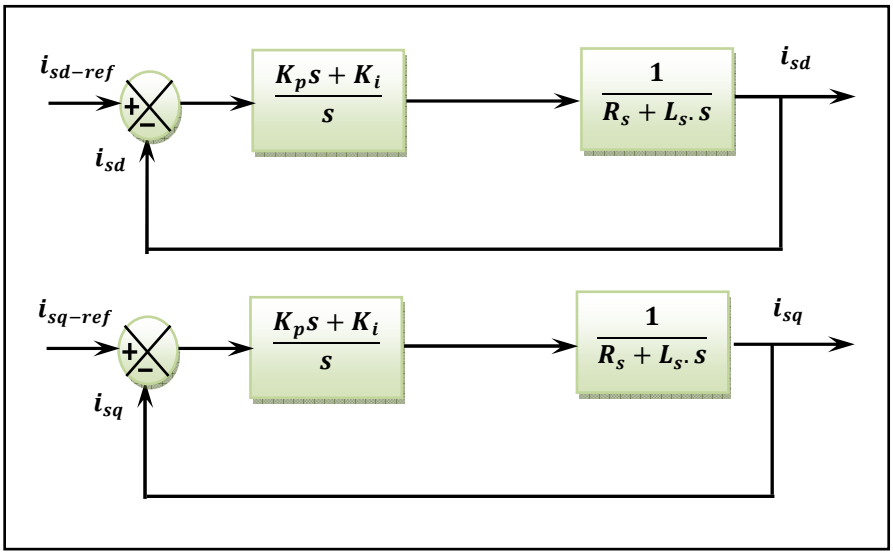


Figure 3. 5: régulation simplifiée des courants $i_{sd} et i_{sq}$ par le régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par la relation suivante :

$$FTBO(s) = \left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{R_s + L_s s}\right) \tag{3.10}$$

La fonction de transfert en boucle fermée se définit alors par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO(s)}{1 + FTBO(s)} \tag{3.11}$$

$$FTBF(s) = \frac{\left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{R_s + L_s s}\right)}{1 + \left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{R_s + L_s s}\right)} \tag{3.12}$$

En développant l'équation (3.12) on aura :

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_p . s + K_i}{R_s . s + L_s . s^2}}{1 + \frac{K_p s + K_i}{R_s . s + L_s . s^2}} \tag{3.13}$$

$$FTBF(s) = \frac{K_p . s + K_i}{R_s . s + L_s . s^2 + K_p . s + K_i} \tag{3.14}$$

$$FTBF(s) = \frac{K_p . s + K_i}{L_s . s^2 + (R_s + K_p)\, s + K_i} \tag{3.15}$$

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{L_s}{K_i} . s^2 + \left(\frac{R_s + K_p}{K_i}\right) s + 1} \tag{3.16}$$

Si on prend $K_i \gg K_p$, la fonction de transfert en boucle fermée FTBF peut être mise sous la forme d'une fonction de deuxième ordre définit comme suit :

$$FTBF(s) = \frac{1}{\frac{L_s}{K_i} . s^2 + \left(\frac{R_s + K_p}{K_i}\right) s + 1} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} . s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_n}\right) s + 1} \tag{3.17}$$

Avec :

ω_n : représente la pulsation naturelle du système.

ζ : représente le coefficient d'amortissement du système.

Par identification on obtient les valeurs des gains $K_p$et K_i.

$$\begin{cases} K_i = \omega_n^2 . L_s \\ K_p = 2.\zeta.\omega_n . L_s - R_s \end{cases} \tag{3.18}$$

La pulsation naturelle $\omega_n$est obtenue par :

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T_e} \tag{3.19}$$

T_e: représente la constant du temps de la machine définie par : $T_e = \frac{L_s}{R_s}$

3. Commande du convertisseur côté réseau par l'orientation de la tension

3.1. Principe de la commande par l'orientation de la tension

Parmi les stratégies de contrôle des convertisseurs statiques côté réseau on trouve le contrôle le plus populaire VOC. Le processus de dit contrôle nécessite une transformation de coordonnées dans un cadre de référence synchrone. Les variables de contrôle seront alors converties en valeurs continues afin de les réguler facilement via les régulateurs PI.

Évidemment, les régulateurs PI offrent des performances améliorées dans le régime continu [74]. La synchronisation avec le réseau est garantie grâce à une boucle à verrouillage de phase (PLL : Phase Locked Loop en anglais) qui offre l'angle de déphasage 'θ' nécessaire à la transformation de coordonnées. Les courants triphasés du réseau seront décomposés en courant d'axe direct (d) et d'axe quadrature (q), cela permet de fournir un contrôle séparé des puissances active et réactive. La régulation de la puissance réactive à une valeur nulle permet d'offrir un fonctionnement avec facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau électrique [75]. L'algorithme de contrôle VOC à la fois assure le maintien de la tension du bus continu à une valeur constante quelle que soit l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance au travers le convertisseur, et offre une réponse transitoire rapide et des performances statiques élevées grâce aux boucles de contrôle internes [76].

3.2. Description du système global

Le schéma bloc de principe de la commande VOC appliqué au convertisseur statique côté réseau est représenté à la Figure (3.6). La stratégie de commande repose sur l'emploi des régulateurs proportionnel-Intégral avec découplage des composantes du courant réseau direct et quadratique. Les boucles de contrôle à savoir :

- deux boucles de contrôle internes des courants d'axes d-q i_{rd} et i_{rq} ;
- une boucle de contrôle externe pour le contrôle de tension du bus continu.

En se basant sur la Figure (2.22), les tensions triphasées au point de connexion peuvent être exprimées dans le référentiel (abc) par :

$$\begin{bmatrix} V_{Ra} \\ V_{Rb} \\ V_{Rc} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} - L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

Avec

$i_{R,abc} = i_{f,abc}$: représente le courant triphasé en sortie de l'onduleur.

$V_{f,abc}$: représente les tensions triphasées alternatives en sortie de l'onduleur.

$V_{R,abc}$: représente les tensions triphasées du réseau.

R_f, L_f : représente la résistance et l'inductance du filtre respectivement.

La puissance instantanée triphasé transitée au réseau est donnée par :

$$P(t) = V_{Ra} i_{Ra} + V_{Rb} i_{Rb} + V_{Rc} i_{Rc} \tag{3.21}$$

L'équation (3.20) peut être réécrite dans un référentiel tournant d-q par :

$$\begin{cases} V_{Rd} = V_{fd} - R_f i_{Rd} - L_f \frac{di_{Rd}}{dt} + \omega_R L_f i_{Rq} \\ V_{Rq} = V_{fq} - R_f i_{Rq} - L_f \frac{di_{Rq}}{dt} - \omega_R L_f i_{Rd} \end{cases} \tag{3.22}$$

Le module de la tension réseau sera alors :

$$|V_R| = \sqrt{(V_{Rd})^2 + \left(V_{Rq}\right)^2} \tag{3.23}$$

Les expressions des puissances active et réactive dans un repère tournant sont données par :

$$P_R = \frac{3}{2}\left(V_{Rd} i_{Rd} + V_{Rq} i_{Rq}\right) \tag{3.24}$$

$$Q_R = \frac{3}{2}\left(V_{Rq} i_{Rd} - V_{Rd} i_{Rq}\right) \tag{3.25}$$

Si on oriente le repère d-q suivant la variation du champ tournant statorique, alors le cadre de référence est choisi de telle sorte que $V_{Rq} = 0$, ce qui permet d'écrire $|V_R| = V_{Rd}$. Les puissances active et réactive peuvent être écrites comme suit :

$$P_R = \frac{3}{2}(V_{Rd} i_{Rd}) = \frac{3}{2}|V_R| i_{Rd} \tag{3.26}$$

$$Q_R = -\frac{3}{2}\left(V_{Rd} i_{Rq}\right) = -\frac{3}{2}|V_R| i_{Rq} \tag{3.27}$$

Nous constatons suivant les équations (3.26) et (3.27) que les puissances active et réactive peuvent être contrôlées en contrôlant les courants i_{Rd} et i_{Rq}. De plus, la référence du courant

de l'axe quadrature i_{Rq-ref} peut être obtenue à partir de la valeur de référence de la puissance réactive selon l'expression suivante :

$$i_{Rq-ref} = -\frac{Q_{R-ref}}{\frac{3}{2}V_{Rd}} \tag{3.28}$$

Avec :

Q_{R-ref} : représente la valeur de référence de la puissance réactive.

Trois cas se présentent dans ce cas :

- soit la puissance réactive de référence est choisie égale à zéro $Q_{R-ref} = 0$, alors on aura un fonctionnement avec facteur de puissance unitaire ;
- soit la puissance réactive de référence est choisie négative $Q_{R-ref} < 0$, alors le facteur de puissance est en avance ;
- soit la puissance réactive de référence est choisie positive $Q_{R-ref} > 0$, alors le facteur de puissance est en retard.

La régulation de la tension de bus continu est assurée via un régulateur proportionnel-intégral de telle sorte que la tension à l'entrée de l'onduleur soit fixe et égale à une tension de référence U_{c-ref} . Le régulateur de la tension de bus continu génère le courant de référence de l'axe direct i_{Rd-ref} .

Supposons que les pertes dans l'onduleur, les pertes dans le condensateur et les pertes dans le filtre RL sont négligées. Alors, la puissance active à la sortie de l'onduleur en alternatif est égale à la puissance d'entrée de l'onduleur en continu. Suivant la conservation de puissance on peut écrire :

$$P_R = \frac{3}{2}(V_{Rd} i_{Rd}) = U_C i_{DC} \tag{3.29}$$

Nous constatons alors selon l'équation (3.29) que la tension du bus continu U_C peut être contrôlée en contrôlant la puissance P_R fournie au réseau.

La Figure (3.6) présente le principe de la commande VOC.

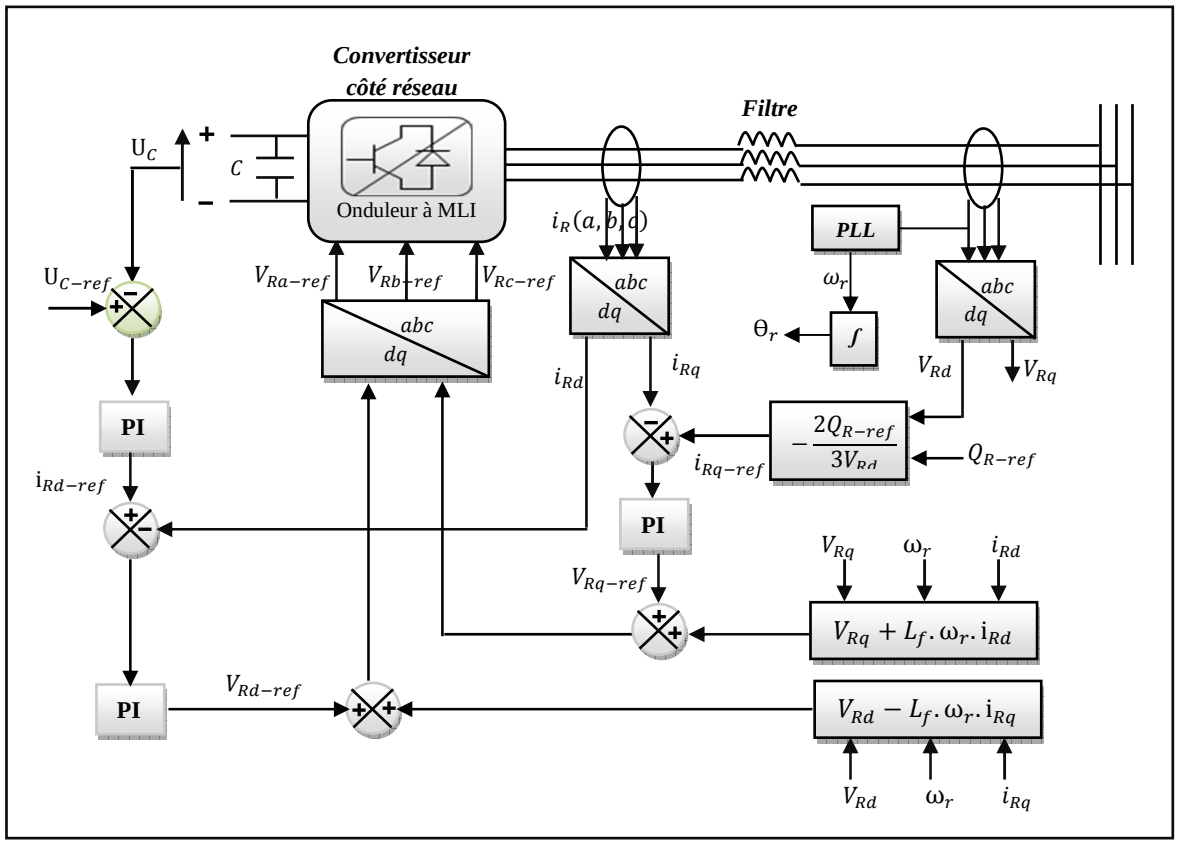


Figure 3. 6: principe de la commande VOC du convertisseur côté réseau

3.3. Synthèse des régulateurs

La régulation des différentes grandeurs électriques est basée sur des régulateurs PI. Même si la dynamique globale du système éolien est relativement lente, cependant, la régulation est calculée afin d'offrir des meilleurs résultats de robustesse et de poursuite.

L'équation (3.22) sera présentée en fonction des termes de couplage comme suit :

$$\begin{cases} V_{fd} = R_f i_{Rd} + L_f \frac{di_{Rd}}{dt} + e_{fd} \\ V_{fq} = R_f i_{Rq} + L_f \frac{di_{Rq}}{dt} + e_{fq} \end{cases} \tag{3.30}$$

Avec : e_{fd}et e_{fq}sont les termes de couplage qui seront exprimés par :

$$\begin{cases} e_{fd} = V_{Rd} - \omega_r L_f i_{Rq} \\ e_{fq} = V_{Rq} + \omega_r L_f i_{Rd} \end{cases} \tag{3.31}$$

Si on s'intéresse uniquement aux termes des tensions de filtres découplés, les tensions de références appliquées à l'onduleur seront alors exprimées par :

$$\begin{cases} V_{fd-ref} = R_f i_{Rd} + L_f \frac{di_{Rd}}{dt} = (R_f + L_f s) I_{Rd} \\ V_{fq-ref} = R_f i_{Rq} + L_f \frac{di_{Rq}}{dt} = (R_f + L_f s) I_{Rq} \end{cases} \tag{3.32}$$

Considérons le schéma bloc du système à réguler de la Figure (3.6). La fonction de transfert du régulateur PI utilisé est $\frac{K_p s+K_i}{s}$. Où "K_p" représente le gain proportionnel du correcteur PI, "K_i" représente le gain intégral et "s" la variable de Laplace.

Compte tenu des expressions de l'équation (3.32), le système régulé d'après ce système d'équation est de premier ordre pour les courants direct et quadratique du réseau.

D'où, la fonction de transfert de la machine :

$$FT(s) = \frac{1}{R_f+s.L_f} = \frac{1}{R_f}.\frac{1}{1+T_e s} \tag{3.33}$$

$$FT(s) = \frac{I_{Rd,Rq}(s)}{V_{fd,fq}(s)} \tag{3.38}$$

Avec :

$T_e = \frac{L_f}{R_f}$: Représente la constante de temps du système.

R_f, L_f : représente la résistance et l'inductance du filtre respectivement.

Si on considère que les éléments de compensation s'ajoutent après la régulation des courants, on peut simplifier la boucle de régulation pour devenir similaire à la régulation d'un système du premier ordre.

En choisissant comme système à contrôler, un système d'ordre 1 défini par la fonction de transfert $\frac{1}{R_f+L_f s}$ comme montre le schéma bloc de la Figure (3.7).

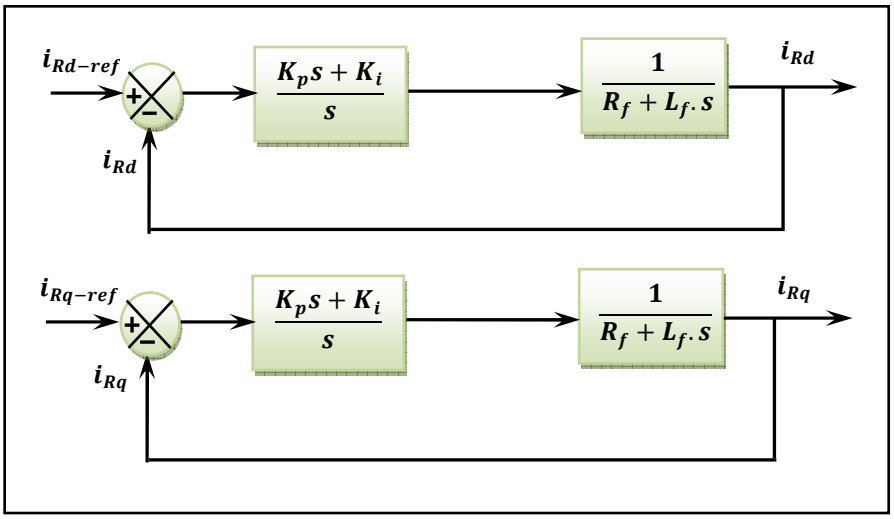


Figure 3. 7: boucle de régulation simplifiée des courants statoriques

La fonction de transfert en boucle ouverte est définie par :

$$FTBO(s) = \left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{R_f+L_f s}\right) \tag{3.34}$$

La fonction de transfert en boucle fermée se définit alors par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO(s)}{1+ FTBO(s)} \tag{3.35}$$

$$FTBF(s) = \frac{\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{R_f+L_f s}\right)}{1+\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{R_f+L_f s}\right)} \tag{3.36}$$

En développant l'équation (3.36) on aura :

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_p.s+K_i}{R_f.s+L_f.s^2}}{1+\frac{K_p s+K_i}{R_f.s+L_f.s^2}} \tag{3.37}$$

$$FTBF(s) = \frac{K_p.s+K_i}{R_f.s+L_f.s^2+K_p.s+K_i} \tag{3.38}$$

$$FTBF(s) = \frac{K_p.s+K_i}{L_f.s^2+\left(R_f+K_p\right).s+K_i} \tag{3.39}$$

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i}s+1}{\frac{L_f}{K_i}.s^2+\left(\frac{R_f+K_p}{K_i}\right)s+1} \tag{3.40}$$

Si on prend$K_i \gg K_p$, la fonction de transfert en boucle fermée FTBF peut être mise sous la forme d'une fonction de deuxième ordre définit comme suit :

$$FTBF(s) = \frac{1}{\frac{L_f}{K_i}.s^2+\left(\frac{R_f+K_p}{K_i}\right)s+1} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}.s^2+\left(\frac{2\zeta}{\omega_n}\right)s+1} \tag{3.41}$$

Avec :

ω_n : représente la pulsation naturelle du système.

ζ : représente le coefficient d'amortissement du système.

Par identification on obtient les valeurs des gains $K_p$etK_i.

$$\begin{cases} K_i = \omega_n^2.L_f \\ K_p = 2.\zeta.\omega_n.L_f - R_f \end{cases} \tag{3.42}$$

La pulsation naturelle $\omega_n$est obtenue par :

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T_e} \tag{3.45}$$

T_e: représente la constante du temps de la machine définie par :$T_e = \frac{L_f}{R_f}$

3.4. Régulateur du bus continu

Selon l'équation (3.29), le courant de référence réseau de l'axe direct est survenu à partir de la régulation de la tension du bus continu. D'autre part, le courant traversant le condensateur du

bus continu est conséquence directe de la variation de la tension aux bornes du condensateur suivant l'expression :

$$i_{DC} = C.\frac{dU_C}{dt} \tag{3.43}$$

La transformée de Laplace de l'équation (3.43) donne :

$$i_{DC} = C.s.U_C = (0 + C.s)U_C \tag{3.44}$$

Par identification des équations (3.32) et (3.44), la régulation de la tension de bus continu est obtenue via un régulateur de type PI. Par ailleurs, la fonction de transfert d'un tel système est de premier ordre.

Compte tenu de l'expression de l'équation (3.44), le système régulé d'après cette équation est de type premier ordre. En exploitant le processus de régulation des courants transités au réseau, et par identification avec le système d'équation (3.42), on obtient les paramètres du régulateur du bus continu selon les expressions suivantes avec une constante du temps choisie à l'avance :

$$\begin{cases} K_i = \omega_n^2.C \\ K_p = 2.\zeta.\omega_n.C \end{cases} \tag{3.45}$$

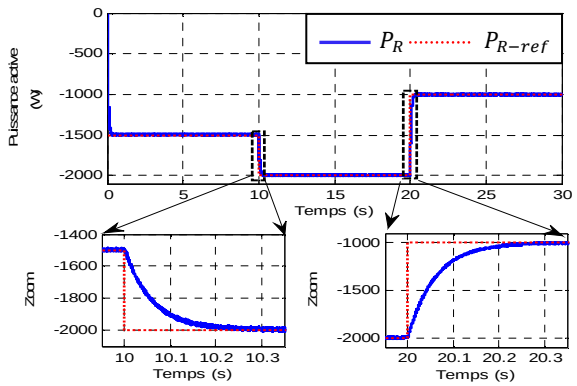
4. Résultats de simulation

Dans cette section, les stratégies de la commande FOC côté génératrice, et la commande VOC côté réseau ont été validées par simulation numérique en utilisant l'environnement Matlab/Simulink, pour observer et évaluer les performances et la robustesse de la commande. Les paramètres du système éolien sont donnés en annexe A. Le système éolien est soumis à deux types de test de simulations sous l'environnement MATLAB/SIMULINK, à savoir :

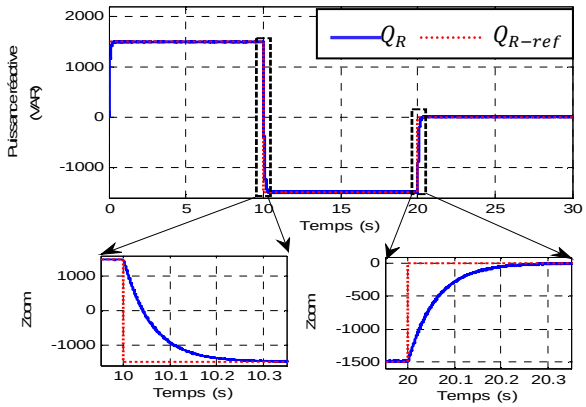
- test de performance à vitesse du vent fixe ;
- test de performance à vitesse du vent variable.

4.1. Réponse à vitesse du vent fixe.

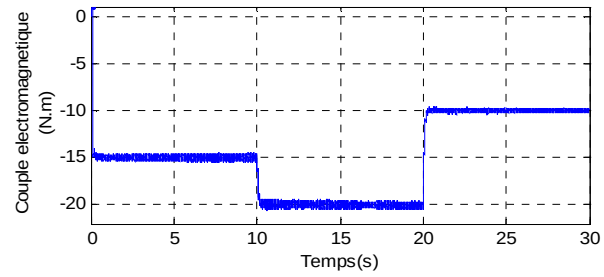
La GSAP est entraînée par la turbine éolienne à une vitesse du vent fixe de valeur nominale 12 m/s. Cet essai nous permet de vérifier la performance du système et le découplage entre les composantes du courant statorique, et par conséquent, une commande en couple électromagnétique de la GSAP. Ainsi que le découplage des puissances générées par la GSAP lorsque les consignes des puissances varient instantanément. Les résultats de simulation de la commande par orientation appliquée aux convertisseurs statiques sont présentés ci-dessous.



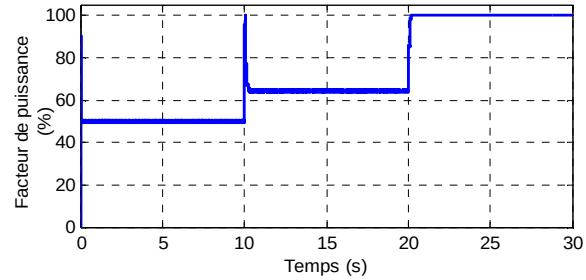
a) Puissance active



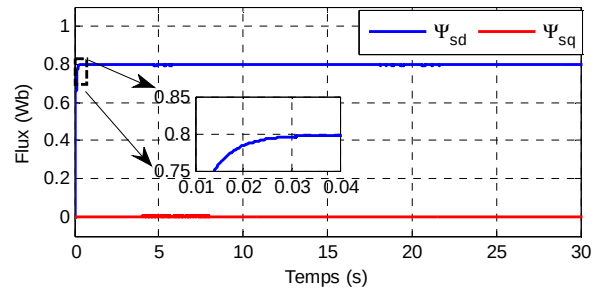
b) Puissance réactive



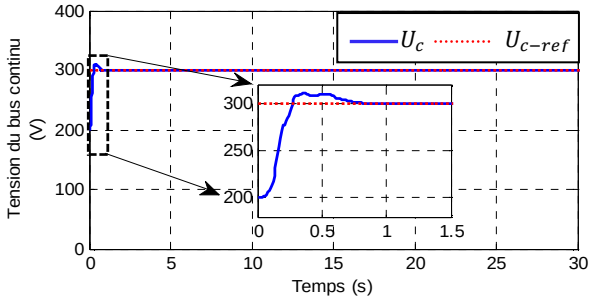
c) Couple électromagnétique



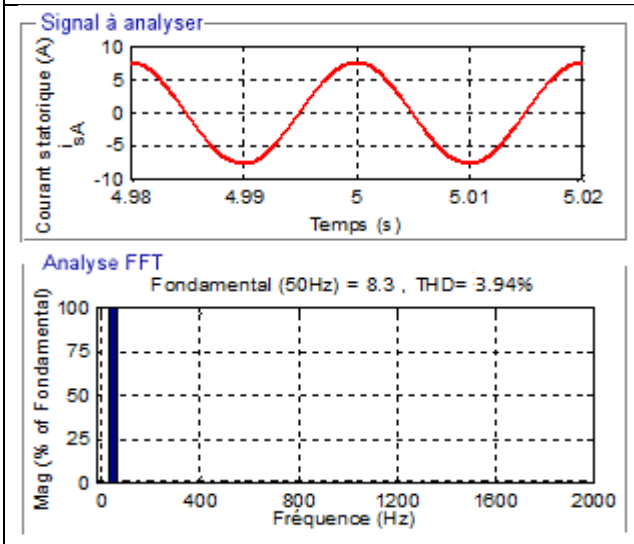
d) Facteur de puissance



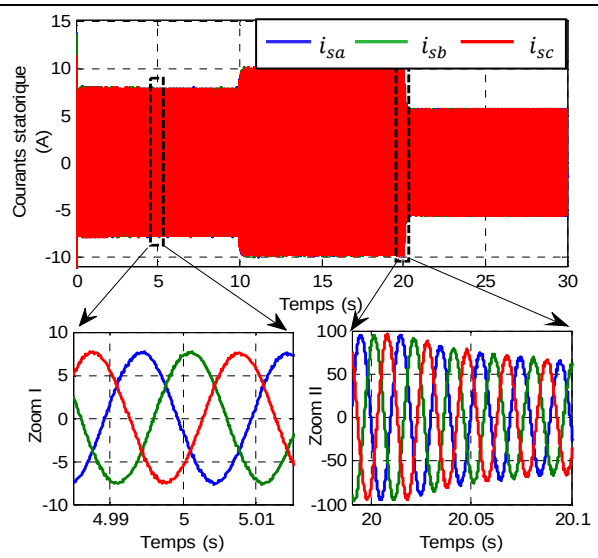
e) Flux statoriques direct et en quadrature



f) Tension du bus continu



g) Analyse harmonique des spectres des courants



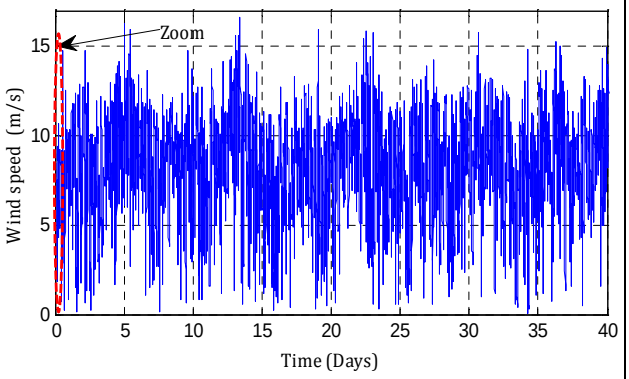
h) Courants statoriques

Figure 3. 8: Réponse de la GSAP à une vitesse du vent fixe

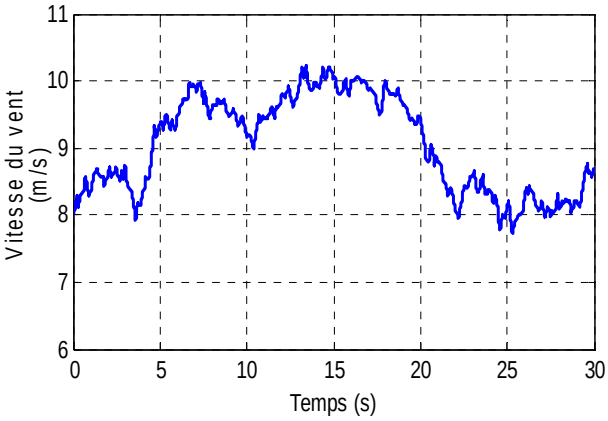
D'après les résultats trouvés pour cet essai en présence d'un vent fixe, nous pouvons remarquer que pour le test de poursuite, les grandeurs commandées suivent leurs références sans dépassement avec une erreur statique de $\varepsilon_s = 4\%$. La réponse des puissances est apériodique. Pour la puissance active le temps de réponse est 210 ms et la bande variante est égale à ± 5 W. Nous observons que la puissance active reste toujours négative, cela signifie que la GSAP fournie de la puissance au réseau. Par ailleurs, les résultats obtenus montrent que le couple électromagnétique et la puissance active, sont de même allure lorsque la vitesse est constante. Nous pouvons également remarquer que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active. Ceci est traduit par sa forme identique à celle de la puissance active. Les courants statoriques triphasés générés sont proportionnels à la puissance active fournie. La forme des courants statoriques est sinusoïdale, avec une fréquence de 50Hz. Le facteur de puissance obtenu est variable selon la valeur de la puissance réactive. Nous observons aussi que le bus continu suit sa valeur de référence avec une erreur faible, sa réponse présente un dépassement de 3.34 % et un temps de réponse égale à 800 ms. Le convertisseur côté réseau est utilisé ici pour maintenir la tension du bus continu U_C constante et réguler la puissance réactive transitée au réseau à une valeur nulle. Les résultats de simulations montrent l'effet du régulateur sur la tension du bus continu comme montre la Figure 3.8 (f). L'analyse spectrale des harmoniques du courant fournie au réseau présentée à la Figure (3.8.g) montre la haute performance de la stratégie appliquée dans cette étude en termes de réduction de taux harmonique de courant (THD). Les résultats obtenus montrent que la stratégie de la commande par orientation assure une bonne qualité de la forme d'onde des courants injectés au réseau où le taux harmonique (THD) est évalué à 3.94%. Ce taux respecte bien la norme qui exige un taux de THD inférieur à 5% pour les courants injectés au réseau selon le standard IEEE-519 [77].

4.2. Réponse à vitesse du vent variable

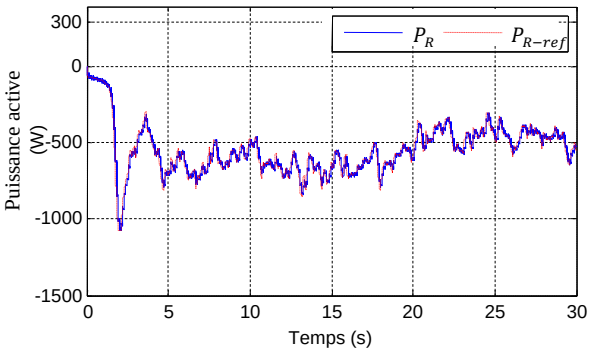
Afin d'analyser le comportement en régime dynamique du système en gardant un facteur de puissance unitaire côté réseau, la turbine est entrainée par une vitesse du vent représentant une portion du vent mesuré de la ville d'Essaouira, Maroc pour avoir un vent variable et réel, et nous avons réguler la puissance réactive à sa valeur de référence nulle. Les figures ci-dessous illustrent les résultats de simulation de la commande par orientation (FOC et VOC).



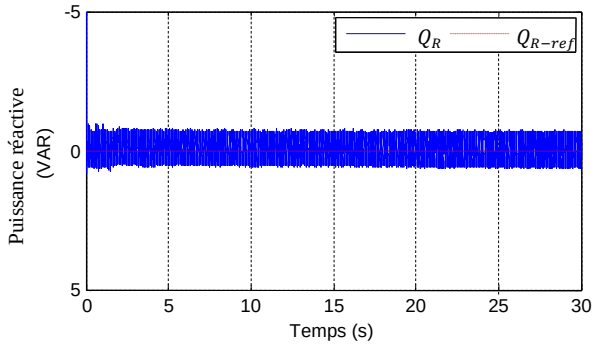
a) Profil de vitesse du vent variable



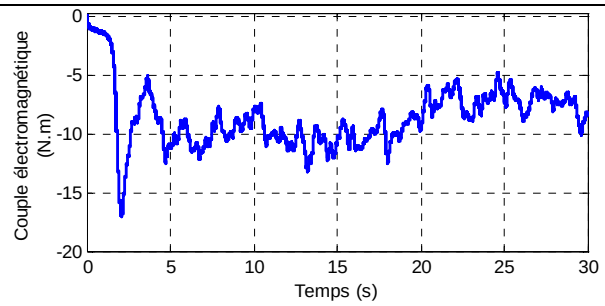
b) Zoom du profil du vent



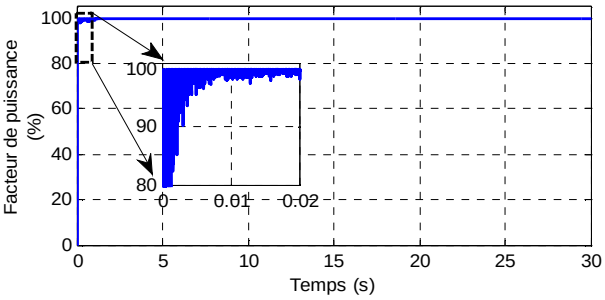
c) Puissance active



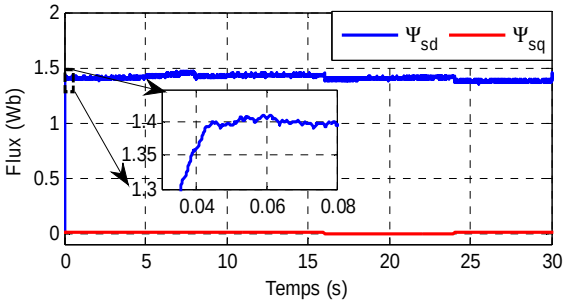
d) Puissance réactive



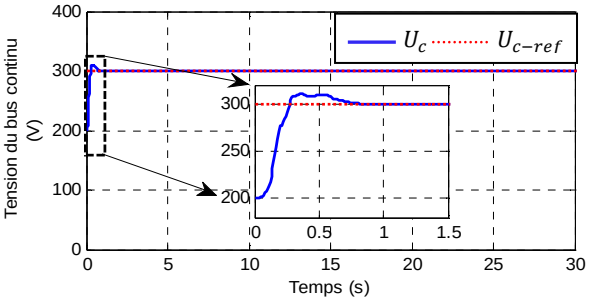
e) Couple électromagnétique



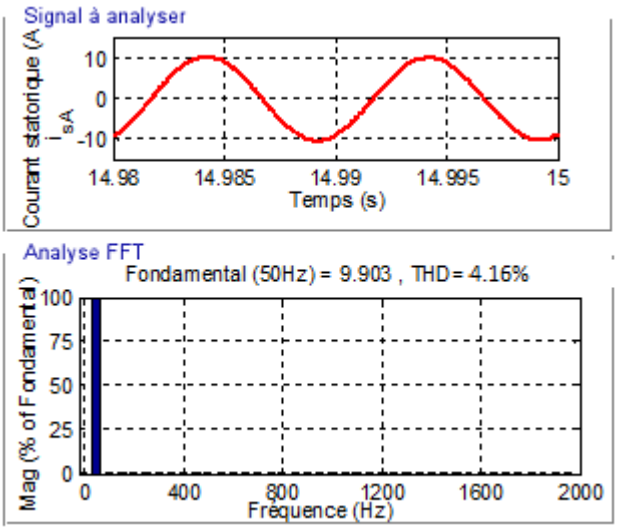
f) Facteur de puissance



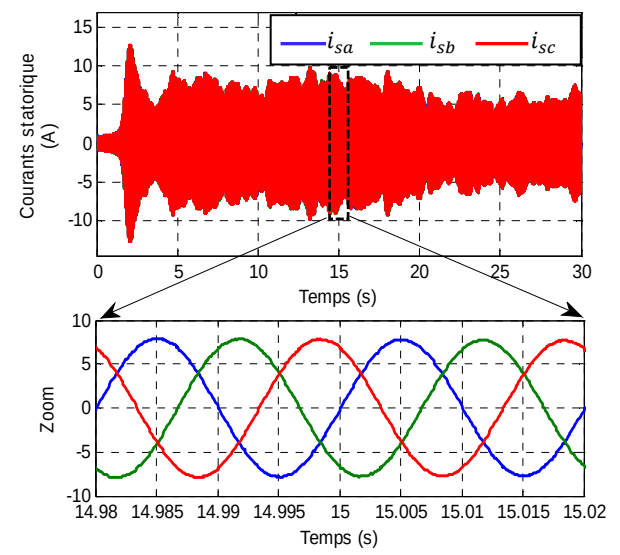
g) Flux statoriques direct et en quadrature



h) Tension du bus continu



i) Analyse harmonique des spectres des courants



j) Courants statoriques

Figure 3. 9 : réponse de la GSAP à une vitesse du vent variable

D'après ces résultats de simulation, nous pouvons remarquer que la commande du convertisseur de puissance assure à la fois le transfert de puissance active et réactive avec une bonne qualité, la commande de la tension du circuit intermédiaire et la synchronisation avec le réseau électrique. Nous avons obtenu des dynamiques appropriées pour les puissances actives et réactives de références afin de tester le découplage de ces puissances dans le cas de fonctionnement à vitesse variable du vent figures (3.9.a), (3.9.c) et (3.9.d).

Il faut noter ici que la puissance active électrique suit parfaitement l'évolution de la puissance mécanique d'entrainement avec une faible ondulation qui reste très acceptable compte tenu de la grande puissance de la génératrice et de sa grande inertie. La Figure (3.9.c) montre cette évolution de la puissance active dans laquelle on peut remarquer la bonne poursuite de la puissance en régime permanent avec une rapidité meilleure en régime dynamique.

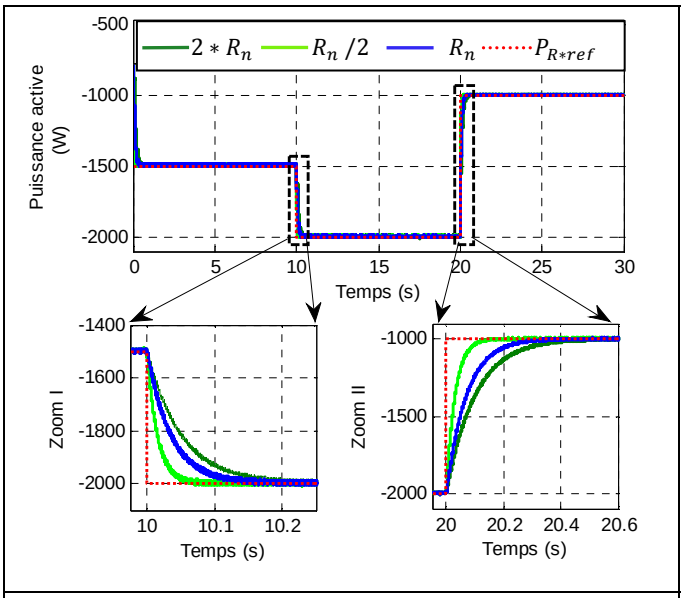
Le système illustré aux Figures (3.9.d) et (3.9.f), est simulé pour livrer une puissance réactive nulle afin de profiter d'une puissance tellement nette et avoir un facteur de puissance unitaire à 100%. La puissance active statorique suit la puissance mécanique (puissance de référence) avec une erreur dynamique de 2.18%. Malgré les variations de la puissance active, elle reste toujours négative confirmant que la machine fournit de la puissance au réseau. Nous remarquons qu'au démarrage, des légères oscillations de hautes fréquences sur les puissances active et réactive et sur le couple électromagnétique, leurs amplitudes diminuent, une fois que la puissance réactive s'annule. Le facteur de puissance unitaire est mis en évidence pour une puissance réactive nulle obtenue après la fin du régime transitoire. Le couple

électromagnétique de la génératrice varie selon celui de la turbine qui est fonction de la vitesse du vent. Nous notons aussi que ce couple est proportionnel à la puissance générée. Les oscillations liées aux puissances sont moindres et sont plus importantes pour le couple électromagnétique.

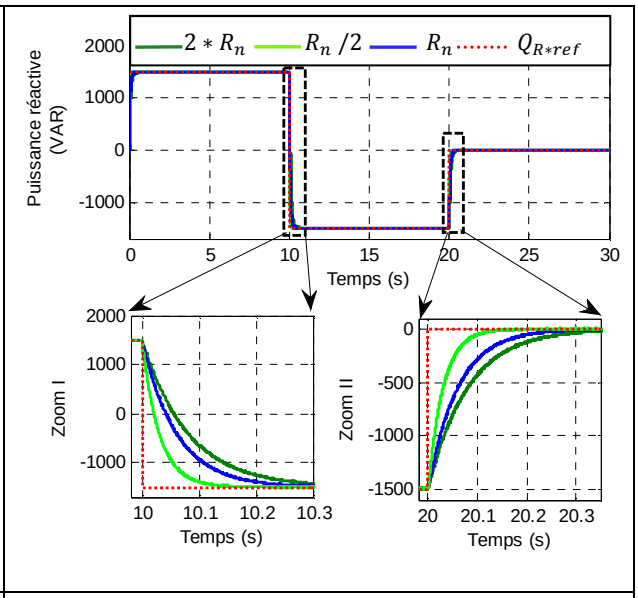
La Figure 3.9 (h) montre le comportement du bus continu intermédiaire entre les deux convertisseurs statiques (redresseur – onduleur). Le système intermédiaire maintient la tension U_C constante (300 v) aux bornes des deux convertisseurs avec un dépassement de 3.34% et un temps de réponse estimé autour de 800 ms. Bien que la variation au niveau de la tension continue intermédiaire provoquée par la faible production de la puissance active, pourtant cette variation reste tellement acceptable et présente un taux de 0,2% par rapport à la valeur de la tension nominale. Les courants statoriques varient suivant la variation du vent aussi car c'est l'image de la puissance. Ils sont sinusoïdaux avec une fréquence de 50 Hz. Il faut également noter que le courant augmente à mesure que la vitesse du vent augmente pour injecter plus d'énergie active dans le réseau. Les allures des courants triphasés restent très approuvables aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique. Afin de mieux illustrer la qualité de l'énergie produite et fournie au réseau, une analyse spectrale des harmoniques du courant injecté au réseau a été réalisée et présentée à la Figure 3.9 (i). Le taux THD du courant transité est évalué égale 4.16% pour 2 cycles de fonctionnement et avec une fréquence fondamentale de 50Hz. Ce taux respecte bien la norme pour les courants injectés au réseau selon le standard IEEE-519 [77].

4.3. Test de robustesse

Dans le but d'éprouver l'étude de la stratégie de la commande par orientation au niveau de la robustesse, il est judicieux de vérifier le comportement de la GSAP face aux erreurs paramétriques de la machine. Pour cela, un deuxième test de robustesse a été fait relatif aux variations paramétriques de la machine GSAP. La première variation concerne la résistance des enroulements statoriques (cas d'échauffement) et la deuxième variation concerne l'inductance des enroulements statoriques (cas de saturation). Les Figures suivantes rassemblent le comportement dynamique vis-à-vis ces changements paramétriques.

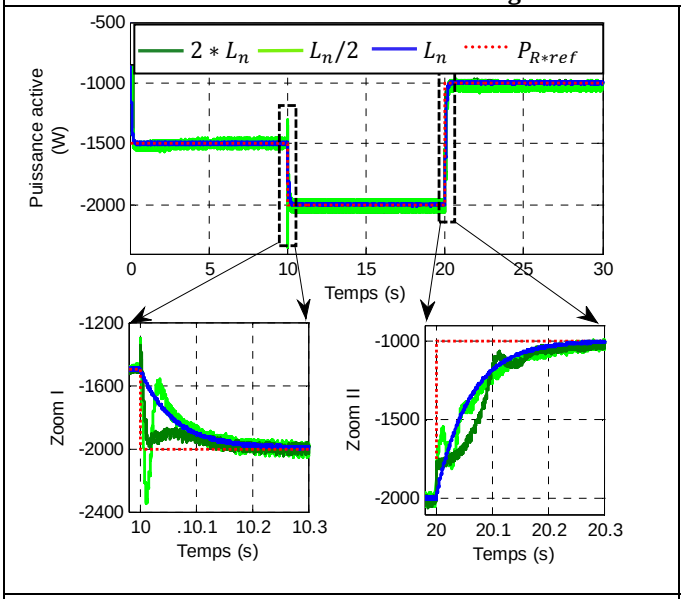


a) Test de robustesse de la puissance active

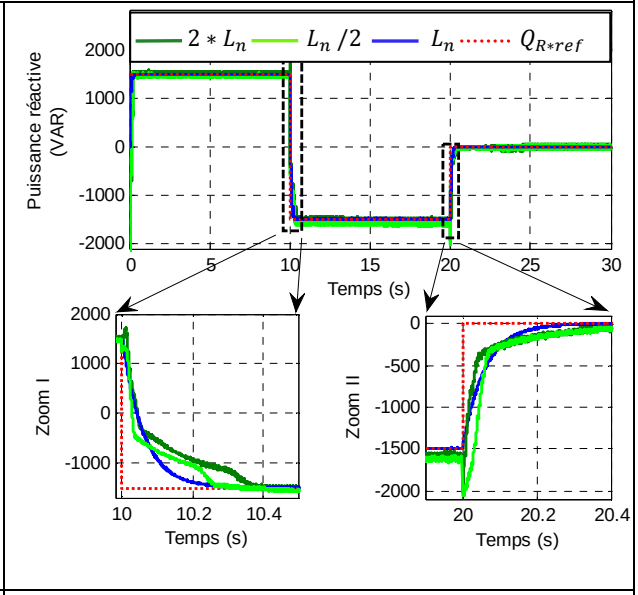


b) Test de robustesse de la puissance réactive

Figure 3. 10 : test de robustesse



c) Test de robustesse de la puissance réactive



d) Test de robustesse de la puissance réactive

Figure 3. 11: test de robustesse

D'après les figures de test de robustesse, on peut remarquer l'effet de la variation paramétrique de GSAP sur la commande par orientation. Les Figures (3.11.a) et (3.11.b) représentent le comportement de la commande par orientation lors du changement de la résistance des enroulements statoriques par rapport à sa valeur nominale. Les puissances active et réactive sont affectées face au changement de la résistance statorique Rs. Des dépassements au niveau des allures des puissances, une rapidité médiocre pour la poursuite des grandeurs de références et agrandissement des erreurs statiques. La même remarque est constatée pour la variation de $\pm 20\%$ de l'inductance mutuelle Ls. Le temps de réponse se dégrade d'une façon intense par

rapport au nominal. L'erreur statique et le premier dépassement se présentent dans les graphes des puissances active et réactive.

On constate que les variations paramétriques de la machine affectent les performances statiques et dynamiques de la commande par orientation (FOC et VOC). Ces variations influencent la dynamique de poursuite, l'erreur statique, le temps de réponse et engendrent des oscillations pour les puissances active et réactive. On résulte finalement que l'effet de ces variations paramétriques n'est plus négligeable, et par conséquent, le contrôle perd relativement l'efficacité de la commande.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux commandes par orientation, la commande du convertisseur côté génératrice par orientation du flux (FOC) et la commande du convertisseur côté réseau par orientation de tension (VOC).

Avec la commande FOC, nous avons obtenu un modèle découplé de la génératrice et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI.

La commande VOC se positionne également comme une commande fiable qui garantit à la fois, un facteur de puissance élevé, une injection des courants électriques de haute qualité et un découplage des puissances active et réactive.

Les résultats de simulation démontrent clairement le découplage et la robustesse de ces commandes pour différents modes de fonctionnement.

CHAPITRE 4 : COMMANDE DIRECTE DU COUPLE ET DE PUISSANCE

1. Introduction ---- 79
2. Commande du convertisseur côté générateur par la commande DTC ---- 79
2.1. Principe de la commande DTC ---- 79
2.2. Théorie de la commande DTC ---- 80
2.3. Contrôle du vecteur flux statorique ---- 82
2.4. Présentation de la structure de la commande DTC ---- 83
2.4.1. Choix du vecteur tension statorique ---- 83
2.4.2. Estimation du flux et du couple ---- 85
2.4.2.1. Estimation du flux statorique ---- 85
2.4.2.2. Estimation du couple électromagnétique ---- 86
2.5. Choix des correcteurs à hystérésis ---- 86
2.5.1. Correcteur du flux statorique ---- 86
2.5.2. Correcteur du couple à deux niveaux ---- 87
2.6. Élaboration de la table de commutation ---- 88
3. Commande du convertisseur côté réseau par la commande DPC ---- 89
3.1. Principe de la commande DPC ---- 89
3.2. Calcule des puissances instantanées par estimation de tension ---- 90
3.3. Choix des correcteurs à hystérésis ---- 92
3.4. Identification de la position angulaire de la tension réseau ---- 94
3.5. Elaboration de la table de commutation ---- 95
3.6. Régulation de la tension du bus continu ---- 95
3.7. Résultats de simulation ---- 97
3.7.1. Réponse à vitesse du vent fixe ---- 97
3.7.2. Réponse à vitesse du vent variable ---- 99
3.7.3. Test de robustesse ---- 101
4. Conclusion ---- 103

1. Introduction

La stratégie de ma commande directe a été proposée en1986 par I. Takahashi [78], et il a été développé plus tard pour plusieurs applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes en les remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures [79], [80], [81]. La première application développée était la commande d'une machine électrique et la structure de la commande était connue sous le nom de Contrôle Direct de Couple (Direct Torque Control, DTC en anglais). Dans ce cas, on contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sans aucun bloc de modulation [82], [83].

Ensuite, une technique similaire appelée Contrôle Direct de Puissance (en anglais Direct Power Control, DPC) était proposée en 1998 par T. Noguchi [84], et développée après par [85] pour une application de contrôle des redresseurs connectés au réseau (génératrice dans notre cas) [86]. Dans ce cas, les grandeurs contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées [87], [88].

Ainsi, ce chapitre est divisé en deux parties. Dans la première partie nous nous sommes intéressés à la commande DTC appliquée au convertisseur coté GSAP. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la génératrice comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation, afin d'établir la table de vérité qui représente le noyau de l'algorithme des commutations nécessaires dans cette stratégie de commande. La deuxième partie est destinée à la commande directe de puissance DPC, cette commande est basée exactement sur les mêmes relations vectorielles qui gouvernent la commande DTC. La technique DPC est proposée pour le contrôle de la puissance active et réactive. Cette stratégie est basée sur la sélection d'un vecteur de tension de telle manière que les erreurs entre les grandeurs mesurées et de référence sont réduites et maintenues entre les limites des bandes d'hystérésis [89].

2. Commande du convertisseur côté générateur par la commande DTC

2.1. Principe de la commande DTC

Le principe de la commande DTC est basé sur la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir ces deux grandeurs instantanées à l'intérieur

d'une bande autour de la valeur désirée. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur optimal de tension de l'onduleur à appliquer à chaque instant de commutation [90].

La commande par DTC de la GSAP, peut être schématisée par la Figure (4.1)

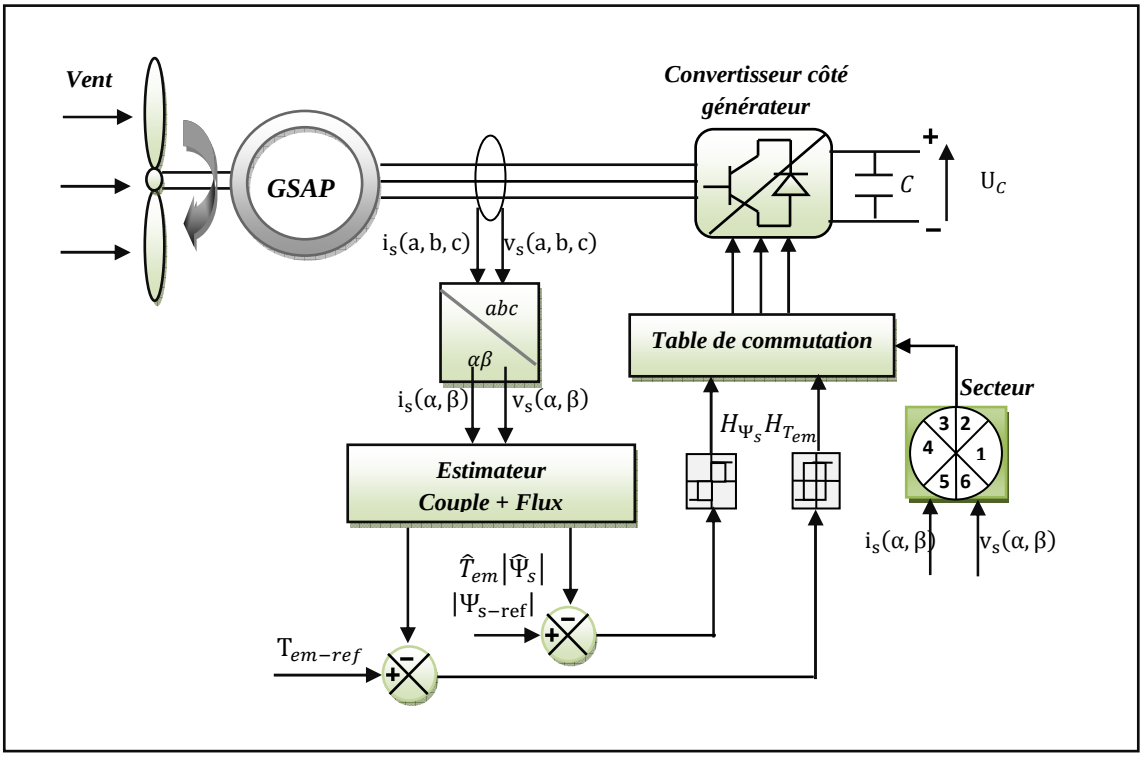


Figure 4. 1: structure de la commande directe du couple et du flux de la GSAP

2.2. Théorie de la commande DTC

À partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes [92], [93], [94]. Dans le plan complexe constitué des axes (α, β), le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$\overline{V_s} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left[V_{sa} + V_{sb}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{sc}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \quad (4.1)$$

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} représentent les tensions simples instantanées, elles sont déterminées par l'état des commutateurs S_{ra}, S_{rb}, S_{rc} du convertisseur côté génératrice.

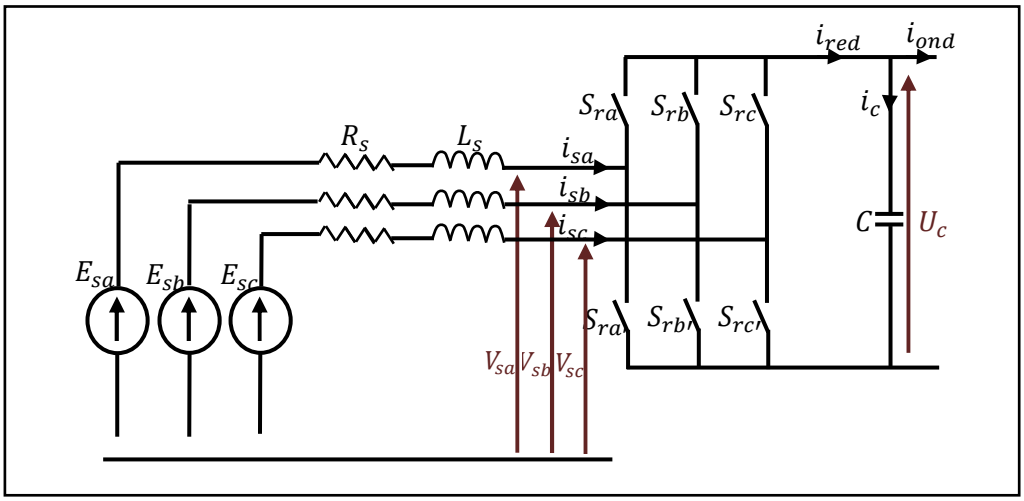


Figure 4. 2 : onduleur de tension

Les vecteurs de tension peuvent être exprimés par :

$$\overline{V_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[S_{ra} + S_{rb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_{rc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \tag{4.2}$$

U_c**:** La tension du bus continu. Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

La représentation des vecteurs tension dans le repère (α,β) est présentés dans la figure suivante où les vecteurs de tension sont décalés entre eux de $\frac{\pi}{3}$ formant ainsi six zones appelées secteurs et leurs extrémités forment les sommets d'un hexagone régulier.

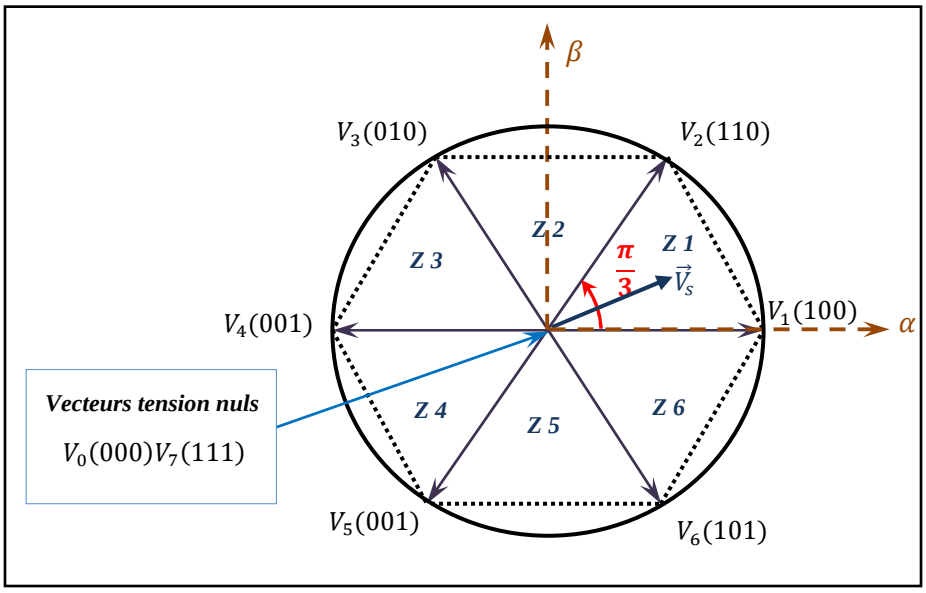


Figure 4. 3: représentation des vecteurs tensions générées par l'onduleur

Pour piloter le redresseur de tension on l'oriente directement par une application consécutive des vecteurs de tensions$V_i(i = 1,2,3,4,5,6)$. Le principe consiste à sélectionner un vecteur parmi les six vecteurs possibles dont le but de contrôler le couple électromagnétique et le flux statorique. Les comparateurs du couple et de flux utilisés dans le schéma de principe modelé dans la figure 4.1 fournissent en sortie les erreurs instantanées du couple et de flux. Ces erreurs seront appliquées à des régulateurs à hystérésis engendrant par la suite en sortie les variables $H_{T_{em}}$ et H_{Ψ_s}à deux niveaux.

2.3. Contrôle du vecteur flux statorique

La commande directe du couple est basée sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia (α-β) peut être s'écrit comme suit :

$$\Psi_s(t) = \int_0^{T_e}(V_s - R_s.\, i_s)dt \tag{4.3}$$

Ce qui donne si on néglige la chute de tension statorique :

$$\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_{s0} + \int_0^{T_e} \bar{V}_s.\, dt \tag{4.4}$$

Avec : Ψ_{s0}représente le vecteur du flux à l'instant t =0.

$$\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_{s0} + \bar{V}_s.\, T_e \tag{4.5}$$

Si $[0, T_e]$ représente un intervalle périodique de contrôle, les commandes des commutateurs (S_{ra}, S_{rb}, S_{rc}) du redresseur sont fixes. Alors, le vecteur de tension reste constant pendant la période d'échantillonnage T_e. Alors, on peut écrire :

$$\bar{\Psi}_s(k+1) = \bar{\Psi}_{s0}(k) + \bar{V}_s.\, T_e \tag{4.6}$$

$$\Delta\bar{\Psi}_s = \bar{V}_s.\, T_e \tag{4.7}$$

Avec :

$\bar{\Psi}_s(k)$: Représente le vecteur du flux statorique à l'état actuel.

$\bar{\Psi}_s(k+1)$: Représente le vecteur du flux statorique à l'état suivant.

$\Delta\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_s(k+1) - \bar{\Psi}_s(k)$: Représente la variation du flux statorique.

Si on néglige la résistance statorique R_s, le vecteur du flux statorique Ψ_s se déplacera dans la direction du vecteur de tension appliquée. Dans ce cas, la distance de déplacement du l'extrémité du vecteur de flux statorique est déterminée par la durée pendant laquelle le vecteur statorique est appliqué comme montre la Figure (4.4).

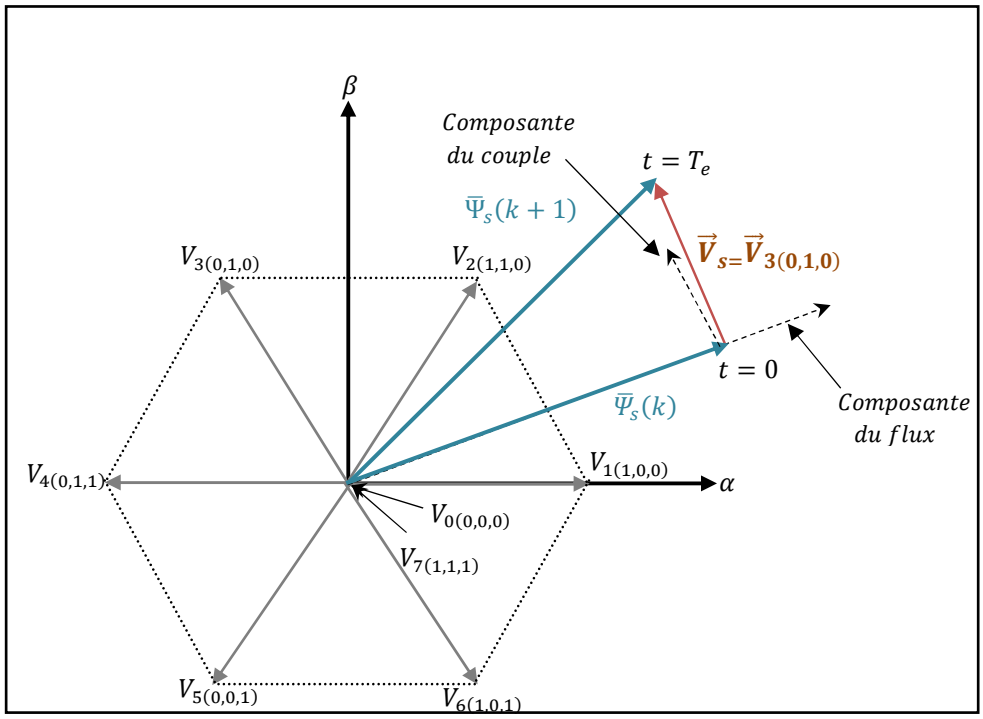


Figure 4. 4:évolution du vecteur flux statorique dans le plan stationnaire (α-β)

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique.
En d'autres termes, le flux statorique devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

2.4. Présentation de la structure de la commande DTC

2.4.1. Choix du vecteur tension statorique

En sélectionnant le vecteur V_3, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_3dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple électromagnétique. Pour cela, le plan du vecteur de tension est subdivisé en six secteurs de Z_1 à Z_6 symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles comme illustré dans la Figure (4.5).

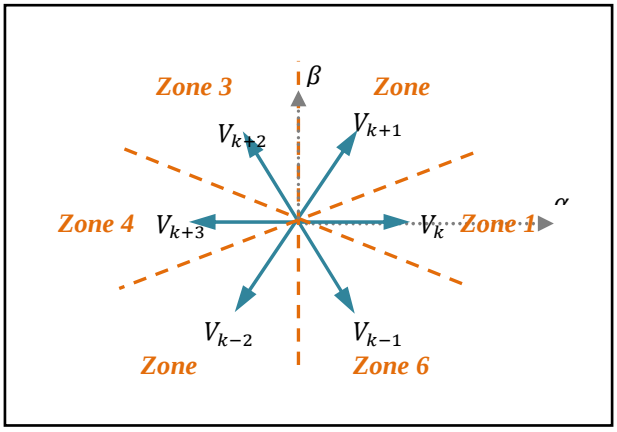


Figure 4. 5 : plan des vecteurs tensions et dessecteurs dans le référentiel (α-β)

Dans chaque secteur, deux vecteurs de tension adjacents sont sélectionnés pour assurer l'amplitude du flux statorique Ψ_s limité dans une bande trajectoire. Lorsque le vecteur flux se trouve dans le secteur Z_1, les deux vecteurs V_2 etV_3 sont choisis pour augmenter ou diminuer respectivement l'amplitude du flux statorique. Si on veut inverser le sens de rotation du flux statorique Ψ_s il suffit de sélectionner les vecteurs de tension dans le sens opposé. Par exemple, si le flux statorique se positionne dans le secteur Z_1 et on veut qu'il tourne dans le sens horaire, il suffit d'appliquer les vecteurs de tension V_5 et V_6.

Prenons l'exemple où le vecteur du flux statorique $\Psi_s$se positionne dans le secteur Z_1. Pour contrôler les vecteurs du couple et de flux, on sélectionne un vecteur parmi quatre vecteurs adéquats (V_2, V_3, V_5 et V_6) représentés sur la Figure (4.6).

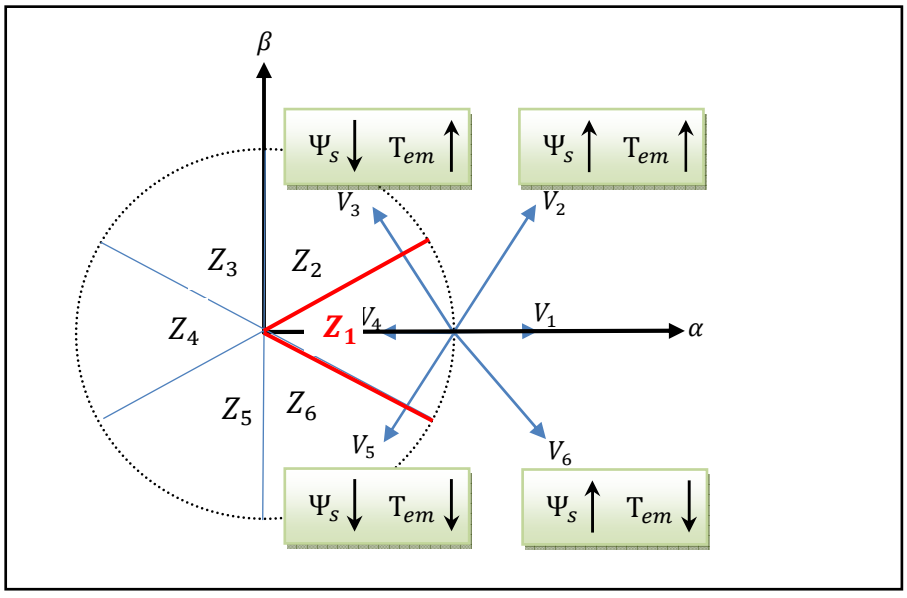


Figure 4. 6: vecteurs des tensions appliuées dans le secteur Z1

D'après le schéma de la Figure 4.6, le rôle du vecteur de tension statorique appliqué soit :

- Si V_2 est appliqué, alors $\Psi_s$croît et T_{em}croît ;
- Si V_3 est appliqué, alors $\Psi_s$décroît et T_{em}croît ;
- Si V_5 est appliqué, alors $\Psi_s$décroît et T_{em}décroît ;
- Si V_6 est appliqué, alors $\Psi_s$croît et T_{em}décroît.

L'application des vecteurs de tension V_0 et V_7 n'est plus valable dans le cas de la machine synchrone à aimant permanent.
Le choix des vecteurs de tension sert à modifier l'angle du flux statorique sans modifier le module pour qu'il reste le plus possible constant. C'est pour cette raison que l'application des vecteurs de tension V_1 et V_4 ne sont pas appliqués.

L'application des vecteurs de tension est généralisée dans les six secteurs comme suit :

- Pour augmenter le couple électromagnétique on applique les vecteurs de tension V_{k+1}et V_{k+2}.
- Pour diminuer le couple électromagnétique on applique les vecteurs de tension V_{k-1}et V_{k-2}.
- Pour augmenter le flux statorique on applique les vecteurs de tension V_{k+1}et V_{k-1}.
- Pour diminuer le flux statorique on applique les vecteurs de tension V_{k+2}et V_{k-2}.

Les vecteurs de tension V_k et V_{k+1}ne sont pas utilisés pour évoluer le flux et le couple dans le secteur Z_1. Par conséquent, un bras du redresseur reste figé et permet par la suite de diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs électroniques.

2.4.2. Estimation du flux et du couple

Les principes de la DTC ont été décrits dans l'estimation fiable de couple électromagnétique et du flux statorique. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.
L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et des courants statoriques [79].

2.4.2.1. Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes (α,β) à partir de l'équation suivante :

$$\Psi_{s\alpha} = -\int_0^{T_e}(V_{s\alpha} - R_s.i_{s\alpha})dt \tag{4.8}$$

$$\Psi_{s\beta} = -\int_0^{T_e}(V_{s\beta} - R_s.i_{s\beta})dt \tag{4.9}$$

Dans le référentiel (α-β), le module du flux statorique est donné par :

$$|\widehat{\Psi}_s| = \sqrt{{\Psi_{s\alpha}}^2 + {\Psi_{s\beta}}^2} \tag{4.10}$$

Le secteur Z_i dans lequel se situe le vecteur du flux statorique est déterminé à partir des composantes $\Psi_{s\alpha}$, et $\Psi_{s\beta}$. Le déphasage du flux statorique $\theta_s$dans le repère (α, β) est égal à :

$$\angle\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}}\right) \tag{4.11}$$

2.4.2.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé pour tous les types de machines synchrones. A partir des grandeurs estimées du flux $\Psi_{s\alpha}$, et $\Psi_{s\beta}$, et les valeurs calculées des courants $i_{s\alpha}$et $i_{s\beta}$, le couple peut se mettre sous la forme :

$$T_{em} = -\frac{3}{2}p\left(\Psi_{s\alpha}i_{s\beta} - \Psi_{s\beta}i_{s\alpha}\right) \tag{4.12}$$

2.5. Choix des correcteurs à hystérésis

2.5.1. Correcteur du flux statorique

Le correcteur du flux à pour but est de maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire comme le montre la Figure (4.7). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux statorique, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La hauteur de la bande des correcteurs est choisie selon la fréquence de commutation des interrupteurs électroniques du redresseur et le niveau des ondulations préféré.

À partir des valeurs de flux estimé et celui préféré on fixe l'écart entre le flux statorique de la machine et sa valeur de référence :

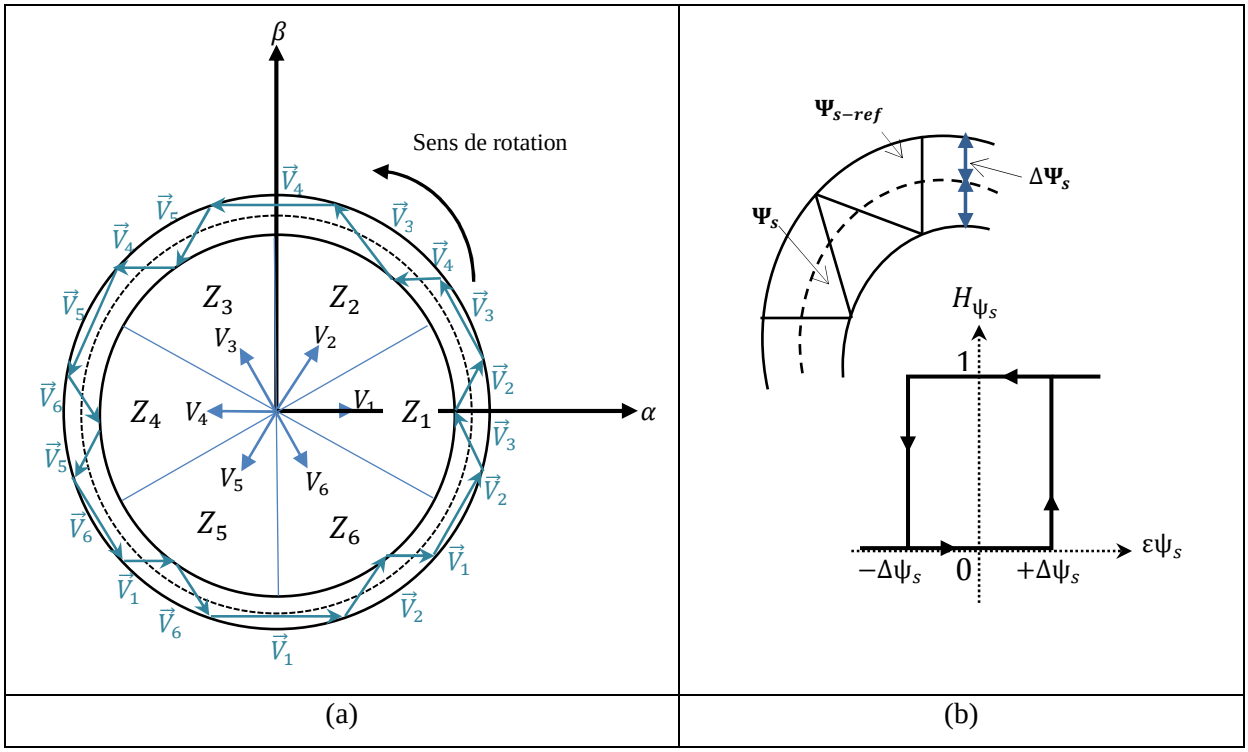
$$\varepsilon\Psi_s = \Psi_{s-ref} - \widehat{\Psi}_s \tag{4.14}$$

Avec :

Ψ_{s-ref} : représente le flux statorique de référence.

$\widehat{\Psi}_s$: représente le flux statorique estimé.

Le régulateur à hystérésis à deux niveaux utilisé pour le contrôle du flux statorique est présenté comme suit :



(a) (b)

(a) sélection des vecteurs tensions (b) la trajectoire du flux et le correcteur à deux niveaux

Figure 4. 7: correcteur du flux à hystérésis

Le principe de fonctionnement d'un tel correcteur est le suivant :

- Si : $\varepsilon\Psi_s > \Delta\Psi_s$ alors : $H_{\Psi_s} = 1$
- Si : $0 < \varepsilon\Psi_s \leq +\Delta\Psi_s$ et $\frac{d\varepsilon\Psi_s}{dt} > 0$ alors : $H_{\Psi_s} = 0$
- Si : $-\Delta\Psi_s < \varepsilon\Psi_s \leq 0$ et $\frac{d\varepsilon\Psi_s}{dt} < 0$ alors : $H_{\Psi_s} = 1$
- Si : $\varepsilon\Psi_s < -\Delta\Psi_s$ alors : $H_{\Psi_s} = 0$

Avec :

- $H_{\Psi_s} = 1$: Sortie du correcteur à hystérésis sert à augmenter le flux statorique.
- $H_{\Psi_s} = 0$: Sortie du correcteur à hystérésis sert à diminuer le flux statorique.

2.5.2. Correcteur du couple à deux niveaux

C'est le même principe est appliqué au correcteur à hystérésis réservé au couple électromagnétique. Le schéma d'un tel correcteur est le principe de fonctionnement est représenté comme suit :

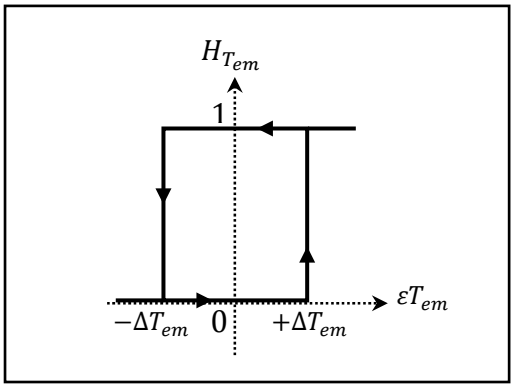


Figure 4. 8:correcteur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du couple électromagnétique

Le principe de fonctionnement d'un tel correcteur est le suivant :

- Si : $\varepsilon T_{em} > \Delta T_{em}$ alors : $H_{T_{em}} = 1$
- Si : $0 < \varepsilon T_{em} \leq +\Delta T_{em}$ et $\frac{d\varepsilon T_{em}}{dt} > 0$ alors : $H_{T_{em}} = 0$
- Si : $-\Delta T_{em} < \varepsilon T_{em} \leq 0$ et $\frac{d\varepsilon T_{em}}{dt} < 0$ alors : $H_{T_{em}} = 1$
- Si :$\varepsilon T_{em} < -\Delta T_{em}$ alors : $H_{T_{em}} = 0$

Avec :

- $H_{T_{em}} = 1$: Sortie du correcteur à hystérésis sert à augmenter le couple électromagnétique.
- $H_{T_{em}} = 0$: Sortie du correcteur à hystérésis sert à diminuer le couple électromagnétique.

2.6. Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\varepsilon\psi_s$et εT_{em}, et selon la position du vecteur de flux statorique (*Zi*, *i*=1,..,6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (4.6) permet de déterminer, pour chaque zone donnée, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\varepsilon\psi_s$et εT_{em}suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [92]. Le tableau (3.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

Le tableau suivant récapitule l'application des vecteurs de tension pour la commande directe du couple.

	Couple électromagnétique	Flux statorique
Augmentation	V_{k+1}, V_{k+2}	V_{k+1}, V_{k-1}
Diminution	V_{k-1}, V_{k-2}	V_{k+2}, V_{k-2}

Tableau 4. 1:table de commutation

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du couple électromagnétique en fonction de secteur.

	Z1	Z2	Z3	Z4	Z5	Z6
$T_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$T_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau 4. 2: table de commande du couple

La construction de la table de commutation (Tableau 4.3), se base effectivement sur le choix du vecteur de tension statorique appliqué pour permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique ainsi que la valeur du couple électromagnétique.

Secteur		$\boldsymbol{Z_1}$ $\left[\frac{11\pi}{6}, \frac{\pi}{6}\right]$	$\boldsymbol{Z_2}$ $\left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right]$	$\boldsymbol{Z_3}$ $\left[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}\right]$	$\boldsymbol{Z_4}$ $\left[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}\right]$	$\boldsymbol{Z_5}$ $\left[\frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}\right]$	$\boldsymbol{Z_6}$ $\left[\frac{3\pi}{2}, \frac{11\pi}{6}\right]$
$\boldsymbol{H_{\Psi_s}}$ =1	$\boldsymbol{H_{T_{em}} = 1}$	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$
	$\boldsymbol{H_{T_{em}} = 0}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$
$\boldsymbol{H_{\Psi_s}} = 0$	$\boldsymbol{H_{T_{em}} = 1}$	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$
	$\boldsymbol{H_{T_{em}} = 0}$	$V_{5(0,0,1)}$	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$

Tableau 4. 3: table de commutation de la structure de DTC

3. Commande du convertisseur côté réseau par la commande DPC

3.1. Principe de la commande DPC

Le principe de la commande directe des convertisseurs était d'éliminer le bloc de modulation de largeur d'impulsion et les boucles de régulations internes des variables contrôlées, en les remplaçant par une table de commutation, dont les entrées sont les erreurs de suivi de

référence des grandeurs contrôlées et la sortie est le vecteur de commande. Cette table de commutation sert à sélectionner une séquence des états de commutation (S_{oa}, S_{ob}, S_{oc}) constituant le convertisseur statique côté réseau, huit cas possibles de tension produite à l'entrée l'onduleur, six vecteurs de tension non nuls et deux vecteurs de tension nuls. Donc la table de commutation avec le bloc de commande d'hystérésis remplace le besoin du bloc MLI traditionnel de commande des convertisseurs statiques.

L'algorithme de la commande DPC mettre la puissance réactive de référence $Q_{R-ref} = 0$ afin d'aboutir le fonctionnement avec le facteur de puissance unitaire. La puissance active de référence P_{R-ref} est obtenue en régulant la tension du bus continu via un régulateur de type PI. Les valeurs de puissances de références sont par la suite comparées aux valeurs des puissances active et réactive estimées$(\hat{P}_R$ et $\hat{Q}_R)$. Les valeurs d'erreurs de comparaison $(\varepsilon P_R$ et $\varepsilon Q_R)$seront les entrées des régulateurs à hystérésis comme indiqué sur la Figure (4.9).

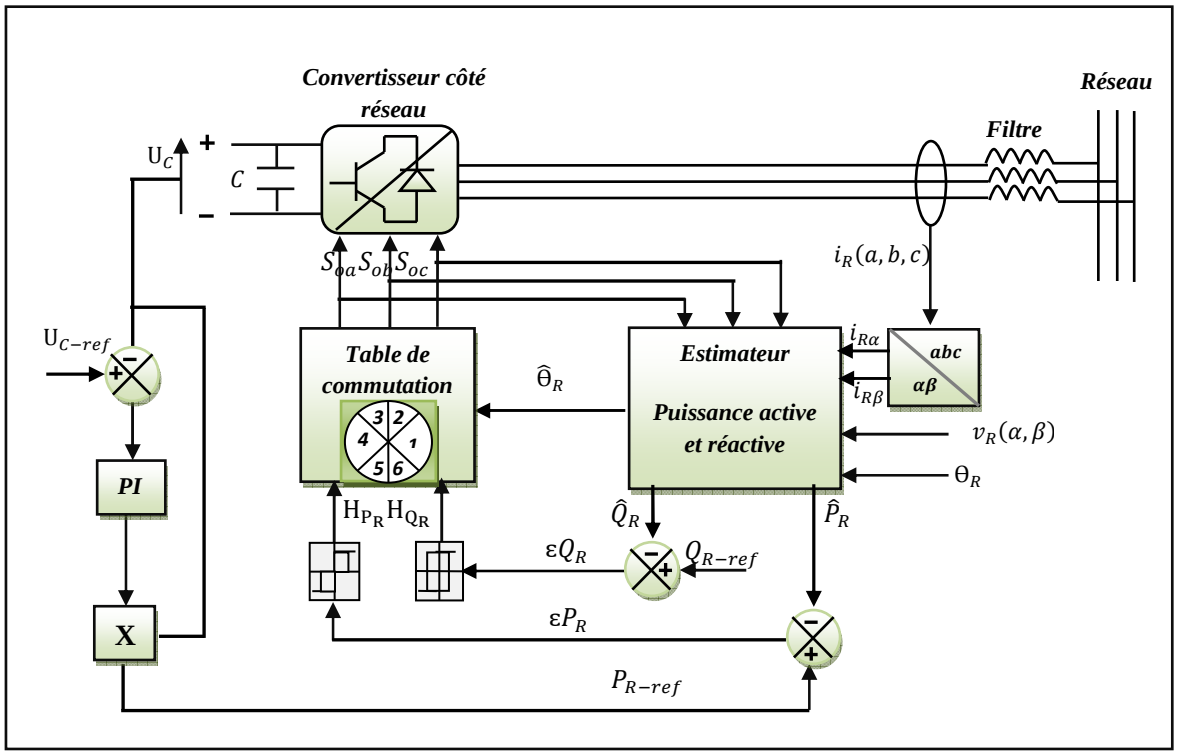


Figure 4. 9: schéma de principe de la commande DPC

3.2. Calcule des puissances instantanées par estimation de tension

La mise en œuvre de la commande directe de puissance nécessite une estimation fiable des puissances active et réactive. La commande DPC est fondamentalement basée sur l'estimation de la tension obtenue à partir de l'équation :

$$\hat{V}_{R,abc}=U_C S_{o,abc} + L_F \frac{di_{R,abc}}{dt} \quad (4.15)$$

D'après l'équation (4.15), le premier terme de l'équation représente la tension de l'onduleur et le deuxième terme la tension dans le filtre de raccordement.

Pour un système triphasé, la puissance active instantanée est définie par le produit scalaire des courants et des tensions de ligne. La puissance réactive est définie par le module de leur produit vectoriel. Ces puissances sont exprimées respectivement par les relations [95] :

$$P_R = Re\{\underline{u}.\underline{i}^*\} = V_{R\alpha} i_{R\alpha} + V_{R\beta} i_{R\beta} = V_{Ra} i_{Ra} + V_{Rb} i_{Rb} + V_{Rc} i_{Rc} \quad (4.16)$$

$$Q_R = Im\{\underline{u}.\underline{i}^*\} = V_{R\beta} i_{R\alpha} - V_{R\alpha} i_{R\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_{Rbc} i_{Ra} + U_{Rca} i_{Rb} + U_{Rab} i_{Rc}) \quad (4.17)$$

Les puissances instantanées active et réactive peuvent être estimées sans mesure des tensions du réseau et la résistance du filtre R_f est négligeable. Les expressions permettant cette estimation sont basées sur la mesure des courants absorbés, la mesure de la tension du bus continu, et sur les états des interrupteurs. Elles sont données par [65] comme suit :

$$P_R = L_f \left(\frac{di_{Ra}}{dt} i_{Ra} + \frac{di_{Rb}}{dt} i_{Rb} + \frac{di_{Rc}}{dt} i_{Rc}\right) + U_C(S_{oa} i_{Ra} + S_{ob} i_{Rb} + S_{oc} i_{Rc}) \quad (4.18)$$

$$Q_R = \frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F \left(\frac{di_{Rb}}{dt} i_{Ra} - \frac{di_{Ra}}{dt} i_{Rb}\right) - U_C\big(S_{oa}(i_{Rb} - i_{Rc}) + S_{ob}(i_{Rc} - i_{Ra}) + S_{oc}(i_{Ra} - i_{Rb})\big)\right\} \quad (4.19)$$

D'après les équations (4.18) et (4.19), la première partie des expressions des puissances représente la puissance dans l'inductance et la deuxième partie des expressions des puissances représente la puissance de l'onduleur.

Les puissances active et réactive se modifient en fonction d'état de commutation de l'onduleur. La tension du réseau est généralement constante, dans ce cas les puissances instantanées sont proportionnelles aux courants transités.

Le tableau (4.2) rassemble les différentes combinaisons des commutateurs électroniques [96] :

$S_{oa}, S_{ob}, \boldsymbol{S_{oc}}$	$\widehat{\boldsymbol{P}}_{\boldsymbol{R}}$	$\widehat{\boldsymbol{Q}}_{\boldsymbol{R}}$
1, 0, 0	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt} i_{Ra} + \frac{di_{Rb}}{dt} i_{Rb} + \frac{di_{Rc}}{dt} i_{Rc}\right) + U_C i_{Ra}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F \left(\frac{di_{Rc}}{dt} i_{Rb} - \frac{di_{Rb}}{dt} i_{Rc}\right) - U_C\big((i_{Rb} - i_{Rc})\big)\right\}$
1, 1, 0	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt} i_{Ra} + \frac{di_{Rb}}{dt} i_{Rb} + \frac{di_{Rc}}{dt} i_{Rc}\right) - U_C i_{Rc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F \left(\frac{di_{Rb}}{dt} i_{Ra} - \frac{di_{Ra}}{dt} i_{Rb}\right) + U_C\big((i_{Ra} - i_{Rb})\big)\right\}$
0, 1, 0	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt} i_{Ra} + \frac{di_{Rb}}{dt} i_{Rb} + \frac{di_{Rc}}{dt} i_{Rc}\right) + U_C i_{Rb}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F \left(\frac{di_{Ra}}{dt} i_{Rc} - \frac{di_{Rc}}{dt} i_{Ra}\right) - U_C\big((i_{Rc} - i_{Ra})\big)\right\}$
0, 1, 1	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt} i_{Ra} + \frac{di_{Rb}}{dt} i_{Rb} + \frac{di_{Rc}}{dt} i_{Rc}\right) - U_C i_{Ra}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F \left(\frac{di_{Rc}}{dt} i_{Rb} - \frac{di_{Rb}}{dt} i_{Rc}\right) + U_C\big((i_{Rb} - i_{Rc})\big)\right\}$

0, 0, 1	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Ra}+\frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rb}+\frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rc}\right)+U_C i_{Rc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F\left(\frac{di_{Rb}}{dt}i_{Ra}-\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Rb}\right)-U_C((i_{Ra}-i_{Rb}))\right\}$
1, 0, 1	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Ra}+\frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rb}+\frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rc}\right)-U_C i_{Rb}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Rc}-\frac{di_{Rc}}{dt}i_{Ra}\right)+U_C((i_{Rc}-i_{Ra}))\right\}$
0, 0, 0	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Ra}+\frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rb}+\frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rc}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F\left(\frac{di_{Rb}}{dt}i_{Ra}-\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Rb}\right)\right\}$
1, 1, 1	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Ra}+\frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rb}+\frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rc}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F\left(\frac{di_{Rb}}{dt}i_{Ra}-\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Rb}\right)\right\}$

Tableau 4. 4: relations entre le mode de commutation et l'estimation des équations des puissances active et réactive instantanées

Pour calculer la tension du réseau dans le plan α-β, les valeurs des composantes $V_{R\alpha}$ et $V_{R\beta}$ peuvent être aussi estimées à partir des puissances instantanées et des courants absorbés, en utilisant la relation ci-après :

$$\begin{bmatrix}V_{R\alpha}\\V_{R\beta}\end{bmatrix}=\frac{1}{i_{R\alpha}^2+i_{R\beta}^2}\begin{bmatrix}i_{R\alpha} & -i_{R\beta}\\ i_{R\beta} & i_{R\alpha}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}P_R\\Q_R\end{bmatrix} \tag{4.20}$$

L'estimation des puissances instantanées basées sur la tension du réseau sera alors schématisée comme montre la Figure (4.10).

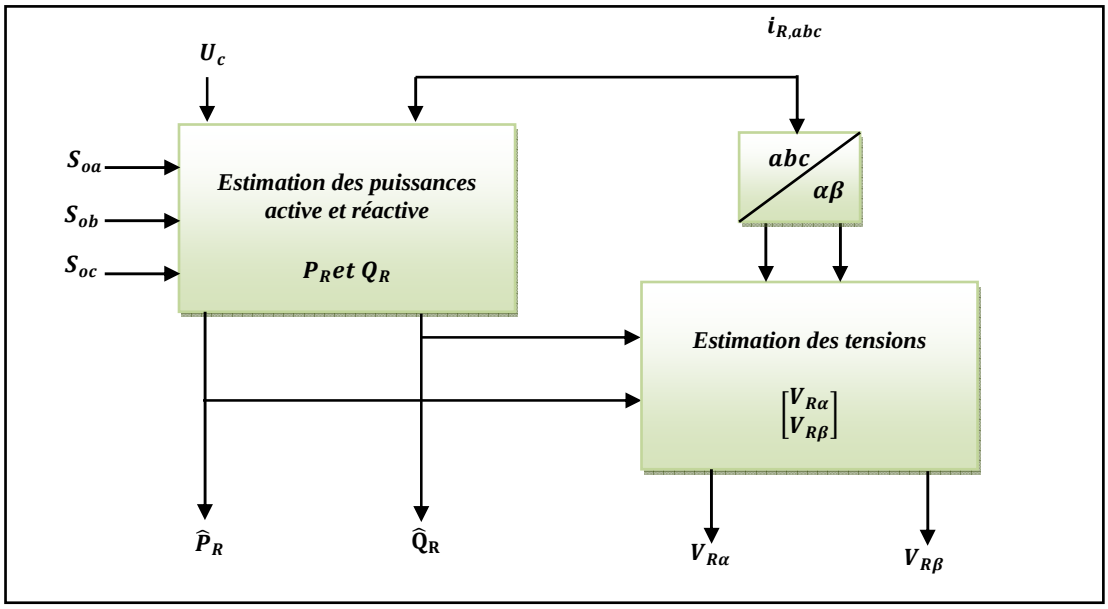


Figure 4. 10: bloc d'estimation des puissances active et réactive instantanées

3.3. Choix des correcteurs à hystérésis

La régulation des puissances instantanées est assurée via des correcteurs à hystérésis à deux niveaux. Le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande de la puissance active et réactive [97].

À partir des valeurs des puissances estimées et celles de références, les erreurs de puissances peuvent être exprimées par :

$$\varepsilon P_R = P_{R-ref} - \widehat{P}_R \tag{4.21}$$

$$\varepsilon Q_R = Q_{R-ref} - \widehat{Q}_R \tag{4.22}$$

La Figure (4.11) illustre les correcteurs à hystérésis employés pour la commande DPC.

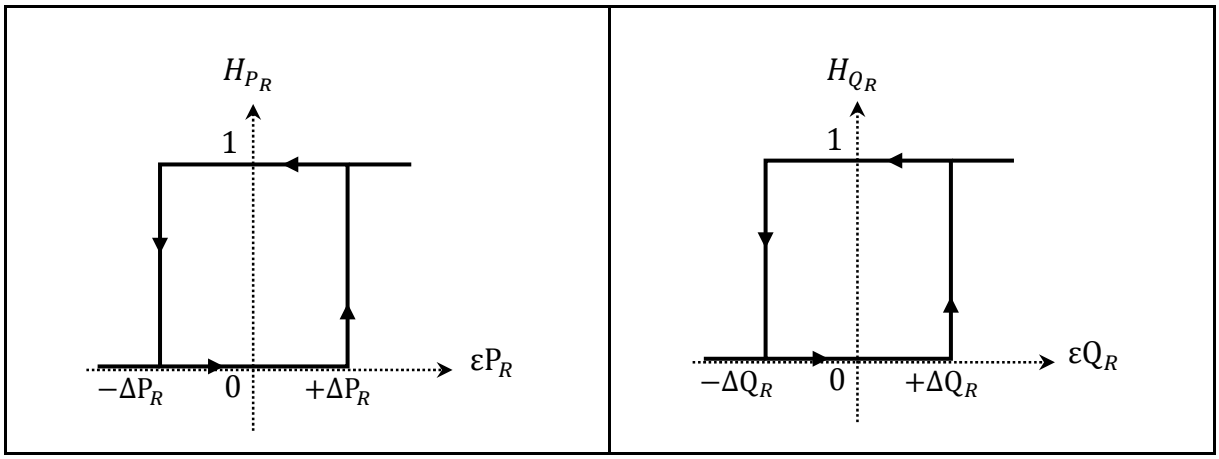


Figure 4. 11: correcteurs à hystérésis à deux niveaux

La largeur de la bande des régulateurs à hystérésis a un effet considérable sur la performance de l'onduleur, les sorties de ces régulateurs donnés par les variables $(H_{P_R} \text{et } H_{Q_R})$ indiquant les dépassements supérieur ou inférieur des erreurs des puissances.

Le principe de fonctionnement du correcteur d'hystérésis à deux niveaux pour la puissance active instantanée peut être décrit comme suit :

- Si : $\varepsilon P_R > \Delta P_R$ alors : $H_{P_R} = 1$
- Si : $-\Delta P_R \leq \varepsilon P_R \leq +\Delta P_R$ et $\frac{d\varepsilon P_R}{dt} > 0$ alors : $H_{P_R} = 0$
- Si : $-\Delta P_R \leq \varepsilon P_R \leq +\Delta P_R$ et $\frac{d\varepsilon P_R}{dt} < 0$ alors : $H_{P_R} = 1$
- Si : $\varepsilon P_R < -\Delta P_R$ alors : $H_{P_R} = 0$

Avec :

- $H_{P_R} = 1$: Sortie du correcteur à hystérésis sert à augmenter la puissance active.
- $H_{P_R} = 0$: Sortie du correcteur à hystérésis sert à diminuer la puissance active.

De la même analogie, le principe de fonctionnement du correcteur d'hystérésis à deux niveaux pour la puissance réactive instantanée se présente comme suit :

- Si : $\varepsilon Q_R > \Delta Q_R$ alors : $H_{Q_R} = 1$
- Si : $-\Delta Q_R \leq \varepsilon Q_R \leq +\Delta Q_R$ et $\frac{d\varepsilon Q_R}{dt} > 0$ alors : $H_{Q_R} = 0$
- Si : $-\Delta Q_R \leq \varepsilon Q_R \leq +\Delta Q_R$ et $\frac{d\varepsilon Q_R}{dt} < 0$ alors : $H_{Q_R} = 1$
- Si : $\varepsilon Q_R < -\Delta Q_R$ alors : $H_{Q_R} = 0$

Avec :

- $H_{Q_R} = 1$: Sortie du correcteur à hystérésis sert à augmenter la puissance réactive.
- $H_{Q_R} = 0$: Sortie du correcteur à hystérésis sert à diminuer la puissance réactive.

3.4. Identification de la position angulaire de la tension réseau

Comme mentionné précédemment, le traitement des puissances active et réactive est le même que le couple et le flux dans la commande DTC. Pour sélectionner le vecteur de tension stator optimal, vous devez connaître la position relative du flux statorique dans les six secteurs (Figure4.4). Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension peut produire huit combinaisons différentes, ces huit combinaisons génèrent huit vecteurs de tension qui peuvent être appliqués aux bornes du GSAP. Il existe six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls. Les positions spatiales des vecteurs de tension actifs dans le plan stationnaire (α-β) sont illustrées à la Figure (4.14).

La division du cadre complexe en six secteurs angulaires peut être déterminée par la relation suivante :

$$(2n-3)\frac{\pi}{6} \leq Z_i < (2n-1)\frac{\pi}{6} \tag{4.23}$$

Avec : $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$

La position du vecteur de tension est obtenue à l'aide de la formule suivante :

$$\angle\theta_R = \tan^{-1}\left(\frac{V_{R\beta}}{V_{R\alpha}}\right) \tag{4.24}$$

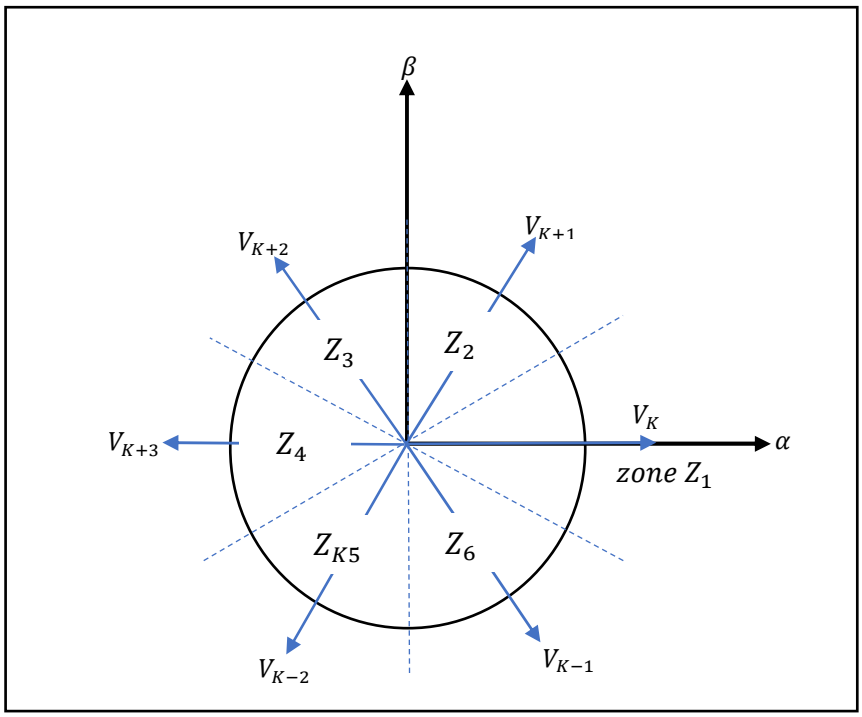


Figure 4. 12:plan de tension à 6 zones dans le référentiel (α-β)

3.5. Elaboration de la table de commutation

La table de commutation sera alors utilisée pour délivrer les tensions de références à l'onduleur de telle sorte que la logique de commutation satisfaite les sorties d'état des puissances active et réactive.

La table de commutation a besoin des variables de sorties des correcteurs à hystérésis $(H_{P_R}\ et\ H_{Q_R})$ et la position de vecteur de tension comme illustré dans la Figure (4.14).

Secteur		$\boldsymbol{Z_1}$ $\left[\frac{11\pi}{6},\frac{\pi}{6}\right]$	$\boldsymbol{Z_2}$ $\left[\frac{\pi}{6},\frac{\pi}{2}\right]$	$\boldsymbol{Z_3}$ $\left[\frac{\pi}{2},\frac{5\pi}{6}\right]$	$\boldsymbol{Z_4}$ $\left[\frac{5\pi}{6},\frac{7\pi}{6}\right]$	$\boldsymbol{Z_5}$ $\left[\frac{7\pi}{6},\frac{3\pi}{2}\right]$	$\boldsymbol{Z_6}$ $\left[\frac{3\pi}{2},\frac{11\pi}{6}\right]$
$\boldsymbol{H_{P_R}=1}$	$\boldsymbol{H_{Q_R}=0}$	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$
	$\boldsymbol{H_{Q_R}=1}$	$V_{0(0,0,0)}$	$V_{7(1,1,1)}$	$V_{0(0,0,0)}$	$V_{7(1,1,1)}$	$V_{0(0,0,0)}$	$V_{7(1,1,1)}$
$\boldsymbol{H_{P_R}=0}$	$\boldsymbol{H_{Q_R}=0}$	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$
	$\boldsymbol{H_{Q_R}=1}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$	$V_{6(1,0,1)}$

Tableau 4. 5 : table de commutation de l'onduleur pour 6 zones

3.6. Régulation de la tension du bus continu

La régulation du bus continu a pour objectif de maintenir la tension du bus continu U_C constante. Cette régulation est assurée par une boucle de régulation externe basée sur un correcteur Proportionnel Intégral PI, la tension U_C est comparée à une valeur de référence U_{C-ref}. L'erreur obtenue est ensuite utilisée comme entrée pour le contrôleur PI.

Le produit du courant continu de référence avec la tension continue réglée donne la puissance active de référence.

Le dispositif de contrôle du bus continu pour la régulation de la tension et la génération de la puissance active de référence est illustré dans la Figure (4.15).

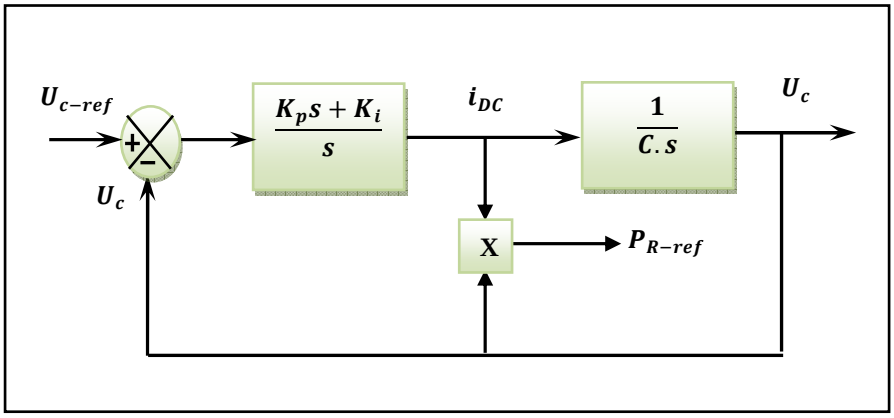


Figure 4. 13: boucle de régulation de la tension du bus continu

L'expression du courant traversant le condensateur de circuit intermédiaire est défini par une variation de la tension aux bornes du condensateur :

$$i_{DC} = C.\frac{dU_C}{dt} \tag{4.25}$$

La transformée de Laplace de l'équation (4.25) donne :

$$i_{DC} = C.s.U_C = (0 + C.s)U_C \tag{4.26}$$

Compte tenu de l'expression de l'équation 4.26, le système régulé d'après cette équation est de type premier ordre. Les paramètres du régulateur proportionnel intégrateur sont définis par (voir chapitre 3 la synthèse des régulateurs de la commande VOC) :

$$\begin{cases} K_i = \omega_n^2.C \\ K_p = 2.\zeta.\omega_n.C \end{cases} \tag{4.27}$$

Avec :

ω_n : représente la pulsation naturelle du système.

ζ : représente le coefficient d'amortissement du système.

K_i : Gain d'intégrateur.

K_p : Gain proportionnel.

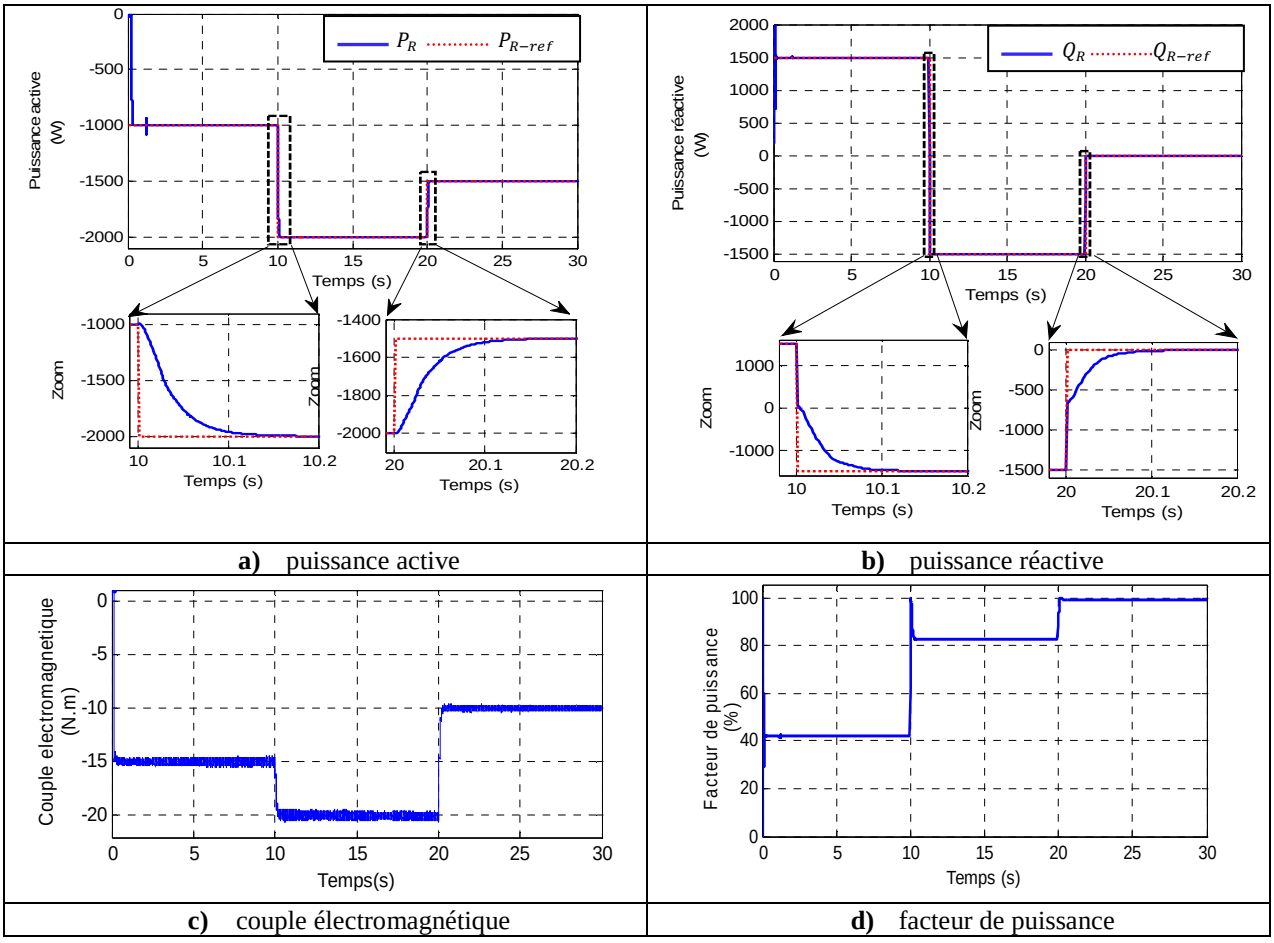
3.7. Résultats de simulation

Le comportement de la structure des commandes DTC et DPC, pour une éolienne à vitesse variable basée sur un GSAP, sont simulées sous l'environnement Matlab/Simulink. Les résultats de simulation sont exposés comme suit sur les figures (4.14), (4.15), et (4.16). Les paramètres du système éolien sont présentés dans l'annexe A, deux types de tests ont été utilisés :

- Test à vitesse du vent fixe ;
- Test à vitesse du vent variable.

3.7.1. Réponse à vitesse du vent fixe

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation obtenue pour un échelon de vitesse du vent fixe de 12m/s. Cet essai nous permet de vérifier la performance du système et le découplage.

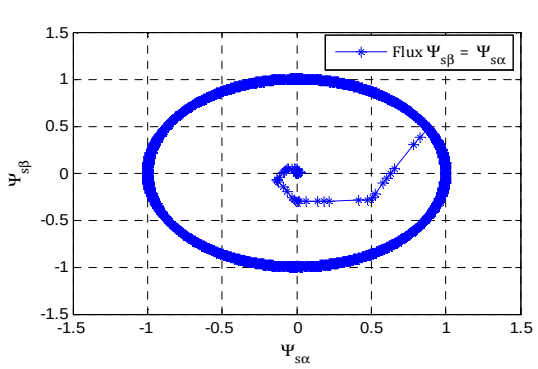


a) puissance active

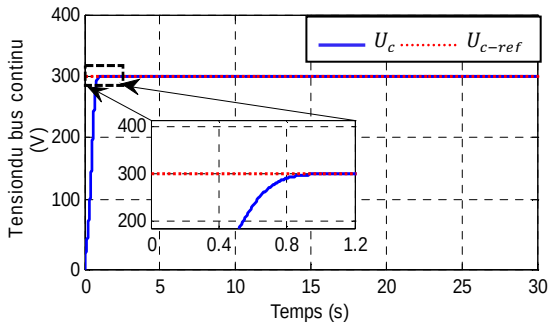
b) puissance réactive

c) couple électromagnétique

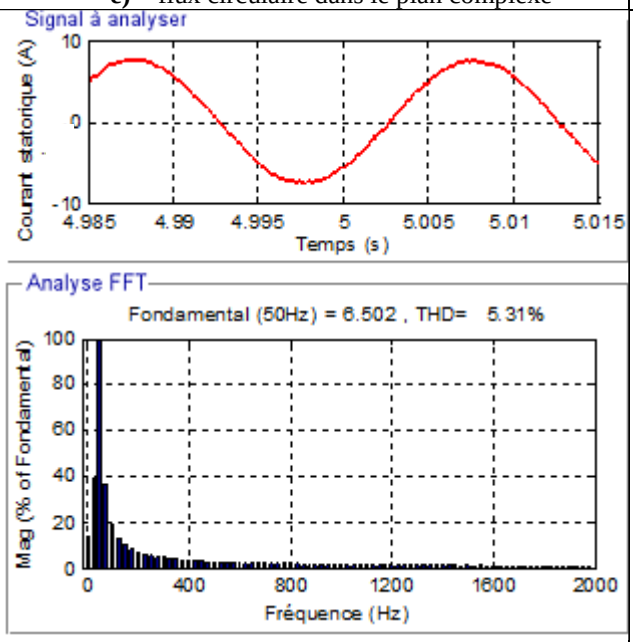
d) facteur de puissance



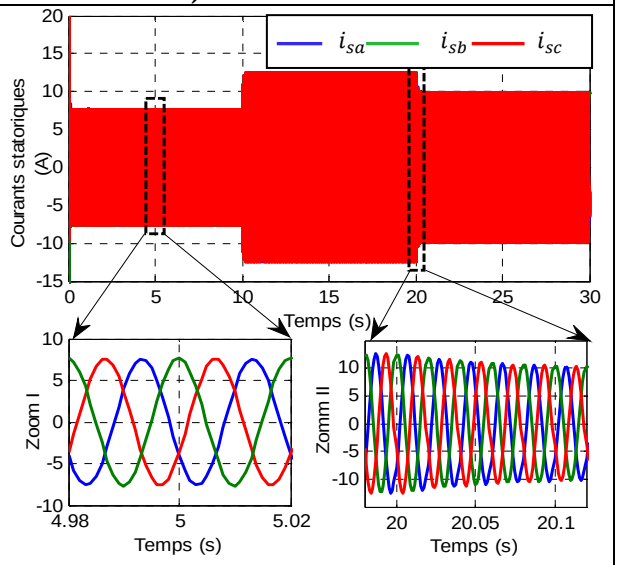
e) flux circulaire dans le plan complexe



f) tension du bus continu



g) analyse harmonique des spectres des courants injectés au réseau



h) courants statoriques

Figure 4. 14 : résultats de simulations pour le test de fonctionnement à vitesse du vent fixe

D'après ces résultats, nous remarquons que le test de poursuite des puissances active et réactive est toujours réalisé avec des grandes performances. Les grandeurs commandées suivent parfaitement leurs de références avec une erreur statique de 0.067%. La réponse des puissances est apériodique, le temps de réponse de la puissance active de 170ms et la bande de variation ± 20 W. ainsi pour la puissance réactive, le temps de réponse de 50ms, et bande de variation ± 18 VAR.

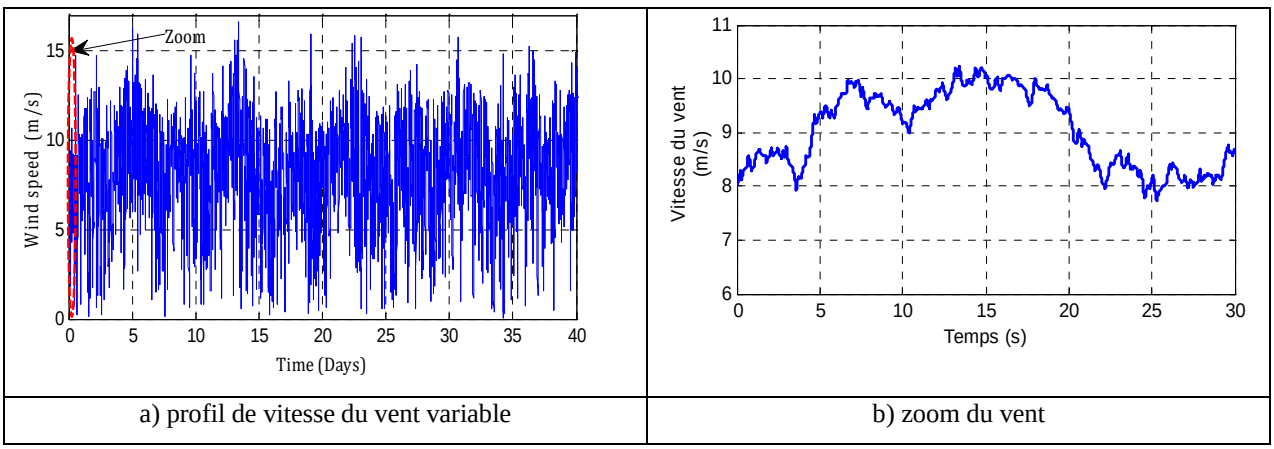
La puissance active est toujours négative, cela signifie que la GSAP fonctionne en mode génératrice et fournie de la puissance au réseau. Le contrôle de la puissance réactive nous a permis d'avoir une puissance réactive négative (comportement capacitif) ou positive (comportement inductif). Le facteur de puissance obtenu de ce test de commande est variable selon la valeur de puissance réactive. D'après les résultats des puissances, on peut conclure

que les commandes (DTC et DPC) assurent une bonne régulation des puissances renvoyées au réseau. Ainsi nous observons une bonne dynamique entre le couple électromagnétique et la puissance active ils sont moins d'oscillations, La Figure (4.14.e) illustre l'évolution du module de flux statorique, le découplage est bien assuré entre le flux et le couple de la machine. De même, les courants statoriques triphasés générés par GSAP, réponds bien aux variations imposées sur le couple, ils sont proportionnels à la puissance active fournie. Nous remarquons également, que la forme des courants est sinusoïdale avec une fréquence de 50 Hz pour les courants statoriques. Nous remarquons aussi que le bus continu suit sa valeur de référence avec une réponse apériodique sans dépassement et un temps de réponse égale à 510 ms.

Afin de vérifier l'effet des commandes DTC et DPC sur la qualité de l'énergie fournie par la GSAP, une analyse spectrale du courant statorique a été réalisée. Notons que cette mesure a été effectuée pour 2 cycles de fonctionnement avec une fréquence fondamentale de 50 Hz. La Figure (4.14.g) montre respectivement le courant de la phase statorique fournis par la GSAP, ainsi que leurs spectres harmoniques. Ces résultats ont confirmé l'influence de la commande sur la qualité de l'énergie fournie. Le taux de distorsion harmonique est 5.31% au niveau du courant statorique.

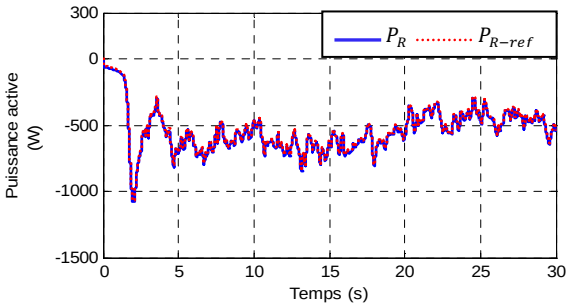
3.7.2. Réponse à vitesse du vent variable

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'analyse du comportement de la GSAP en régime dynamique. La consigne de la puissance réactive sera maintenue nulle ($Q_{R-ref} = 0$ Var) pour assurer un facteur de puissance unitaire de façon à optimiser la qualité de l'énergie injectée au réseau. Les simulations se sont effectuées en utilisant un profil du vent réel comme le montre la Figure (4.15.a).Les figures ci-dessous illustrent les résultats de simulation des commandes DTC et DPC.

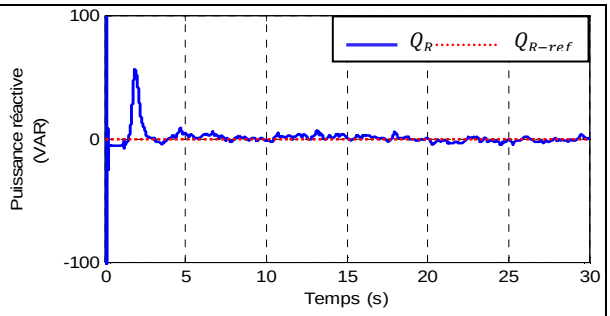


a) profil de vitesse du vent variable

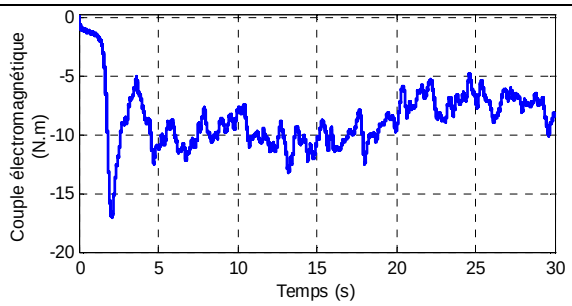
b) zoom du vent



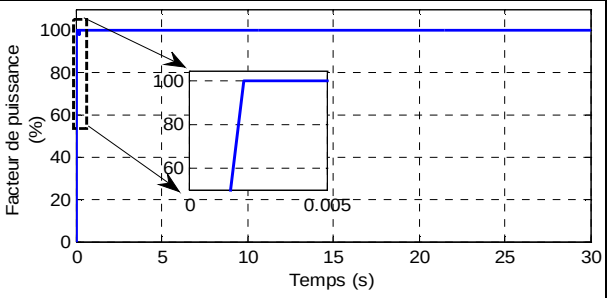
c) puissance active



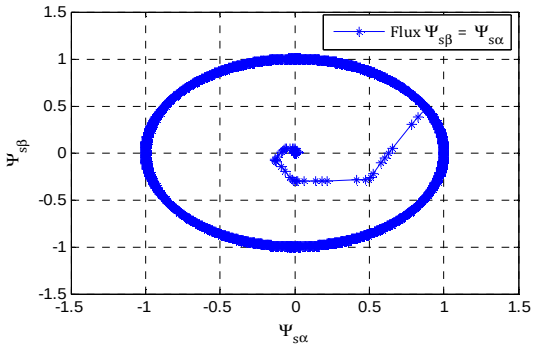
d) puissance réactive



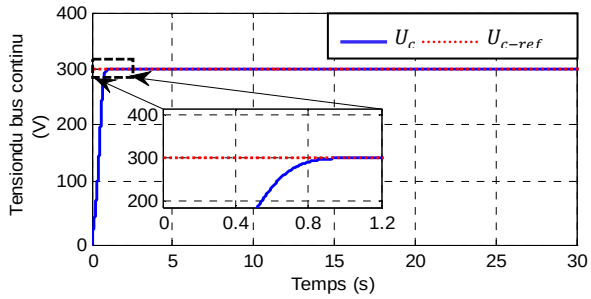
e) couple électromagnétique



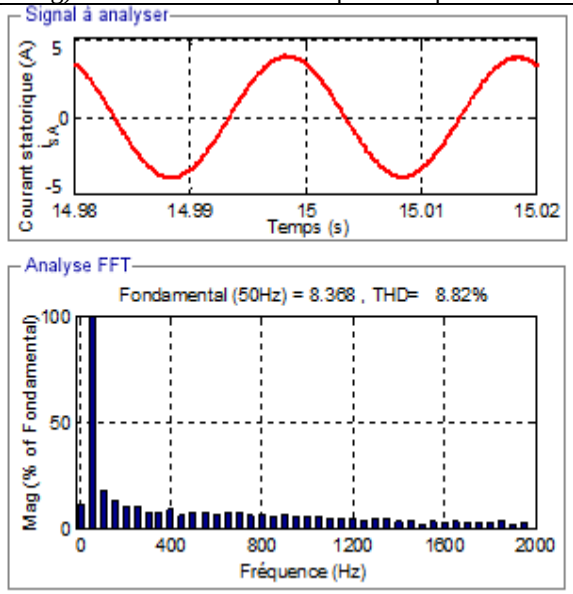
f) facteur de puissance



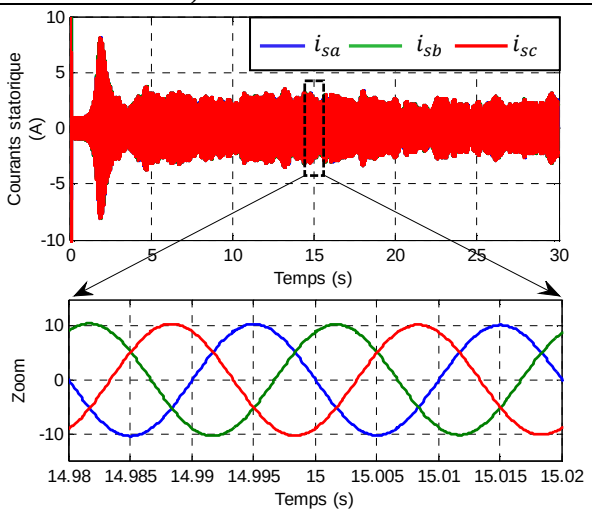
g) flux circulaire dans le plan complexe



h) tension du bus continu



i) analyse harmonique des spectres des courants



j) courants statoriques

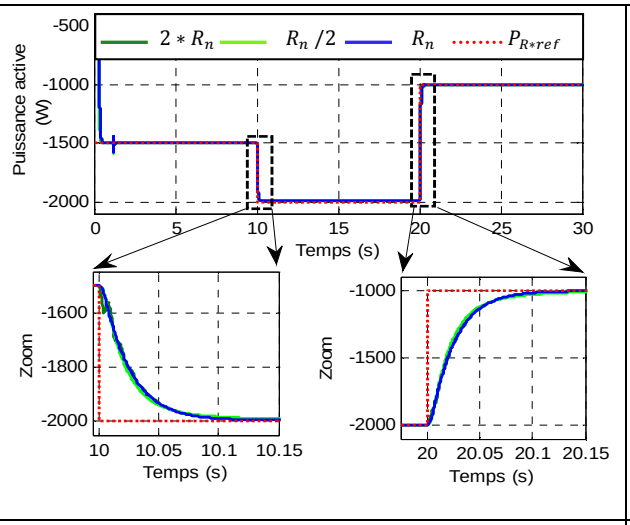
Figure 4. 15 : résultats de simulations pour le test de fonctionnement à vitesse du vent réel

Dans la figure (4.15.c), nous observons que la puissance active suit parfaitement sa valeur de référence générée par la stratégie MPPT avec une erreur dynamique de 1.05%. La puissance réactive reste toujours nul confirmant le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire obtenue après la fin de son régime transitoire. Le couple électromagnétique de la génératrice varie selon celle de la turbine qui est en fonction de la vitesse du vent. Nous notons aussi que ce couple est proportionnel à la puissance générée. Les oscillations liées aux puissances sont moindres et importantes pour le couple électromagnétique, tandis que la Figure (4.15 g) illustre l'évolution du flux statorique en présence d'un vent variable. Il est bien visible l'efficacité du contrôle DTC au niveau de réglage du couple électromagnétique et de flux statorique même en présence de vitesse du vent variable. D'autre part, la tension du bus continu montre une dynamique rapide et précise, elle atteint sa valeur de référence à 300ms sans dépassement avec une faible erreur statique. Le courant statorique varie suivant la variation du vent car c'est l'image de la puissance. Malgré les variations du vent, il est sinusoïdal avec une fréquence de 50Hz. Ces courants présentent moins d'ondulations par rapport à la commande par orientation.

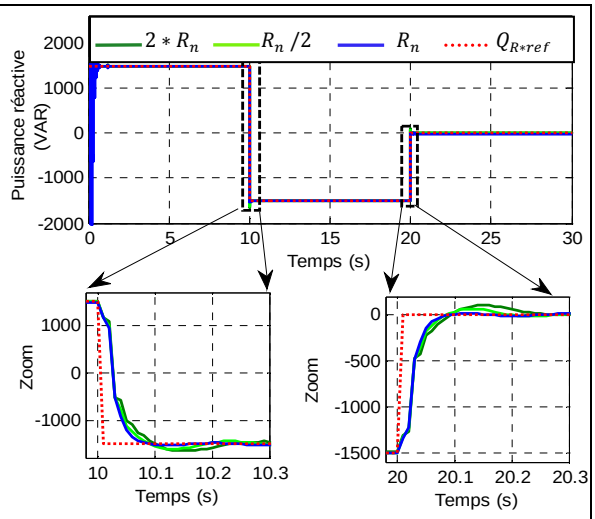
Afin d'étudier l'effet de la commande directe sur la qualité de l'énergie fournie par la GSAP, une analyse spectrale du courant statorique a été réalisée. Notons que cette mesure a été effectuée pour 2 cycles de fonctionnement avec une fréquence fondamentale de 50 Hz. La Figure (4.15.i) montre respectivement le courant de la phase statorique fournis par la GSAP, ainsi que leurs spectres harmoniques.

3.7.3. Test de robustesse

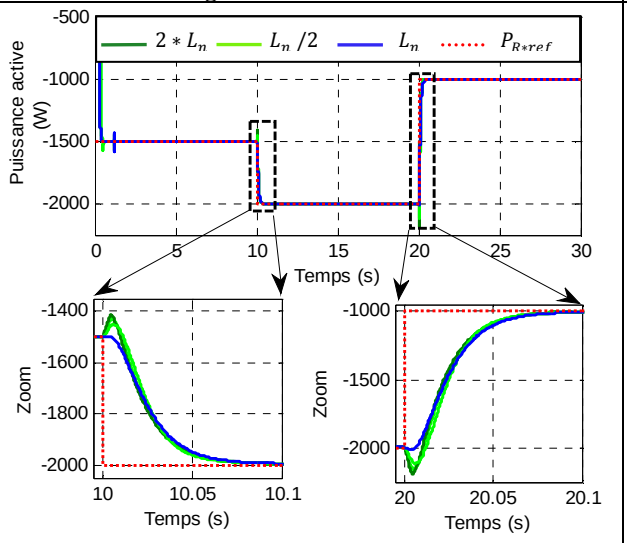
Afin de vérifier les performances et la stabilité asymptotique de la commande directe sur la régulation des puissances active et réactive, des changements sont appliqués sur les paramètres internes du modèle de la GSAP utilisée. Les résultats de simulation sont obtenus pour des différents tests de robustesse de la commande face aux variations paramétriques de la machine, selon la variation des résistances (cas d'échauffement) et des inductances (cas de saturation). Les figures suivantes représentent le comportement dynamique du système dans ce test :



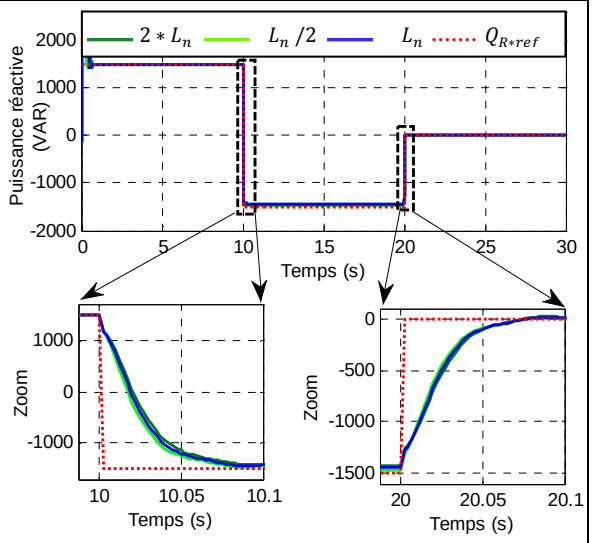
a)test de robustesse de la puissance active vis-à-vis le changement de la résistance



b) test de robustesse de la puissance réactive vis-à-vis le changement de la résistance



c) test de robustesse de la puissance réactive vis-à-vis le changement de l'inductance



d) test de robustesse de la puissance active vis-à-vis le changement de l'inductance

Figure 4. 16 :test de robustesse

D'après ces résultats, nous remarquons que les consignes des puissances actives et réactives sont toujours suivies par la GSAP. Cependant, nous constatons que les variations de la résistance statorique (Figures (4.16.a) et (4.16.b)) ont engendré une faible augmentation du temps de réponse. L'erreur statique est presque nulle avec moins d'oscillations. Pour les variations de l'inductance statorique (Figures (4.16.c) et (4.16.d)), nous observons que cette variation présente le même temps de réponse au démarrage et une faible sensibilité dans la dynamique de poursuite de la consigne, elle maintient toujours le découplage entre la puissance active et réactive. Nous pouvons conclure que les commandes DTC et DPC présentent une solide robustesse en présence des variations paramétriques.

4. Conclusion

Les résultats de simulation montrent bien que la DTC est robuste, ceci est grâce au principe de la régulation par hystérésis du couple électromagnétique et de flux statorique. Néanmoins, elle présente des fortes oscillations au niveau de ces grandeurs à cause de la variation de la fréquence de commutation.

De la même manière, la commande DPC permet d'obtenir de hautes performances dynamiques avec une structure simple. Elle apporte ainsi une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande VOC. Néanmoins, elle présente un THD élevé des courants à cause de la variation de la fréquence de commutation.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce manuscrit de thèse, nous avons présenté notre travail de thèse qui consiste à l'étude et la modélisation d'une chaine de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimants permanents à vitesse variable.

Après un état d'art sur la thématique basée sur une bibliographie riche, abondante et actualisée, nous avons pu retenir la génératrice la plus appropriée à notre contexte ; à savoir la Génératrice Synchrone à Aimant Permanent (GSAP). Dans ce cadre, nous avons modélisé les différentes parties de la chaine de conversion éolienne et nous avons développé les stratégies de commande appliquées à la turbine éolienne utilisant l'algorithme de contrôle MPPT. Les résultats de simulation obtenus montrent bien de meilleures performances statiques et dynamiques sur toute la plage de vitesse du vent.

En terme de commande, nous avons mené une étude détaillée de plusieurs commandes efficaces afin d'améliorer la performance, la robustesse et la stabilité du système. Ainsi, nous avons retenu et développé les commandes suivantes

- La commande par orientation de flux (FOC) et la Commande directe du couple (DTC) appliquées au convertisseur côté génératrice,
- La commande par orientation de la tension (VOC) et la commande directe de puissance (DPC) appliquées au convertisseur côté réseau.

D'après notre analyse des différentes commandes utilisées et les résultats obtenus, nous avons pu relever les constats principaux pour chaque commande que nous avons reporté dans les tableaux n°1 et n°2.

Commande FOC	Commande DTC
♦ Transformation de Park (d,q) ; ♦ Basée sur un modulateur MLI ; ♦ Fréquence de commutation fixe ; ♦ Faible perte par commutation ; ♦ Implémentation complexe ; ♦ Erreur dynamique de 2.18 % pour Uc ; ♦ Temps de réponse de 800 ms pour Uc ; ♦ Dépassement de 3.34 % pour Uc ; ♦ Basée sur les régulateurs PI ; ♦ Basée sur le contrôle des courants	♦ Transformation de Concordia (α, β) ; ♦ Basée sur la table de commutation ; ♦ Fréquence de commutation variable ; ♦ Moyenne perte par commutation ; ♦ Implémentation facile ; ♦ Erreur dynamique de 1.05 % pour Uc ; ♦ Temps de réponse entre 300 ms et 510 ms pour Uc ; ♦ Sans dépassement pour Uc ; ♦ Basée sur des régulateurs à hystérésis ; ♦ Basée sur le contrôle du couple et celui

statoriques ; ♦ Faible robustesse.	du flux ; ♦ Moyenne robustesse.

Tableau 1 : comparaison entre la commande FOC et la commande DTC

Le tableau ci-dessous illustre la comparaison entre les deux commandes côté réseau (VOC et DPC).

Commande VOC	Commande DPC
♦ Transformation de Park (d,q) ; ♦ Basée sur un modulateur MLI ; ♦ Fréquence de commutation fixe ; ♦ Implémentation moyenne ; ♦ Erreur statique de 4 % pour la puissance active ; ♦ Temps de réponse de 210 ms ♦ Bande de variation de ± 5 W ♦ THD entre 3.94 % et 4.16 % ; ♦ Basée sur des régulateurs PI ; ♦ Basée sur l'orientation du courant de ligne et le vecteur de tension réseau ; ♦ Nécessite des boucles de contrôle de courant interne.	♦ Transformation de Concordia (α, β) ; ♦ Basée sur la table de commutation ; ♦ Fréquence de commutation variable ; ♦ Implémentation facile ; ♦ Erreur statique de 0.067 % pour la puissance active ; ♦ Temps de réponse de 170 ms ♦ Bande de variation de ± 20 W ♦ THD entre 5.31 % et 8.82 % ; ♦ Basée sur des régulateurs à hystérésis ; ♦ Basée sur le contrôle direct des puissances instantanées active et réactive ; ♦ Sans boucles de contrôle de courant interne

Tableau 2 : comparaison entre la commande VOC et la commande DPC

Tenant compte de cette comparaison, tout en se basant sur les résultats de simulation obtenus, nous pouvons conclure que :

- La commande DTC est robuste et son implémentation est plus facile par rapport à la commande FOC, Néanmoins, elle présente de fortes oscillations aux niveaux des grandeurs à cause de la variation de la fréquence de commutation.
- De la même manière, la commande DPC permet d'obtenir des hautes performances statiques et dynamiques avec une structure assez simple et rapide par rapport à la commande VOC. Mais, la DPC accuse un taux de distorsion harmonique (THD) élevé des courants, ce qui induit une dégradation de la qualité d'énergie injectée au réseau. Par ailleurs, les régulateurs de la commande VOC utilisés pour contrôler la tension du bus continu, les courants d'axes d-q et la puissance réactive transitée au réseau offrent de très bonnes performances statiques et dynamiques pour le système. La commande

VOC offre ainsi un faible THD des courants injectés, ce qui atteste de la bonne qualité de l'énergie produite.

Ce travail de thèse sera couronné par une validation expérimentale en terme de perspective de ce travail de thèse. Nous envisageons aussi l'utilisation d'autres convertisseurs statiques multi-niveaux ainsi que l'intelligence artificielle pour l'amélioration des performances des stratégies de commandes DTC et DPC, notamment la logique floue et les réseaux de neurones.

BIBLIOGRAPHIE

[1] : Bull, St.R. Renewable energy today and tomorrow. Proc. IEEE, vol. 89, 2001, pp. 1216–1226.

[2] : M. Rapin, J.M. Noël, "Energie Eolienne, principe - Etude de cas", Dunod, ISBN : 978-2-10-050801-3, 2010.

[3] : Allam. M "Contribution à la commande robuste du système d'énergie renouvelable", Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, Algérie ,2017.

[4] : World Energy Outlook 2002. IEA Publications

[5] : Camille, D. "L'éolien offshore en Europe : état des lieux, politiques, impacts"(Mémoire de séminaire). Université de Lyon. (2010).

[6] : Dallas (2011) : https://www.histoire-pour-tous.fr/inventions/2583- invention-du-moulin-a-vent.html.

[7] : Hau, E. "Wind turbines, Fundamentals, Technologies, Applications, Economics"; Springer-Verlag, Berlin Heidelberg. (2006).

[8] : Baroudi, J. A., Dinavahi, V., & Knight, A. M. (2007). "A review of power converter topologies for wind generators". Renewable energy, 32(14), 2369-2385.

[9] : Djeriri, Y.& Meroufel, A. (2015). "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle" (Doctoral dissertation)

[10] : Beaudet, L. (2014). "Etude expérimentale et numérique du décrochage dynamique sur une éolienne à axe vertical de forte solidité" (Doctoral dissertation, Université de Poitiers).

[11] : T. Ghennam, Thèse de Doctorat, "Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation", N° d'ordre : 162/2012.

[12] : A. Boyette, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne", thèse de doctorat de l'université de Heneri Poincaré, Nancy I, 11-12-2006.

[13] : M. Kassa IDJDARENE, "Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices Asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes", N° d'ordre : 40283/2010.

[14] : S. Mathew, "Wind Energy Fundamentals, Resource Analysis and Economics"; Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 2006.

[15] : Tamaarat A. (2015)."Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA" : Doctorat en sciences en Electrotechnique. Université Mohamed Khider – BiskraFaculté des Sciences et de la Technologie. - Algérie.

[16] : Burton, T., Sharpe, D., & Jenkins, N. (2001). "Handbook of wind energy". John Wiley & Sons.

[17] : Davigny, A. (2007). "Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie". Thèse de Doctorat. Ecole Doctorale Sciences Pour L'ingénieur, Université des Sciences et Technologie de Lille.

[18] : Frédéric Poitiers, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne - Machine asynchrone à cage autonome - Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau".

[19] : Larsson, Å. (2000). "The power qualities of wind turbines". Chalmers University of Technology.

[20] : Leclercq, L. (2004). "Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes" (Doctoral dissertation, Thèse de doctorat. Ecole doctorale sciences pour l'ingénieur, Université des Sciences et Technologie de Lille).

[21] : El Mokadem, M. (2006). "Modélisation et simulation d'un système hybride pour un site isolé. Problématique liée aux fluctuations et variations d'énergie au point de couplage " (Doctoral dissertation, PhD dissertation, GREAH laboratory, Université du Havre, France).

[22] : Serban, I. (2005). "Contribution to the control of variable speed generators for renewable energy". Th: Génie Electrique: University Poilithenica of Timisoara, Faculty of Electrical Engineering, Timisoara.

[23] : El Aimani, S. "Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension" (Doctoral dissertation, Ecole Centrale de Lille). (2004).

[24] : A. Miller, E. Muljadi, D. S. Zinger, "A Variable Speed Wind Turbine Power Control", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 12, No. 2, June 1997, pp. 181-186.

[25] : El Aimani, S. "Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension" (Doctoral dissertation, Ecole Centrale de Lille). (2004).

[26] : Abdelli. A."Optimisation multicritère d'une chine éolienne passive", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 2007.

[27] : R. Spee, S. Bhowmik, J.H.R. Enslin, "Novel control strategies for variable-speed doubly fed wind power generation systems". Renew. Energy 6, 907–915 (1995)

[28] : Mirecki A. (2005). "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance" : Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse. Toulouse, France.

[29] : Ackermann, T. (Ed.). "Wind power in power systems". John Wiley & Sons., ISBN 0-470-85508-8. (2005).

[30] : Abedini, A., & Nasiri, A. "PMSG wind turbine performance analysis during short circuit faults". In 2007 IEEE Canada Electrical Power Conference (pp. 160-165). IEEE. (2007, October).

[31] : Bianchi, F. D., De Battista, H., & Mantz, R. J. (2006). "Wind turbine control systems: principles, modelling and gain scheduling design". Springer Science & Business Media.

[32] : Elbacha Abdelhadi et Boulghasoul, Zakaria (2011),"Electrotechnique Approfondie et Commande des moteurs à induction": Cours / Université Cadi Ayyad, Ecole Nationale des Sciences Appliquées. - Marrakech

[33] : Meroufel A. "Contrôle de la machine asynchrone" : polycopie, cours / Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès. (2009).

[34] : Pillay, P., & Krishnan, R. "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive". IEEE Transactions on industry applications, 25(2), 265-273. (1989).

[35] : De Fornel, B. Roye.D. (1993). "Principes généraux du contrôle vectoriel". Technical report, INP ENSEEIHT.

[36] : Rong J.W, Jeng D.L, Kuo M.L, " Robust decoupled control of direct field-oriented induction motor drive". IEEE Industrial Electronics Transactions on Vol.52, Issue 3, pp. 837 – 854. June 2005.

[37] : Jeon S.H, Oh K.K, Choi J.Y, "Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors " IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, N° 3, June 2002.

[38] : Shigeo M, Yoji T, Keita H, Yi T, Takao H, "Design and Control System of Inverter Driven Permanent Magnet Synchronous Motors for High Torque Operation," IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 29; No. 6, November/December 1993.

[39] : Boussak M, Jarray K, " A New Stator Résistance Estimation Method for High Performance, Stator-Flux Oriented Sensorless Induction Motor Drives," IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the 2002 IEEE, Pp. 311 – 316, vol.1, 5-8 Nov. 2002.

[40] : Kennel, R., Linder, A., & Linke, M. (2001, June). "Generalized predictive control (GPC)-ready for use in drive applications". In 2001 IEEE 32nd annual power electronics specialists conference (IEEE Cat. No. 01CH37230) (Vol. 4, pp. 1839-1844). IEEE.

[41] : Bossoufi, B., Karim, M., Lagrioui, A., Taoussi, M., & Derouich, A. (2015). "Observer backstepping control of DFIG-Generators for wind turbines variable-speed: FPGA-based implementation". Renewable Energy, 81, 903-917.

[42] : Kaddouri A, " Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents". Thèse doctorat de Philosophie (PHD), université LAVAL Québec, novembre 2000.

[43] : Merabet A, " Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone," Thèse du doctorat en ingénierie de l'université du Quebec à Chicoutimi, Mai 2007.

[44] : Meziane S, Toufouti R, Benalla H, " Nonlinear control of induction machines using an extended Kalman filter ". International, Journal of Applied Sciences, vol. 5 N° 4, 2008.

[45] : Titaouine A, Benchabane F, Yahia K, Moussi A, " commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ces paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu." Courrier du Savoir – N°07, Décembre 2006, pp.37-43.

[46] : Mazen A, Khennouf H, "A MATLAB/GUI Case-Study Environment for Nonlinear Control Learning," Proceedings of the 40th IEEE conference on decision and control Orlando, Florida USA, Pp. 3248-3249, December 2001.

[47] : Hangos K.M, Bokor J, Szederkényi G, "Analysis and Control of Nonlinear Process Systems," Advanced textbooks in control and signal processing, Springer-Verlag London, 2004.

[48] : Dalila Hammoumi, Chakib El Bekkali, Mohammed Karim, Taoussi Mohammed, Ahmed Lagrioui, Badre bossoufi "Control wind energy system to variable speed based on the permanent magnet synchronous generator", International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP)Indexed IEEE 22-24 May 2017 FEZ

[49] : Dr. Gary L. Johnson, "Wind Energy Systems ", Chapter 4-Wind Turbine Power, Nov, 2001

[50] : Bossoufi, B., Taoussi, M., Ihedrane, Y., Bouderbala, M., Aroussi, H. A., & El Ghamrasni, M. "Power Controllers for Wind Turbines Systems Based in DFIG Generators-A".

[51] : M Taoussi, M Karim, B Bossoufi, D Hammoumi, C El Bekkali, A Derouich, N El Ouanjli "Low Speed Sensorless Control for Wind Turbine System", WSEAS Transactions on Systems and Control, 12, 2017 E-ISSN: 2224-2856, pp. 405-417.

[52] : B. Boukhezzar, "Sur les stratégies de commande pour l'optimisation et la régulation de puissance des éoliennes à vitesse variable". Thèse de Doctorat, Université Paris XI, Février 2006.

[53] : T. Ackermann, "Wind power in power systems"; John Wiley and Sons, Ltd, Londres, 2005.

[54] : A. Bechouche, "Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone : application à une éolienne" ; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Tizi–Ouzou, Algérie, Avril 2013.

[55] : Heier, S. (1998). "Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems", Publications John Wiley & Sons, ISBN 0-471-97143-X.

[56] : P. Leconte M. Rapin, E. Szechenyi, "Eoliennes". Techniques de l'Ingénieur, BM 4640 22p, Janvier 2001.

[57] : A. Gaillard, "Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service"; Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy I, France, Avril 2010.

[58] : B. N. Mobarkah, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification 'en ligne' des paramètres", thèse de doctorat de l'Université de Téhéran, Iran. December 2001Wind Energy Conversion System, Article FIE

[59] : T. Rekioua "Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents". Thèse de Doctorat de l'INPL Lorraine, 1991.

[60] : F. Bouchafaa, A. Rekkab, R. Ibtiouen "Les performances d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)". Proceedings CMSES'97 Saida, 13-14 Mai.

[61] : Mayouf Mesaoud, "Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimant permanant", thèse de magister de l'université de Batna, 13-02-2008.

[62] : Chikha Said, "Contribution à l'optimisation de la commande prédictive des convertisseurs statiques intégrés dans les chaines de conversion d'énergie éolienne", thèse de doctorat de l'université Larbi Ben M'hidi-Oum El Bouaghi, 03/07/2017

[63] : Blaschke, F. (1972). "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines". Siemens review, 34(3), 217-220.

[64] : Hasse, K. (1969). "On the dynamics of speed control of a static ac drive with a squirrel-cage induction machine". PhD, 'TH Darmstadt.

[65] : Malinowski, M., Jasinski, M., & Kazmierkowski, M. P. (2004). "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)". IEEE transactions on industrial electronics, 51(2), 447-454.

[66] : F. Bouchafaa "Développement de la commande vectorielle d'une MSAP en vue d'utilisation dans une station de pompage". JNEVER 99 Tlemcen 23-24-Nov.1999.

[67] : S. H. Park, Y. J. Park, K. R. Baek, I. H. Lim, H. S. Ryu "Study of developing control algorithm for pumped-storage synchronous motor drive". KIEE International transactions on Electrical Machinery and Energy conversion systems, Vol.5-B, N°.1, pp.84-89, 2005.

[68] : M. Lajoie-Mazenc et al. "Study and implementation of hysteresis-controlled inverter on a permanent magnet synchronous machine". IEEE transaction on Industry Applications, Vol.IA-21, N°2, March/April 1985.

[69] : B. K. Bose "Power electronic and AC drives", Prentice-hall 1986.

[70] : E. Mendes "Contribution à l'étude de servomoteur à induction et moise en œuvre de commandes numériques à flux orienté et adaptatives". Thèse de Doctorat, 06 Octobre 1993, Paris 6.

[71] : M. Taoussi, M. Karim, B. Bossoufi, A. Lagrioui, M. El Mahfoud, "The Fuzzy Control for Rotor Flux Orientation of the double-fed asynchronous generator Drive", International Journal of Computers & Technology, Vol.13, N°.08, pp. 4707-4722, Mai.01, 2013.

[72] : M. Taoussi, M. Karim, B. Bossoufi, A. Lagrioui, M. El Mahfoud "Commande Floue FOC Appliqué Machine Asynchrone à Double Alimentation", 6émes Journées Doctorales en Technologie de l'Information et de la Communication JDTIC'2014, Rabat, Maroc.

[73] : El Mourabit Y, Derouich A, El Ghzizal A, Zamzoum O. (2016). "FOC-PWM control associated an MPPT command for PMSG based Variable Speed Wind Turbine". Conférence Internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb CISTEM 2016.

[74] : Asiminoael, L., Blaabjerg, F., & Hansen, S. (2007). "Detection is key-Harmonic detection methods for active power filter applications". IEEE Industry Applications Magazine, 13(4), 22-33.

[75] : Singh, M., Khadkikar, V., & Chandra, A. (2011). "Grid synchronisation with harmonics and reactive power compensation capability of a permanent magnet synchronous generator-based variable speed wind energy conversion system". IET Power Electronics, 4(1), 122-130.

[76] : Yin, M., Li, G., Zhou, M., & Zhao, C. (2007, June)."Modeling of the wind turbine with a permanent magnet synchronous generator for integration". In 2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting (pp. 1-6). IEEE.

[77] : Converters, S. P. (1981). IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters.

[78] : I. Takahashi and T. Noguchi, " A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor "; IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.IA-22, No.5, October pp.820-827, 1986.

[79] : Y. A. Chapuis, "Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.

[80] : French, C. Acarnley, P. (1995). "Direct torque control of permanent magnet drives". IEEE IAS Annual Meeting, vol.1, pp. 199-206.

[81] : A. A. Naassani, E. Monmasson, J.P. Louis, " Synthesis of direct torque and rotor flux control Algorithms by means of sliding-mode theory ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, No.3, pp.785-799, June 2005.

[82] : K. Bebmansour,"Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur", Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2006.

[83] : R. Toufouti," Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.

[84] : T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors"; In: IEEE Trans. Ind. Applications,34 (1998), pp.473-479, May/June 1998.

[85] : M. Malinowski, "Sensorless control Strategies for Three- Phase PWM Rectifiers"; PhD Thesis, University of Technology, Warsaw, 2001.

[86] : L. Xu, P. Cartwright, "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation"; IEEE Trans. Energy Conversion, Vol.2, No.3, pp.750-758, September 2006.

[87] : R. Datta, V.T. Ranganathan, "Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors"; In: IEEE Trans. Power Electron., Vol.16, No.3, May 2001, pp.390-399.

[88] : P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, "Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation"; IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.55, No.12, pp.4381-4390, December 2008.

[89] : Tiwari, R., Kumar, K., Babu, N. R., & Prabhu, K. R. (2018). "Coordinated MPPT and DPC strategies for PMSG based grid connected wind energy conversion system". Energy Procedia, 145, 339-344.

[90] : El Mourabit, Y., Derouich, A., El Ghzizal, A., El Ouanjli, N., & Zamzoum, O. "DTC-SVM Control for Permanent Magnet Synchronous Generator based Variable Speed Wind Turbine". International Journal of Power Electronics and Drive System, Vol. 8, No. 4, December 2017, pp. 1732~1743

[91] : Dalila Hammoumi, Chakib El Bekkali, Mohammed Karim, Mohammed Taoussi, Najib El Ouanjli, Badre Bossoufi "Direct controls for wind turbine with PMSG used on the real wind profile of Essaouira-Morocco city" Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science Vol. 16, No. 3, December 2019, pp. 1229~1239 ISSN: 2502-4752, DOI: 10.11591/ijeecs. v16.i3. pp1229-1239

[92] : C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.

[93] : P. A. Arias, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.

[94] : M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque, "Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000.

[95] : A. Teninge, "Participation aux services système de parcs éoliens mixtes : application en milieu insulaire"; Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, Décembre 2009.

[96] : Żelechowski, M. (2005). "Space vector modulated–direct torque controlled (DTC–SVM) inverter–fed induction motor drive". Praca doktorska, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Warszawa.

[97] : E. Tremblay, S. Atayde, A. Chandra, "Comparative Study of Control Strategies for the Doubly Fed Induction Generator in Wind Energy Conversion Systems: A DSP Based Implementation Approach"; IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol.2, No.3, pp.288-299, July 2011.

ANNEXES

ANNEXE A : PARAMÈTRES DES ÉLÉMENTS

Paramètres de la turbine éolienne	Masse volumique de l'air	ρ =1.25 kg/m3
	Rayon de la turbine	R=1m
	Nombre de pale	3
	Puissance nominale :	$P_{n=}$ 1.5KW
Paramètres de la GSAP	Résistance statorique	$R_s = 0.435\ \Omega$
	Inductance directe	$Ld_s = 0.071\ H$
	Inductance quadrature	$Lq_s = 0.071\ H$
	Nombre de pôles	$P = 6$
	Coefficient du frottement	f_c= 0.0016 N.m.s/rad
	Coefficient d'inertie de la génératrice	J = 0,3125 *N.s/rad*

ANNEXE B :TRANSFORMATIONS MATRICIELLES

L'objectif des transformations matricielles, encore appelées changement de variables, repose sur la recherche d'un référentiel, donc d'une nouvelle base pour les vecteurs et matrices afin que les nouvelles grandeurs, dites composantes relatives, correspondantes à une phase ne dépendent plus des autres. Les matrices qui lient les nouvelles grandeurs sont alors diagonales.

1. Transformation de Clarke :

La transformation permet le passage du repère triphasé réel (x_a, x_b, x_c)vers un repère fictif $x_{\alpha\beta}$. Les matrices de transformation sont représentées comme suit :

- Transformation de Clarke :

$$x_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

- Transformation de Clarke inverse :

$$x_{abc} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

2. Transformation de Concordia :

C'est une modification de la transformation de Clarke, afin de rétablir l'invariance de la puissance instantanée, mais l'amplitude des grandeurs n'est plus conservée. De plus, elle introduit une composante homopolaire dans le but de prendre en considération les régimes déséquilibrés ou dégradés de la machine, si nécessaire. Les matrices de transformation sont représentées comme suit :

- Transformation de Concordia directe :

$$x_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

- Transformation de Concordia inverse :

$$x_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}$$

3. Transformation de Park :

La transformation de Park (Robert H. Park) est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels (*a*, *b*, *c*) vers (α, β, *0*), puis (*d*, *q*, *0*). Le référentiel (α, β, *0*) est toujours fixe, par rapport à (*a*, *b*, *c*), par contre le référentiel (*d*, *q*, *0*) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β, *0*) un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park. On désigne par : "*d*" l'axe direct et par "*q*" l'axe en quadrature arrière. La figure (1) montre le principe de la transformation de Park.

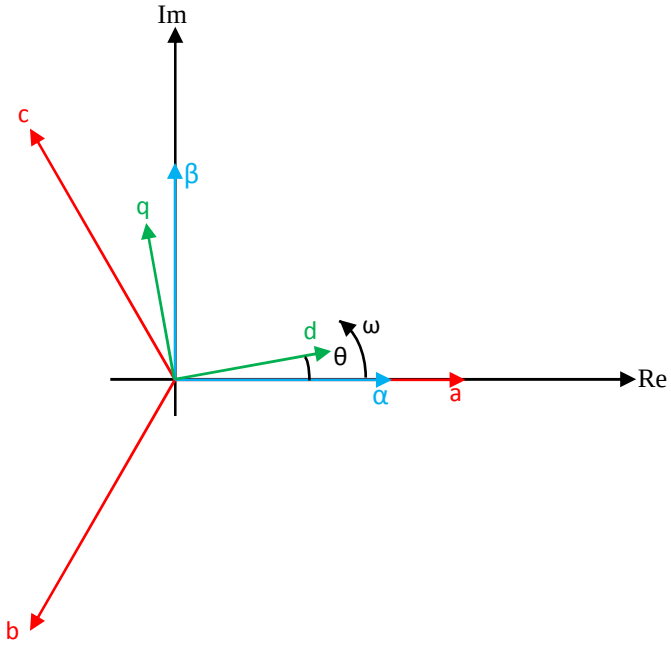


Figure 13 : Décomposition de la transformation de Park

- Transformation de Park :

$$x_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \qquad \text{(D.5)}$$

- Transformation de Park inverse :

$$x_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix}$$