Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

N° d'ordre : 24 /2020

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Mr : EL MOURABIT YOUNESS

Discipline : Génie électrique

Spécialité : Génie électrique

Sujet de la thèse : Etude et implémentation des stratégies de commande d'un système éolien à vitesse variable à base d'une GSAP

Formation doctorale : Sciences de l'ingénieur Sciences Physiques, Mathématiques et Informatique.

Thèse présentée et soutenue le lundi 20 juillet 2020 à 16h au Centre de conférence devant le jury composé de :

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
Pr. KARIM Mohammed	PES	Faculté des Sciences Dhar El Mahraz - Fès	Président
Pr. ZIANI Elmostapha	PES	Ecole Supérieure de Technologie - Oujda	Rapporteur
Pr. BENBRAHIM Mohammed Reda	PES	Ecole Supérieure de Technologie - Fès	Rapporteur
Pr. ED-DAHHAK Abdelali	PH	Ecole Supérieure de Technologie - Meknès	Rapporteur
Pr. BOUCHNAIF Jamal	PH	Ecole Supérieure de Technologie - Oujda	Examinateur
Pr. BOSSOUFI Badre	PH	Faculté des Sciences Dhar El Mahraz - Fès	Examinateur
Pr. DEROUICH Aziz Pr. ELGHZIZAL Abdelaziz	PH PES	Ecole Supérieure de Technologie – Fès Ecole Supérieure de Technologie - Fès	Directeurs de thèse

Laboratoire d'accueil : Technologies et Services Industriels (TSI)
Etablissement : Ecole Supérieure de Technologie de Fès

Remerciements

Le travail de recherche présenté dans cette thèse a été effectué au sein du Laboratoire de recherche Technologies et Services Industriels (TSI) à l'École Supérieure de Technologie de Fès sous la direction du **Pr. Aziz DEROUICH** et du **Pr. Abdelaziz ELGHZIZAL**. Au terme d'un travail de plusieurs années de recherche, je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de cette thèse. Je tiens tout d'abord à exprimer toute ma gratitude et mes sincères reconnaissances à mes Directeurs de recherche, **Pr. Aziz DEROUICH** et **Pr. Abdelaziz ELGHZIZAL**, pour la grande confiance qu'ils m'ont accordée et à la patience durant ces longues années de mes étude doctorale, pour leurs directives sages et clairvoyantes ainsi que pour avoir encadré cette thèse et m'avoir supporté (dans tous les sens du terme) pendant toute la durée des travaux.

Mes remerciements vont également aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce travail :
Monsieur **KARIM Mohammed**, Professeur à la Faculté des Sciences Dhar El Mahraz de Fès pour avoir accepté de présider ce jury.
Monsieur **ZIANI Elmostapha**, professeur à l'Ecole Supérieure de Technologie d'Oujda, et Monsieur **BENBRAHIM Mohammed Reda**, professeur à l'Ecole Supérieure de Technologie de Fès et Monsieur **ED-DAHHAK Abdelali**, professeur à l'Ecole Supérieure de Technologie de Meknès en acceptant la charge d'être rapporteurs de ce mémoire et en me faisant part de leurs remarques constructives.
Monsieur **BOUCHNAIF Jamal**, professeur à l'Ecole Supérieure de Technologie d'Oujda et Monsieur **BOSSOUFI Badre**, professeur à la Faculté des Sciences Dhar El Mahraz de Fès en acceptant d'être membres du jury afin d'examiner ce travail malgré leurs lourdes charges.

Je profite l'occasion pour remercier sincèrement Monsieur **El hassan EL MIMOUNI**, Professeur et Inspecteur de génie électrique pour ses conseils et ses encouragements innombrables lorsque j'en avais le plus grand besoin (merci cher professeur).

Je tiens également à remercier Monsieur **Badre BOSSOUFI**, Professeur à la Faculté des sciences Dhar elmahrez, pour ses encouragements et suggestions qui ont amplement contribué à l'aboutissement de ce travail.

Je tiens également à remercier toute l'équipe de département de génie électrique de l'Ecole Supérieure de Technologie de Oujda, et particulièrement Pr. **Jamal BOUCHNAIF**, Pr. **Smail ZOUGGAR** et Pr. **El Mostapha ZIANI** qui ont créé de meilleures conditions de travail et qui m'ont beaucoup aidé dans la réalisation du travail expérimental en laboratoire.

J'aimerais maintenant remercier mes proches en commençant par mon frère **Ahmed** pour ses conseils et ses encouragements illimités, mon épouse **Hassna** pour ses encouragements et sa patience durant ces longues années de recherche et mon petit enfant **Adam** (né durant cette thèse) pour avoir été une source de motivation intérieure et silencieuse.

J'associe également à ce moment très particulier tous mes amis et mes collègues du laboratoire de recherche pour leurs encouragements et leurs soutiens aussi bien matériels que morals.

Dédicaces

Je tiens à dédier ce travail
En premier lieu à la mémoire de mon cher père
À ma chère mère
À ma chère épouse et mon petit Adam
À mes chers frères et sœurs
À tous mes amis
Et à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin durant l'élaboration de ce travail

Résumé

La production de l'énergie électrique à base des éoliennes revêt aujourd'hui un intérêt crucial pour le développement durable dans le globe dont le but est de réduire la dépendance aux combustibles fossiles. Actuellement, les aérogénérateurs à base des Génératrices Asynchrone à Double Alimentation (GADA) dominent le marché mondial. Cependant, cette technologie des éoliennes a connu un certain nombre d'anomalies présentées sous forme de contraintes électriques et mécaniques. La consommation de puissance réactive et la nécessité d'une boîte à vitesses représentent les principaux désavantages qui mènent à des dysfonctionnements dans la Chaîne de Conversion d'Energie Eolienne (CCEE) basée sur les GADA.

Afin d'augmenter l'efficacité de la production électrique et d'améliorer le rendement énergétique, une alternative à base des Génératrices Synchrones à Aimant Permanent (GSAP) est apparue. En effet, ce choix n'est pas fortuit puisqu'il est basé sur les avantages technologiques et économiques qu'offre la GSAP comparée aux autres machines. La GSAP permet de réduire le coût de la CCEE, d'accroître son efficacité et de garantir une meilleure fiabilité par rapport au système éolien basé sur la GADA. La GSAP présente d'autres avantages notamment un fonctionnement fiable et éventuellement sans réducteur de vitesse, une taille réduite par rapport à une GADA de même puissance et des pertes faibles.

L'objectif de cette thèse est d'élaborer et d'implémenter des stratégies de commande linéaires et non linéaires pour un système de conversion d'énergie éolienne basé sur une GSAP à entraînement direct et à vitesse variable. Les techniques de contrôle proposées comprennent, à la fois, les contrôles du convertisseur côté générateur, à savoir, le contrôle vectoriel à flux orienté (FOC), le contrôle direct du couple (DTC) et le contrôle adaptatif Backstepping basé sur la théorie de Lyapunov. Par ailleurs, les contrôles du convertisseur côté réseau sont le contrôle direct de puissance (DPC) et le contrôle de la tension orientée (VOC).

Les contributions apportées dans le cadre de cette thèse montrent l'effet positif de la commande non linéaire des éoliennes à vitesse variable face aux changements paramétriques et aux variations des grandeurs du milieu extérieur. Les solutions proposées ont permis la réduction des dépassements, la réduction des erreurs statiques et l'amélioration des puissances générées par rapport aux résultats obtenus en utilisant des contrôleurs classiques.

Une validation expérimentale de nos résultats de simulation est réalisée grâce au kit de prototypage des lois de commande à base de la carte dSPACE 1104 ce qui a prouvé l'efficacité et les performances apportées par l'association des algorithmes de contrôle Backstepping/VOC sur le système éolien. Les résultats expérimentaux obtenus dévoilent les hautes performances statiques et dynamiques des commandes proposées, ainsi que la robustesse de la commande non linéaire développée.

Mots clés : Génératrice Synchrone à Aimant Permanent, Chaîne de conversion d'énergie éolienne, Contrôle Backstepping, Contrôle (FOC), Contrôle (DTC), Contrôle (VOC), Contrôle (DPC), carte dSPACE 1104.

Abstract

The production of electric power from wind energy has become a crucial interest for sustainable development in the world whose goal is to reduce dependence on fossil fuels. Currently, wind turbines based on Double-Fed Induction Generators (DFIG) dominate the world market. However, this technology of wind turbines known a number of anomalies presented in the form of electrical and mechanical constraints. Reactive power consumption and the need for a gearbox are the main disadvantages that lead to malfunctions in the DFIG-based Wind Energy Conversion System (WECS).

In order to increase electrical production efficiency and improve energy efficiency, an alternative based on Permanent Magnet Synchronous Generators (PMSG) has appeared. Indeed, this choice is not fortuitous since it is based on the technological and economic advantages that the PMSG offers compared to other machines. PMSG can reduce the cost of the WECS, increase its efficiency and guarantee better reliability compared to the DFIG-based wind system. Other advantages of PMSG can be presented: a reliable operation without speed gearbox, a reduced size compared to a DFIG of the same power and low losses at operation.

The objective of this thesis is to develop and implement linear and non-linear control strategies for a direct drive PMSG based wind power conversion system. The control techniques offered include, at the same time, generator side converter controls, namely, Field Oriented Control (FOC), Direct Torque Control (DTC) and Adaptive Backstepping Control based on Lyapunov theory. In addition, the grid side converter controls are Direct Power Control (DPC) and Voltage Oriented Control (VOC).

The contributions made in the thesis background show the effect of non-linear control for variable speed wind turbines in the face of parametric changes and variations in elements of the external environment. The solutions proposed have enabled reductions in overshoots, reductions in static errors and improvements in the powers generated compared to the results obtained using conventional controllers.

The validation of the theoretical results thus developed is ensured by the dSPACE 1104 controller board in order to prove and validate the efficiency and the performances brought by the above-mentioned controllers on wind systems. The experimental results obtained reveal the high dynamic and static performance of the proposed controls, as well as the robustness of the developed non-linear control.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Generator, Wind Energy Conversion System, , Field Oriented Control (FOC), Direct Torque Control (DTC) Backstepping control, Direct Power Control (DPC), Voltage Oriented Control (VOC).dSPACE 1104 controller board.

Table des matières

REMERCIEMENTS ---------- **I**

DEDICACES ---------- **I**

RESUME ---------- **III**

ABSTRACT ---------- **III**

INTRODUCTION GENERALE ---------- **1**

CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LA CONVERSION EOLIENNE ---------- **6**

I- INTRODUCTION ---------- 8
II- ETAT DE L'ART SUR LA CONVERSION EOLIENNE ---------- 9
1. Les énergies renouvelables au Maroc ---------- 9
2. Perspectives de production d'énergie totalement renouvelable ---------- 12
3. Situation du potentiel éolien au Maroc ---------- 13
4. Normes, spécifications techniques et certification des éoliennes ---------- 24
5. Les aérogénérateurs électriques ---------- 26
5.1. Contexte historique ---------- 26
5.2. Classification des éoliennes ---------- 27
5.3. Éolienne à vitesse fixe ---------- 30
5.4. Éolienne à vitesse variable ---------- 30
III- CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE ---------- 32
1. Types de machines utilisées dans les turbines éoliennes ---------- 32
1.1. Type Machine Asynchrone ---------- 33
1.2. Type Machine Asynchrone à Double Alimentation ---------- 35
1.3. Type Machine Synchrone à convertisseur complet ---------- 36
2. La constitution d'une éolienne ---------- 38
3. Nouvelles technologies des éoliennes ---------- 39
IV- SYNTHESE DES LOIS DE COMMANDE ---------- 41
1. Contrôle scalaire ---------- 41
2. Contrôle vectoriel ---------- 44
3. Contrôle direct de couple et de puissance ---------- 46
4. Contrôle direct du couple et de la puissance avec modulation vectorielle ---------- 47
5. Contrôle prédictif du modèle ---------- 47
6. Contrôle non linéaire Backstepping ---------- 48
7. Contrôles basés sur l'intelligence artificielle ---------- 49
V- CONCLUSION ---------- 50
VI- BIBLIOGRAPHIE ---------- 51

CHAPITRE 2 : MODELISATION DE LA CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE A BASE DE GSAP ---------- **55**

I- INTRODUCTION ---------- 58
II- MODELISATION ET SIMULATION DU SYSTEME EOLIEN A VITESSE VARIABLE BASE SUR UNE GSAP -------- 59
1. Énergie éolienne dans les réseaux électriques ---------- 59
2. Caractéristiques de la production d'énergie éolienne ---------- 62
2.1. Aperçu de l'énergie du vent ---------- 63
2.2. Aspect physique du vent ---------- 64

3. La machine synchrone à aimant permanent ---- 67
3.1. Définition et hypothèses simplificatrices ---- 67
3.2. Équations de la génératrice synchrone à aimant permanent ---- 68
3.3. Modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère de Park ---- 70
4. Stratégie de maximisation de puissance MPPT ---- 76
4.1. Modèle analytique du coefficient de puissance : ---- 77
4.2. Algorithme MPPT avec asservissement de vitesse mécanique ---- 79
4.2.1. Correcteur PI à avance de phase ---- 79
4.2.2. Correcteur PI standard ---- 82
4.3. Algorithme MPPT sans asservissement de vitesse mécanique ---- 83
4.4. Contrôle de l'angle de calage « pitch angle » ---- 85
4.4.1. Synthèse du correcteur PI pour la régulation de l'angle de calage ---- 86
4.5. Résultats de simulation des algorithmes MPPT ---- 87
4.5.1. Résultats de MPPT sans asservissement de vitesse ---- 87
4.5.2. Résultats de MPPT avec asservissement de vitesse ---- 89
5. Modélisation des convertisseurs statiques ---- 90
5.1. Modélisation des convertisseurs redresseur-onduleur ---- 92
III- CONCLUSION ---- 95
IV- BIBLIOGRAPHIE ---- 95

CHAPITRE 3 : STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE GENERATEUR D'UN SYSTEME EOLIEN A BASE DE LA GSAP ---- 98

I- INTRODUCTION ---- 101
II- CONTROLE VECTORIEL A FLUX ORIENTE (FOC) ---- 102
1. Objectif et principe du contrôle vectoriel ---- 102
2. La commande en couple électromagnétique de GSAP ---- 102
3. Conception des régulateurs ---- 103
3.1. Principe de la régulation ---- 103
3.2. Synthèse du régulateur PI ---- 104
3.3. Synthèse des régulateurs flous ---- 108
3.3.1. Applications de logique floue dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne ---- 108
3.3.2. Concept du contrôleur flou ---- 108
4. Résultats de simulation ---- 112
4.1. Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations extérieures ---- 112
4.1.1. Vitesse du vent variable ---- 112
4.1.2. Vitesse du vent constante et puissance réactive variable ---- 116
4.1.3. vitesse du vent échelons ---- 117
4.1.4. Test de robustesse ---- 121
III- CONTROLE DIRECT DU COUPLE (DTC) ---- 123
1. Objectif et principe du contrôle direct du couple ---- 123
2. Avantages et inconvénients du contrôle direct du couple ---- 124
3. Analyse de l'algorithme de contrôle ---- 125
4. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique ---- 126
5. Contrôle du vecteur flux statorique ---- 127
5.1. Principe ---- 127
5.2. Contrôle de l'amplitude du vecteur de flux statorique ---- 128
5.3. Sélection d'un vecteur de tension statorique ---- 130
6. Choix des comparateurs à hystérésis ---- 132
7. Résultats de simulation ---- 134
7.1. Test à vitesse du vent fixe ---- 135
7.1.1. Découplage à couple fixe et flux variable ---- 135
7.1.2. Découplage à couple variable et flux fixe ---- 138
7.2. Test à vitesse du vent variable ---- 141

IV- CONTROLE NON LINEAIRE BACKSTEPPING ----144
1. Historique du contrôle Backstepping----144
2. Principe de la commande Backstepping ----145
3. Synthèse de la commande Backstepping non adaptative----146
3.1. Système du premier ordre de la commande non adaptative ----146
3.2. Système de deuxième ordre de la commande non adaptative ----147
4. Synthèse de la commande Backstepping adaptative ----148
4.1. Système du premier ordre de la commande adaptative ----149
4.2. Système de deuxième ordre de la commande adaptative----150
5. Application du contrôle Backstepping à la génératrice synchrone à aimant permanent ----152
5.1. La commande Backstepping non adaptative appliquée à la GSAP----153
5.2. La commande Backstepping adaptative appliquée à la GSAP ----155
6. Résultats de simulation ----159
6.1. Test de performance en présence d'un vent fixe----159
6.2. Test de performance en présence d'un vent fluctuant ----163
6.3. Test de robustesse----166
V- ETUDE COMPARATIVE----169
VI- CONCLUSION ----170
VII- BIBLIOGRAPHIE ----170

CHAPITRE 4 : STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU D'UN SYSTEME EOLIEN A BASE DE LA GSAP ---- 174

I- INTRODUCTION----176
II- CONTROLE TENSION ORIENTEE (VOC)----176
1. Objectif et principe du contrôle VOC ----176
2. Contrôle VOC dans le cadre de référence synchrone dq ----177
3. Synthèse des régulateurs----179
4. Détection de l'angle de déphasage réseau----182
5. Résultats de simulation ----184
5.1. Test de performance à vitesse du vent fixe ----185
5.2. Test de suivi de consigne à vitesse du vent variable ----189
III- CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE (DPC)----193
1. Théorie de la commande directe de puissance ----193
2. Principe du contrôle DPC ----194
3. Estimation de la puissance active et réactive----195
4. Choix des comparateurs à hystérésis ----197
5. Elaboration de la table de commutation ----199
6. Régulation de la tension du bus continu ----201
7. Résultats de simulation ----202
7.1. Test de performance à vitesse du vent fixe ----203
7.2. Test de suivi de consigne à vitesse du vent variable ----207
IV- ETUDE COMPARATIVE ----212
V- CONCLUSION ----213
VI- BIBLIOGRAPHIE : ----214

CHAPITRE 5 : VALIDATION EXPERIMENTALE DE NOTRE SYSTEME EOLIEN A BASE DE LA GSAP---- 216

I- INTRODUCTION----218
II- DESCRIPTION DE LA PLATE-FORME D'ESSAI ----218
1. Principe général ----218
2. La simulation temps réel ----219
3. Description de la plate-forme expérimentale----221
III- SYSTEME DE TRAITEMENT NUMERIQUE DSPACE 1104 ----222

1. Présentation de la carte dSPACE ----222
2. Développement des lois de commandes dans dSPACE ----223
2.1. Paramètres à configurer sur le Solver : ----223
2.2. Paramètres à configurer pour le RTW : ----223
2.3. La création d'un fichier sur Control Desk ----224
IV- RESULTATS DE L'IMPLEMENTATION DES COMMANDES BACKSTEPPING-VOC ----225
1. Test de performance en présence d'un vent échelons ----226
2. Test de suivi de consigne en présence d'un vent fluctuant ----230
3. Visualisation des signaux analogiques ----233
V- CONCLUSION ----236
VI- BIBLIOGRAPHIE ----236
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES ---- 238
ANNEXE A : ÉOLIENNE ENERCON E-70 ---- 241
ANNEXE B : LES MACHINES SYNCHRONES ---- 242
ANNEXE C : INDUCTANCE ET FLUX DANS UN GSAP ---- 243
ANNEXE D : TRANSFORMATION DES REPERES ---- 245
ANNEXE E : DETERMINATION DE BILAN DE PUISSANCE DE LA GSAP ---- 247
ANNEXE F : PARAMETRES DU SYSTEME EOLIEN ---- 249
ANNEXE G : DETAILS TECHNIQUES DE DSPACE 1104 ---- 250

Liste des figures

CHAPITRE 1 :

FIGURE 1. 1- CAPACITE EOLIENNE INSTALLEE CUMULEE MONDIALE (EN GIGAWATTS) ---------- 8
FIGURE 1. 2- STRUCTURE DE LA PRODUCTION D'ELECTRICITE DU MAROC : (A) PRODUCTION D'ELECTRICITE EN 2017, (B) OBJECTIF DU MIX ENERGETIQUE CIBLE EN 2020 ---------- 10
FIGURE 1. 3- CARTE DES VENTS DU ROYAUME DE MAROC [15] ---------- 11
FIGURE 1. 4- PERSPECTIVES DE PRODUCTION D'ENERGIE RENOUVELABLE AU MAROC EN 2020 [19] ---------- 12
FIGURE 1. 5- PRODUCTION A 100% D'ENERGIES RENOUVELABLES EN 2050 [21] ---------- 13
FIGURE 1. 6- EOLIENNE DE POUL LACOUR EN 1891 A ASKOV AU DANEMARK ---------- 26
FIGURE 1. 7- QUELQUES MODELES DES EOLIENNES [26-29] ---------- 27
FIGURE 1. 8- TECHNOLOGIES D'EOLIENNES A AXE VERTICAL [30-32] ---------- 28
FIGURE 1. 9- TECHNOLOGIES D'EOLIENNES A AXE HORIZONTAL [33-35] ---------- 29
FIGURE 1. 10- CARACTERISTIQUE DE REGLAGE DE LA VITESSE DE TURBINE ---------- 31
FIGURE 1. 11- CLASSIFICATION DES GENERATEURS D'EOLIENNES ---------- 33
FIGURE 1. 12-CONFIGURATION D'UNE EOLIENNE A BASE DE MAS ---------- 34
FIGURE 1. 13- CONFIGURATION D'UNE EOLIENNE A BASE DE GARB A CONVERTISSEUR PARTIEL [24] ---------- 36
FIGURE 1. 14- CONFIGURATION D'UNE EOLIENNE A BASE DE GSAP A CONVERTISSEUR COMPLET [24] ---------- 37
FIGURE 1. 15- PRINCIPAUX CONSTITUANTS D'UNE EOLIENNE [43] ---------- 38
FIGURE 1. 16- CLASSEMENT DES PLUS IMPORTANTS FABRICANTS DE TURBINES EN 2018 [43] ---------- 40

CHAPITRE 2 :

FIGURE 2. 1- REPRESENTATION DE LA TENSION, DU COURANT ET LA PUISSANCE EN FONCTION DU TEMPS ---------- 60
FIGURE 2. 2- REPRESENTATION DES TENSIONS U_1 ET U_2 DE CHAQUE COTE DE L'IMPEDANCE Z ---------- 61
FIGURE 2. 3- CONNEXION AU RESEAU ELECTRIQUE DE L'ENERGIE EOLIENNE : U_1ET U_2TENSION DE CHAQUE COTE DE L'IMPEDANCE Z ; P_V ET P_{CH} : PUISSANCE ACTIVE DE L'ENERGIE EOLIENNE ET DE LA CHARGE ; Q_V ET Q_{CH} : PUISSANCE REACTIVE DE L'ENERGIE EOLIENNE ET DE LA CHARGE ---------- 61
FIGURE 2. 4- LA CARACTERISTIQUE SPECTRALE DE VENT BASE SUR LES TRAVAUX DE VAN DER HOVEN [15] ---------- 63
FIGURE 2. 5- DISQUE D'ACTIONNEUR ET TUBE DE FLUX POUR UNE EOLIENNE ---------- 64
FIGURE 2. 6- COURBE DU COEFFICIENT DE PUISSANCE ---------- 66
FIGURE 2. 7- COMPARAISON DU COEFFICIENT DE PUISSANCE DES DIFFERENTES EOLIENNES ---------- 66
FIGURE 2. 8- TECHNOLOGIES DES AIMANTS DANS LES GSAP : (A) MACHINES A AIMANTS SUPERFICIELS, (B) MACHINES A AIMANTS ENTERRES [18] ---------- 67
FIGURE 2. 9- MODELE PAR PHASE DE GSAP ---------- 68
FIGURE 2. 10- BLOC MATHEMATIQUE DE LA GSAP ---------- 69
FIGURE 2. 11- MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT A DEUX POLES [22] ---------- 71
FIGURE 2. 12- STRUCTURE DE LA GSAP DANS LES PLANS (ABC-DQ) ---------- 71
FIGURE 2. 13- CIRCUIT EQUIVALENT D-Q DYNAMIQUE POUR GSAP ---------- 73
FIGURE 2. 14- MODELE MATHEMATIQUE DE LA GENERATRICE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT ---------- 76
FIGURE 2. 15- COEFFICIENT DE PERFORMANCE CP=F (Λ, B) POUR PLUSIEURS ANGLES DE CALAGE (B) ---------- 78
FIGURE 2. 16- MODELE AERODYNAMIQUE ET MECANIQUE DE LA TURBINE ---------- 78
FIGURE 2. 17- ALGORITHME MPPT AVEC ASSERVISSEMENT DE LA VITESSE DE ROTATION MECANIQUE ---------- 79
FIGURE 2. 18- SCHEMA BLOC DU CORRECTEUR PI A AVANCE DE PHASE ---------- 80
FIGURE 2. 19- SCHEMA BLOC DU CORRECTEUR PI ---------- 82
FIGURE 2. 20- ALGORITHME MPPT SANS ASSERVISSEMENT DE LA VITESSE DE ROTATION MECANIQUE ---------- 85
FIGURE 2. 21- PUISSANCE DE SORTIE D'UNE EOLIENNE ---------- 85
FIGURE 2. 22- SCHEMA BLOC DU CONTROLE DE L'ANGLE D'INCLINAISON B ---------- 86
FIGURE 2. 23- RESULTATS DE SIMULATION DU MPPT SANS ASSERVISSEMENT DE VITESSE MECANIQUE ---------- 88
FIGURE 2. 24- RESULTATS DE SIMULATION DU MPPT AVEC ASSERVISSEMENT DE VITESSE MECANIQUE ---------- 90
FIGURE 2. 25- MODELE DE LA CHAINE DU CONVERTISSEUR COTE MACHINE ---------- 92
FIGURE 2. 26- MODELE DE LA CHAINE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU ---------- 93

CHAPITRE 3 :

FIGURE 3. 1- PRINCIPE DU CONTROLE EN COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DE GSAP ---- 103
FIGURE 3. 2- BOUCLE DE REGULATION DU COURANT STATORIQUE DIRECT ---- 105
FIGURE 3. 3- BOUCLE DE REGULATION DU COURANT STATORIQUE QUADRATURE ---- 105
FIGURE 3. 4- BOUCLE DE REGULATION SIMPLIFIEE DES COURANTS STATORIQUES ---- 106
FIGURE 3. 5- SCHEMA BLOC DU CONTROLE VECTORIEL APPLIQUE A GSAP UTILISANT DES REGULATEURS PI ---- 107
FIGURE 3. 6- SCHEMA DU CONTROLEUR FLOU ---- 109
FIGURE 3. 7- STRUCTURE GENERALE DU CONTROLEUR A LOGIQUE FLOUE AVEC LES FONCTIONS D'APPARTENANCES ---- 110
FIGURE 3. 8- SCHEMA BLOC DU CONTROLEUR FLOU AVEC LES FACTEURS D'ECHELLE ---- 111
FIGURE 3. 9- SCHEMA BLOC DU CONTROLE VECTORIEL APPLIQUE A GSAP UTILISANT DES REGULATEURS PI-FLOUS ---- 112
FIGURE 3. 10- PROFIL DE VITESSE EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 113
FIGURE 3. 11- VITESSE DE ROTATION MECANIQUE EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 113
FIGURE 3. 12- PUISSANCE ACTIVE GENEREE EN PRESENCE VENT FLUCTUANT ---- 113
FIGURE 3. 13- COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 113
FIGURE 3. 14- PUISSANCE REACTIVE GENEREE EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 114
FIGURE 3. 15- COURANT STATORIQUE DIRECT I_{SD} EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 114
FIGURE 3. 16- COURANT STATORIQUE QUADRATURE I_{SQ} EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 114
FIGURE 3. 17- COURANTS STATORIQUES GENERES AVEC LE REGULATEUR PI EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 114
FIGURE 3. 18- COURANTS STATORIQUES GENERES AVEC LE REGULATEUR PI-FLOU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 115
FIGURE 3. 19- TENSIONS TRIPHASES STATORIQUES ---- 115
FIGURE 3. 20- PUISSANCE REACTIVE VARIABLE ---- 116
FIGURE 3. 21- FACTEUR DE PUISSANCE RELATIF A LA PUISSANCE REACTIVE VARIABLE ---- 117
FIGURE 3. 22- PUISSANCE ACTIVE GENEREE POUR UNE VITESSE DU VENT FIXE ET PUISSANCE REACTIVE VARIABLE ---- 117
FIGURE 3. 23- PROFIL DE VITESSE DU VENT ECHELON ---- 118
FIGURE 3. 24- VITESSE DE ROTATION MECANIQUE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 118
FIGURE 3. 25- PUISSANCE ACTIVE GENEREE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 118
FIGURE 3. 26- COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 119
FIGURE 3. 27- PUISSANCE REACTIVE GENEREE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 119
FIGURE 3. 28- COURANT STATORIQUE DIRECT I_{SD} EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 119
FIGURE 3. 29- COURANT STATORIQUE QUADRATURE I_{SQ} EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 119
FIGURE 3. 30- COURANTS STATORIQUES GENERES AVEC LE REGULATEUR PI EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 120
FIGURE 3. 31- COURANTS STATORIQUES GENERES AVEC LE REGULATEUR PI-FLOU EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 120
FIGURE 3. 32- FACTEUR DE PUISSANCE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 120
FIGURE 3. 33- TEST DE ROBUSTESSE DE LA PUISSANCE ACTIVE VIS-A-VIS LE CHANGEMENT DE LA RESISTANCE ---- 122
FIGURE 3. 34- TEST DE ROBUSTESSE DE LA PUISSANCE ACTIVE VIS-A-VIS LE CHANGEMENT DE L'INDUCTANCE ---- 122
FIGURE 3. 35- TEST DE ROBUSTESSE DE LA PUISSANCE REACTIVE VIS-A-VIS LE CHANGEMENT DE LA RESISTANCE ---- 122
FIGURE 3. 36- TEST DE ROBUSTESSE DE LA PUISSANCE REACTIVE VIS-A-VIS LE CHANGEMENT DE L'INDUCTANCE 122
FIGURE 3. 37- SCHEMA DE PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE DTC POUR GSAP ---- 124
FIGURE 3. 38-LES VECTEURS DE FLUX STATORIQUE ET ROTORIQUE DANS DIFFERENTS REFERENTIELS ---- 126
FIGURE 3. 39- MODE DE COMMUTATION DU REDRESSEUR ET PRESENTATION DES VECTEURS DE TENSION STATORIQUE ---- 128
FIGURE 3. 40- ÉVOLUTION DU VECTEUR FLUX STATORIQUE DANS LE PLAN STATIONNAIRE (A-B) ---- 129

FIGURE 3. 41- LE CONTROLE DE L'AMPLITUDE DU FLUX STATORIQUE A L'AIDE DES VECTEURS TENSIONS STATORIQUES ---- 130
FIGURE 3. 42- EXEMPLE DES VECTEURS DES TENSIONS APPROPRIES POUR LE SECTEUR Θ1 ---- 131
FIGURE 3. 43- PRINCIPE DU COMPARATEUR A HYSTERESIS : (A) LA TRAJECTOIRE DU FLUX (B) COMPARATEUR A DEUX NIVEAUX ---- 133
FIGURE 3. 44- COMPARATEUR A HYSTERESIS A DEUX NIVEAUX POUR LE CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ---- 134
FIGURE 3. 45- COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN PRESENCE DU VENT FIXE (A) COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (B) ERREUR DU COUPLE ---- 135
FIGURE 3. 46- EVOLUTION DU MODULE DE FLUX STATORIQUE EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 135
FIGURE 3. 47- FLUX STATORIQUES DANS LE PLAN STATIONNAIRE (A-B) EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 136
FIGURE 3. 48- FLUX CIRCULAIRE DANS LE PLAN COMPLEXE EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 136
FIGURE 3. 49- ERREUR DU FLUX STATORIQUE EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 136
FIGURE 3. 50- EVOLUTION DE L'ANGLE Θ EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 136
FIGURE 3. 51- EVOLUTION DU SECTEUR SELECTIONNE EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 136
FIGURE 3. 52- VITESSE DE ROTATION MECANIQUE EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 137
FIGURE 3. 53- COURANTS STATORIQUES GENERES I_{SABC} EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 137
FIGURE 3. 54- COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN PRESENCE DU VENT FIXE (A) COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (B) ERREUR DU COUPLE ---- 138
FIGURE 3. 55- EVOLUTION DU MODULE DE FLUX STATORIQUE EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 138
FIGURE 3. 56- FLUX STATORIQUES DANS LE PLAN STATIONNAIRE (A-B) EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 139
FIGURE 3. 57- FLUX CIRCULAIRE DANS LE PLAN COMPLEXE EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 139
FIGURE 3. 58- ERREUR DU FLUX STATORIQUE EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 139
FIGURE 3. 59- EVOLUTION DE L'ANGLE Θ EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 139
FIGURE 3. 60- EVOLUTION DU SECTEUR SELECTIONNE EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 139
FIGURE 3. 61- VITESSE DE ROTATION MECANIQUE EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 140
FIGURE 3. 62- COURANTS STATORIQUES GENERES I_{SABC} EN PRESENCE D'UN VENT FIXE ---- 140
FIGURE 3. 63- COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---- 141
FIGURE 3. 64- ERREUR DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN PRESENCE D'UN VENT VARIABLE ---- 141
FIGURE 3. 65- EVOLUTION DU MODULE DE FLUX STATORIQUE EN PRESENCE D'UN VENT VARIABLE ---- 141
FIGURE 3. 66- FLUX STATORIQUES DANS LE PLAN STATIONNAIRE (A-B) EN PRESENCE D'UN VENT VARIABLE ---- 142
FIGURE 3. 67- FLUX CIRCULAIRE DANS LE PLAN COMPLEXE EN PRESENCE D'UN VENT VARIABLE ---- 142
FIGURE 3. 68- ERREUR DU FLUX STATORIQUE EN PRESENCE D'UN VENT VARIABLE ---- 142
FIGURE 3. 69- EVOLUTION DE L'ANGLE Θ EN PRESENCE D'UN VENT VARIABLE ---- 142
FIGURE 3. 70- EVOLUTION DU SECTEUR SELECTIONNE EN PRESENCE D'UN VENT VARIABLE ---- 142
FIGURE 3. 71- VITESSE DE ROTATION MECANIQUE EN PRESENCE D'UN VENT VARIABLE ---- 143
FIGURE 3. 72- COURANTS STATORIQUES GENERES I_{SABC} EN PRESENCE D'UN VENT VARIABLE ---- 143
FIGURE 3. 73- SCHEMA BLOC DE PRINCIPE DE LA COMMANDE NON ADAPTATIVE ---- 146
FIGURE 3. 74- SCHEMA BLOC DE PRINCIPE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE ---- 148
FIGURE 3. 75-SCHEMA DE PRINCIPE DU CONTROLE BACKSTEPPING ADAPTATIVE POUR GSAP ---- 159
FIGURE 3. 76- PROFIL DE VITESSE DU VENT ECHELON ---- 160
FIGURE 3. 77- VITESSE DE ROTATION MECANIQUE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 160
FIGURE 3. 78- PUISSANCE ACTIVE GENEREE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 160
FIGURE 3. 79- COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 160
FIGURE 3. 80- PUISSANCE REACTIVE GENEREE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 161
FIGURE 3. 81- COURANT STATORIQUE DIRECT ISD EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 161
FIGURE 3. 82- COURANT STATORIQUE QUADRATURE ISQ EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 161
FIGURE 3. 83- COURANTS STATORIQUES GENERES I_{SABC} EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 161
FIGURE 3. 84- PROFIL DE VITESSE EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---- 163
FIGURE 3. 85- VITESSE DE ROTATION MECANIQUE EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---- 163

FIGURE 3. 86- PUISSANCE ACTIVE GENEREE EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 163
FIGURE 3. 87- COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 164
FIGURE 3. 88- PUISSANCE REACTIVE GENEREE EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 164
FIGURE 3. 89- COURANT STATORIQUE DIRECT I_{SD} EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 164
FIGURE 3. 90- COURANT STATORIQUE QUADRATURE I_{SQ} EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 164
FIGURE 3. 91- COURANTS STATORIQUES GENERES EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 165
FIGURE 3. 92- TENSIONS TRIPHASES STATORIQUES ---------- 165
FIGURE 3. 93- TEST DE ROBUSTESSE DE LA PUISSANCE ACTIVE VIS-A-VIS LE CHANGEMENT DE LA RESISTANCE-- 166
FIGURE 3. 94- TEST DE ROBUSTESSE DE LA PUISSANCE ACTIVE VIS-A-VIS LE CHANGEMENT DE L'INDUCTANCE -- 167
FIGURE 3. 95- TEST DE ROBUSTESSE DE LA PUISSANCE REACTIVE VIS-A-VIS LE CHANGEMENT DE LA RESISTANCE ---------- 167
FIGURE 3. 96- TEST DE ROBUSTESSE DE LA PUISSANCE REACTIVE VIS-A-VIS LE CHANGEMENT DE L'INDUCTANCE 167

CHAPITRE 4 :

FIGURE 4. 1-PRINCIPE DU CONTROLE VOC DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU ---------- 179
FIGURE 4. 2- BOUCLE DE REGULATION SIMPLIFIEE DES COURANTS STATORIQUES ---------- 180
FIGURE 4. 3- SCHEMA DE PRINCIPE DU CONTROLE VECTORIEL VOC DE L'ONDULEUR AVEC CONTROLEURS DE COURANT DECOUPLES ---------- 184
FIGURE 4. 4- PROFIL DE VITESSE DU VENT ECHELONS ---------- 185
FIGURE 4. 5- PUISSANCE ACTIVE TRANSITEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---------- 185
FIGURE 4. 6- PUISSANCE REACTIVE TRANSITEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---------- 185
FIGURE 4. 7- TENSION DU BUS CONTINU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---------- 186
FIGURE 4. 8- COURANT DE L'AXE-D DE L'ONDULEUR EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---------- 186
FIGURE 4. 9- COURANT DE L'AXE-Q DE L'ONDULEUR EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---------- 186
FIGURE 4. 10- COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---------- 186
FIGURE 4. 11- TENSIONS RESEAU & COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---------- 187
FIGURE 4. 12- FACTEUR DE PUISSANCE EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---------- 187
FIGURE 4. 13- ANALYSE HARMONIQUE DES SPECTRES DES COURANTS INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---------- 187
FIGURE 4. 14- PROFIL DE VITESSE DU VENT EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 189
FIGURE 4. 15- PUISSANCE ACTIVE TRANSITEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 189
FIGURE 4. 16- PUISSANCE REACTIVE TRANSITEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 190
FIGURE 4. 17- TENSION DU BUS CONTINU EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 190
FIGURE 4. 18- COURANT DE L'AXE-D DE L'ONDULEUR EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 190
FIGURE 4. 19- COURANT DE L'AXE-Q DE L'ONDULEUR EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 190
FIGURE 4. 20- COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 191
FIGURE 4. 21- TENSIONS RESEAU & COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 191
FIGURE 4. 22- FACTEUR DE PUISSANCE EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 191
FIGURE 4. 23- ANALYSE HARMONIQUE DES SPECTRES DES COURANTS INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT VARIABLE ---------- 192
FIGURE 4. 24- SCHEMA DE PRINCIPE DU CONTROLE DPC ---------- 195
FIGURE 4. 25- BLOC D'ESTIMATION DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE INSTANTANEES ---------- 197
FIGURE 4. 26- COMPARATEURS A HYSTERESIS A DEUX NIVEAUX ---------- 198
FIGURE 4. 27- COMPARATEURS A HYSTERESIS MIXTE A DEUX ET A TROIS NIVEAUX ---------- 198
FIGURE 4. 28- COMPARATEURS A HYSTERESIS A TROIS NIVEAUX ---------- 199
FIGURE 4. 29- PLAN DE TENSION A 6 SECTEURS DANS LE REFERENTIEL (A-B) ---------- 200
FIGURE 4. 30- BOUCLE DE REGULATION DE LA TENSION DE BUS CONTINU ---------- 201
FIGURE 4. 31- TENSION DU BUS CONTINU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---------- 203

FIGURE 4. 32- COURANT DE REFERENCE I_{DC-REF} EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---- 203
FIGURE 4. 33- PUISSANCE ACTIVE TRANSITEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---- 203
FIGURE 4. 34- PUISSANCE REACTIVE TRANSITEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---- 204
FIGURE 4. 35- EVOLUTION DE L'ANGLE Θ_R EN PRESENCE D'UN VENT ECHELONS ---- 204
FIGURE 4. 36- EVOLUTION DU SECTEUR SELECTIONNE EN PRESENCE D'UN VENT ECHELONS ---- 204
FIGURE 4. 37- COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---- 204
FIGURE 4. 38- TENSIONS RESEAU ET COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---- 205
FIGURE 4. 39- FACTEUR DE PUISSANCE EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---- 205
FIGURE 4. 40- ANALYSE HARMONIQUE DES SPECTRES DES COURANTS INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELONS ---- 205
FIGURE 4. 41- TENSION DU BUS CONTINU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 207
FIGURE 4. 42- COURANT DE REFERENCE I_{DC-REF} EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 207
FIGURE 4. 43- PUISSANCE ACTIVE TRANSITEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 208
FIGURE 4. 44- PUISSANCE REACTIVE TRANSITEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 208
FIGURE 4. 45- EVOLUTION DE L'ANGLE Θ_R EN PRESENCE D'UN VENT FLUCTUANT ---- 208
FIGURE 4. 46- EVOLUTION DU SECTEUR SELECTIONNE EN PRESENCE D'UN VENT FLUCTUANT ---- 208
FIGURE 4. 47- COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 209
FIGURE 4. 48- TENSIONS RESEAU ET COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 209
FIGURE 4. 49- FACTEUR DE PUISSANCE EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 209
FIGURE 4. 50- ANALYSE HARMONIQUE DES SPECTRES DES COURANTS INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 210

CHAPITRE 5 :

FIGURE 5. 1- LA PLATE-FORME EXPERIMENTALE DE VALIDATION ---- 219
FIGURE 5. 2- SYNOPTIQUE GENERAL D'UN SYSTEME PHYSIQUE ---- 219
FIGURE 5. 3- PROCESSUS MIL EXTRAIT DU CATALOGUE DSPACE © 2014 [14] ---- 220
FIGURE 5. 4- PROCESSUS SIL EXTRAIT DU CATALOGUE DSPACE © 2014 ---- 221
FIGURE 5. 5- ARCHITECTURE INTERNE DE LA CARTE DSPACE 1104 ---- 222
FIGURE 5. 6- LA CONFIGURATION DES PARAMETRES SOLVER ---- 223
FIGURE 5. 7- LA CONFIGURATION DES PARAMÈTRES REAL-TIME WORKSHOP ---- 224
FIGURE 5. 8- IMPLEMENTATION DES ALGORITHMES DANS DSPACE : (A) LES ETAPES NECESSAIRES POUR IMPLEMENTER LES ALGORITHMES DANS LA CARTE DSPACE (B) LES OUTILS NECESSAIRES MATHWORKS/DSPACE ---- 225
FIGURE 5. 9- SCHEMA BLOC DU CONTROLE DE SYSTEME EOLIEN BASE SUR GSAP ---- 225
FIGURE 5. 10- SYNOPTIQUE DE CONNEXION DE DSPACE AVEC LE SYSTEME DE CONVERSION EOLIEN ---- 226
FIGURE 5. 11- PROFIL DE VITESSE DU VENT ECHELON ---- 226
FIGURE 5. 12- VITESSE DE ROTATION MECANIQUE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 227
FIGURE 5. 13- COEFFICIENT DE PUISSANCE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 227
FIGURE 5. 14- TENSION DE CIRCUIT INTERMEDIAIRE EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 227
FIGURE 5. 15- COURANT STATORIQUE DIRECT I_{SD} EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 227
FIGURE 5. 16- COURANT STATORIQUE QUADRATURE I_{SQ} EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 228
FIGURE 5. 17- COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 228
FIGURE 5. 18- TENSIONS RESEAU & COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 228
FIGURE 5. 19- PUISSANCE ACTIVE TRANSITEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 228
FIGURE 5. 20- PUISSANCE REACTIVE INJECTEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT ECHELON ---- 229
FIGURE 5. 21- PROFIL DE VITESSE DU VENT FLUCTUANT ---- 230
FIGURE 5. 22- VITESSE DE ROTATION MECANIQUE EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---- 230

FIGURE 5. 23- COEFFICIENT DE PUISSANCE EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---------- 230
FIGURE 5. 24- TENSION DE CIRCUIT INTERMEDIAIRE EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---------- 231
FIGURE 5. 25- COURANT STATORIQUE DIRECT I_{SD} EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---------- 231
FIGURE 5. 26- COURANT STATORIQUE QUADRATURE I_{SQ} EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---------- 231
FIGURE 5. 27- COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---------- 231
FIGURE 5. 28- TENSIONS RESEAU & COURANTS TRIPHASES INJECTES AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---------- 232
FIGURE 5. 29- PUISSANCE ACTIVE INJECTEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---------- 232
FIGURE 5. 30- PUISSANCE REACTIVE INJECTEE AU RESEAU EN PRESENCE DU VENT FLUCTUANT ---------- 232
FIGURE 5. 31- OSCILLOSCOPE TEKTRONIX, TDS 3014C ---------- 233
FIGURE 5. 32- SIGNAUX DE COMMANDE D'INTERRUPTEUR ELECTRONIQUE DU CONVERTISSEUR STATIQUE -------- 234
FIGURE 5. 33- ALLURES DES COURANTS ELECTRIQUES GENERES ---------- 234
FIGURE 5. 34- ANALYSE SPECTRALE DE THD ---------- 235

Liste des tableaux

CHAPITRE 1 :

TABLEAU 1. 1- ETAT DES LIEUX DES PARCS EOLIENS AU MAROC 23
TABLEAU 1. 2- NORMES IEC RELATIVES AUX EOLIENNES 24
TABLEAU 1. 3- AUTRES NORMES RELATIVES AUX EOLIENNES 25
TABLEAU 1. 4- ÉOLIENNES HISTORIQUES 27
TABLEAU 1. 5- AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES EOLIENNES A AXE HORIZONTAL ET VERTICAL 29
TABLEAU 1. 6- COMPARAISON DES EOLIENNES A VITESSE FIXE ET A VITESSE VARIABLE 32
TABLEAU 1. 7- AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES DIFFERENTS TYPES D'EOLIENNES 37
TABLEAU 1. 8- DERNIERES GENERATIONS DES TURBINES EOLIENNES ONSHORE 40

CHAPITRE 2 :

TABLEAU 2. 1- VALEURS ET CARACTERISTIQUES MAXIMALES DES INTERRUPTEURS ELECTRONIQUES ---------- 92

CHAPITRE 3 :

TABLEAU 3. 1- TABLE DE BASE DES REGLES DU CONTROLEUR FLOU ---------- 109
TABLEAU 3. 2- TABLE DE COMMUTATION DU CONTROLE DTC ---------- 127
TABLEAU 3. 3- TABLEAU GENERALISE D'APPLICATION DES VECTEURS DE TENSION POUR LE CONTROLE DTC --- 132
TABLEAU 3. 4- ANALYSE COMPARATIVE ENTRE LES CONTROLES FOC, DTC ET BACKSTEPPING APPLIQUES A LA GSAP ---------- 169

CHAPITRE 4 :

TABLEAU 4. 2- CARACTERISTIQUES DU BUS CONTINU ET DU FILTRE RL ---------- 184
TABLEAU 4. 3-RELATIONS ENTRE LE MODE DE COMMUTATION ET L'ESTIMATION DES EQUATIONS DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE INSTANTANEES ---------- 196
TABLEAU 4. 4- TABLE DE COMMUTATION DE L'ONDULEUR POUR 6 SECTEURS ---------- 200
TABLEAU 4. 5- VARIATIONS INSTANTANEES DES PUISSANCES ACTIVES ET REACTIVES DUES AUX VECTEURS DE TENSION APPLIQUES ---------- 201
TABLEAU 4. 6- PARAMETRES UTILISES EN SIMULATION ---------- 202
TABLEAU 4. 7- ETUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES ENTRE LES CONTROLES VOC ET DPC ---------- 212
TABLEAU 4. 8- AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE CONTROLES VOC ET DPC ---------- 213

Introduction générale

Partout dans le monde, la production d'énergie renouvelable est devenue une nécessité cruciale pour le développement durable car elle permet la satisfaction des besoins actuels des populations sans compromettre les ressources naturelles des générations futures. Certainement, l'épuisement des combustibles industriels et leurs impacts dangereux sur l'environnement, et avec l'intérêt à la réduction des émissions de gaz à effet de serre, la production d'énergie verte se présente comme obligation primordiale de l'humanité. D'où, l'apparition d'un tel changement dans le bouquet énergétique mondial. Ce changement mène à une orientation vers des solutions alternatives dites «propres et renouvelables». Évidemment, l'origine de ces énergies est inépuisable et généralement propre. En plus, ces énergies ne se présentent pas comme éléments remplaçants des sources conventionnelles, plutôt elles se présentent comme solution d'appointe complémentaire. En outre, le mixage des sources de production d'énergie électrique est devenu une politique vitale des divers pays dans leurs mix énergétiques, et le Royaume du Maroc n'échappe pas à cette tendance [1].

L'histoire de l'énergie éolienne ne date pas d'aujourd'hui. En effet, il y a 2600 ans, l'Homme utilisait déjà cette énergie pour l'empoigner en énergie mécanique. Cette dernière forme d'énergie aidait au pompage de l'eau, faire avancer les navires, moudre du grain...Elle a été utilisée également dans l'industrie au Moyen Age. Il y avait approximativement deux cent mille moulins à vent en Europe durant la période du mi-XIXème siècle, leur déclin venait notamment avec l'apparition des machines à vapeur industrielles [2].Ce n'est qu'à la fin du XIXème siècle que l'aérogénérateur réalisa ses premiers pas. Précisément en 1891, le premier innovateur Danois Poul La Cour a pu associer une turbine éolienne à une dynamo. Après presque 40 ans, la compagnie CEM en France a inventé une éolienne bipale de 20m de diamètre en 1920 [3]. Les recherches acheminèrent dans ce sujet, et dans les années 1950-60 il y avait apparition des éoliennes bipale de 35m de diamètre 1MW de puissance à base des génératrices Asynchrones à Saint Rémy des Landes, et des éoliennes tripale de 30m de diamètre 800KW de puissance à base des génératrices synchrones à Nogent le Roi. Le développement des éoliennes dans les Etats-Unis s'apercevait la lumière en 1941 à travers une expérimentation d'une éolienne bipale de 1250KW à base d'une génératrice synchrone dans le Vermont. Prochainement, l'éolienne "Haliade X" de l'Américain General Electric sera considérée comme l'éolienne la plus puissante au monde avec une puissance de 12MW et 220m de diamètre et sera commercialisée en 2021.

L'exploitation de l'énergie électrique à partir de l'énergie potentielle des masses d'air en mouvement ne débute pratiquement qu'au XXème siècle lors du premier choc pétrolier en 1973, cette fois à plus grande échelle. Avant cette date, et plus précisément durant la période 1961-1973, le développement des éoliennes s'est véritablement stoppé à cause de la concurrence déloyale avec les autres types d'énergies classiques. Le coût du KWh thermique était moins élevé par rapport à la source éolienne [4].

Bien entendu, c'est à partir de décembre 1997 que l'essor des éoliennes prend son véritable développement et précisément lors de la conférence- Cadre de Kyoto des Nations Unies sur les changements climatiques. Evidemment, c'était un véritable challenge mondial qui a été pris au sérieux, et durant cette conférence, la majorité des pays industrialisés se sont engagés à réduire leur émission de gaz à effet de serre pour le ramener à leur niveau de 1990 [5], et se tournent vers des alternatives de production d'énergie plus propres. Dans cette optique, la commission européenne a opté en 2008 de nombreuses directives qui se récapitulaient en "3x20":

- La réduction des émissions de gaz à effet de serre de 20% par rapport au niveau de 1990.
- Intégrer la part de la production à partir des énergies renouvelables de 20% en 2020 dans leurs mix énergétique.
- Amélioration de l'efficacité énergétique de 20% à l'horizon de 2020.

Ainsi, de nombreux pays se sont tournés vers la production de l'énergie électrique à partir du potentiel éolien, et face à ce développement mondial, le Royaume du Maroc - qui n'a représenté que 290MW éoliens en 2012- a lancé, à travers son gouvernement, un programme ambitieux pour atteindre 2280MW et 5520MW éoliens à l'horizon de 2020 et 2030 respectivement [1].

Actuellement, avec le progrès technologiques des aérogénérateurs, l'énergie éolienne s'est répandue rapidement comme solution fiable pour produire l'énergie électrique [6]. Plusieurs études [7-8] ont tenté de prouver que l'énergie éolienne est la technologie d'énergie renouvelable qui connaît la croissance la plus rapide au monde et ne cesse de s'améliorer car elle est facilement disponible dans la nature et représente un gisement immense au niveau mondial. Certes, la production à base des énergies renouvelables et particulièrement celle qui est produite par l'énergie éolienne joue un rôle complémentaire avec la production d'énergie classique. Grâce à la nouvelle génération des éoliennes fonctionnant à vitesse variable, le coût de la production d'énergie électrique a connu une diminution continue par rapport aux éoliennes à vitesse fixe, ce qui permet en conséquence, d'améliorer le rendement énergétique et la qualité de la puissance générée.

Le problème majeur qui se pose au sujet des centrales éoliennes c'est qu'elles ne participent pas aux services système tels que le réglage des puissances active et réactive, le réglage de la tension et de fréquence...etc. Ces majeurs problèmes mènent à une instabilité lors de la connexion des fermes éoliennes au réseau électrique. Par conséquent, lors de ces anomalies, le gestionnaire de réseau électrique doit planifier une procédure d'effacement qui provoque aussi par la suite une déconnexion forcée des éoliennes suivie d'une instabilité encore plus forte du réseau électrique. Autrement dit, l'intégration des centrales éoliennes dans le réseau électrique pose des problèmes bien réels, on cite à titre d'exemple :

- La sensibilité aux creux de tension.
- La production aléatoire qui reste difficilement prévisible.
- Le réglage de la tension est limité.
- Défauts de réglage des grandeurs fréquence-puissance.
- La forte sensibilité aux variations de la vitesse du vent.

Pour cette raison, le système éolien se comporte comme un générateur passif du point de vue électrique car il ne participe pas aux services système. Par conséquent, et d'après certains retours d'expérience, le taux de pénétration de la production éolienne doit être limité à 20 ou à 30% de la puissance consommée afin de garantir la stabilité du réseau [9].

A la lumière de ce constat, ce présent travail se focalise sur le développement et l'implémentation des stratégies de commandes permettant d'améliorer le rendement énergétique et remédier quelques anomalies précitées. Le choix des génératrices électromécaniques répond bien au réglage de la tension et de la fréquence, c'est bien le cas de la génératrice synchrone à aimant permanent qui permet de fonctionner sur une large plage de vitesse et avec un fonctionnement fiable à vitesse variable. Dans ce cadre, l'objectif de cette recherche se résume dans les points suivants :

- Planifier et implémenter des simulations temps réel SILS (Software In the Loop Simulation), spécialement des simulations sous la carte contrôleur dSPACE pour simuler le système de production éolien.
- Présenter par simulation numérique des stratégies de contrôle d'un système de conversion d'énergie éolien incluant la commande linéaire basée sur les régulateurs PI et la commande non linéaire basée sur la théorie de Lyapunov.
- Evaluer les performances statiques et dynamiques de la génératrice synchrone à aimant permanent en termes de poursuite, de performance et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et face aux perturbations externes.
- Combiner des algorithmes de contrôles des convertisseurs statiques côté génératrice et côté réseau pour aboutir au contrôle global de la chaîne de conversion d'énergie éolienne.

Dans le cadre d'améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et fournir une énergie électrique de haute qualité au réseau de distribution, la présente thèse décrit une étude détaillée sur les machines synchrones à aimant permanent employées dans un système éolien. Le **chapitre I** est consacré aux notions générales sur les systèmes éoliens ainsi que les différents composants constituant l'aérogénérateur. Ces rappels sont suivis par une présentation de la situation du potentiel éolien au Maroc ainsi que de la constitution d'une chaîne de conversion éolienne et les différentes topologies des turbines employées. Ce chapitre présente aussi les nouvelles technologies et la classification des éoliennes dans le but de procéder à une comparaison qui sera intéressante par la suite pour le bon choix de la génératrice surtout en termes de la puissance et de la vitesse variable.

Dans le **chapitre II**, nous présentons la modélisation et la simulation du système éolien à vitesse variable basé sur une génératrice synchrone à aimant permanent. Nous commençons par présenter des généralités de l'énergie éolienne dans les réseaux électriques ainsi qu'un aperçu sur les caractéristiques et l'aspect physique du vent. Par la suite, nous exposons une étude détaillée de l'architecture, des performances et des limites de l'utilisation de la machine synchrone à aimant permanent employée dans un système éolien. Pour compléter cette étude, la topologie des convertisseurs statiques et la stratégie de maximisation de puissance sont discutés aussi dans ce chapitre.

Le **chapitre III** présente les différentes stratégies de commande appliquées au convertisseur statique côté génératrice d'un système éolien. Nous procédons dans ce chapitre à la présentation des lois de contrôle vectoriel à flux orienté (FOC) tout en présentant la méthodologie de synthèse des régulateurs proportionnels-intégrateurs PI. La commande directe du couple (DTC) et la commande Backstepping sont aussi traitées et analysées. Nous terminons le chapitre par une comparaison des performances des différentes commandes ainsi développées.

Le **chapitre IV** est le complément du chapitre précédent, nous présentons les algorithmes de contrôle appliqués au convertisseur côté réseau. Deux stratégies de commande sont présentées en détail dans ce chapitre : le contrôle de la tension orientée du réseau (VOC) et le contrôle direct de puissance (DPC). Les simulations sont déployées sous l'environnement Matlab-Simulink afin de comparer les résultats développés en termes de poursuite de trajectoire, de robustesse et de sensibilité aux changements des éléments du milieu extérieur.

Le **chapitre V** met en œuvre l'implémentation d'une commande hybride du contrôle non linéaire adaptative Backstepping et du contrôle de la tension orientée VOC dans une carte intelligente pour validation expérimentale. Nous profitons du kit dSPACE 1104 pour valider les algorithmes de contrôles dans le but d'approuver les performances de la commande hybride proposée. Une analyse des résultats développés est effectuée dans le but de fournir les conclusions globales du contrôle hybride proposé pour un système de conversion éolien.

Ce rapport de thèse est clôturé par une **conclusion** qui résume nos contributions, les objectifs de chaque chapitre et les principaux résultats obtenus dans le but de tirer un bilan global du travail et d'envisager les perspectives d'avenir.

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

Résumé : L'objectif de ce chapitre est de présenter l'état de l'art de la conversion d'énergie éolienne. La première partie est consacrée à une étude détaillée du potentiel éolien au Royaume du Maroc, les projets faites ou en cours de construction et les éventuels projets d'avenir. La deuxième partie présente les types des éoliennes et leurs fonctionnements (vitesse fixe, vitesse variable, axe vertical, axe horizontal) ainsi que l'intérêt d'exploitation de la vitesse variable pour les nouvelles installations éoliennes. La troisième partie de ce chapitre présente une synthèse des lois de commandes employées dans les systèmes éoliens. Les nouvelles technologies des éoliennes à l'heure actuelle et la constitution des turbines éoliennes sont également décrites dans ce présent chapitre.

Notations utilisées dans le chapitre :

V_v : Vitesse du vent.

λ: Vitesse relative de l'éolienne.

Ω : Vitesse de rotation de l'éolienne (génératrice).

R_t : Rayon de la pale d'une turbine.

P_{nom} : Puissance nominale du générateur éolien.

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

C_p : Coefficient de puissance de l'éolienne.

V: Tension d'alimentation électrique.

f: Fréquence du réseau électrique.

T_{em} : Couple électromagnétique de la génératrice.

P : Puissance active de la génératrice.

Q : Puissance réactive de la génératrice.

p : Nombre de pair de pôles.

V_s : Tension statorique.

V_f : Tension d'enroulement rotorique pour la machine synchrone à rotor bobiné.

I_s : Courant statorique

L_d, L_q : Inductances cycliques statorique dans le plan d-q.

X_d, X_q : Réactances statorique dans le plan d-q.

X_s : Réactances statorique pour machine à pôles lisses.

Ψ_s : Amplitude du flux statorique.

Ψ_f : Amplitude du flux rotorique (Flux de l'aimant permanent pour MSAP).

δ : Angle entre la solénation statorique et rotorique.

Θ_s : Solénation (intensité du champ magnétique) statorique.

Θ_r : Solénation (intensité du champ magnétique) rotorique.

Ψ : Angle entre la solénation statorique et l'axe quadrature du référentiel tournant.

I- Introduction

L'ambition de s'attaquer aux crises climatiques et énergétiques mène les pays à s'orienter vers les sources d'énergies plus propres et renouvelables. Pour mentionner, les pays de l'Union européenne a opté en 2008 des objectifs d'approvisionnement énergétique à l'horizon de 2020 sous l'action de "3x20"[5]. La commission européenne a fixé un objectif contraignant de 20% d'approvisionnement énergétique en 2020 provenant de ressources renouvelables. Dans cette optique, l'énergie éolienne devrait fournir 12% à 14% (180 GW) de la demande totale de l'union [10].

La capacité installée annuelle de vent augmente rapidement. En effet, la production mondiale d'électricité basée sur l'énergie éolienne a atteint 649,5GW en 2019 contre 592GW en 2018, soit une augmentation de 57,5GW qui représente un taux de +9,71% comme indiqué sur la Figure 1.1 [11].

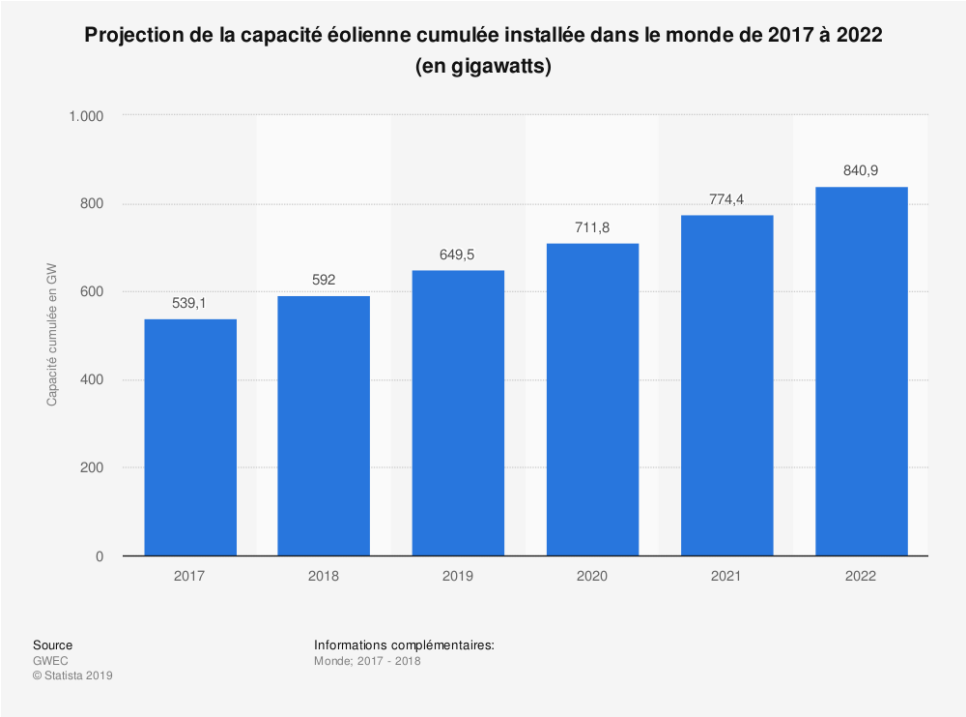


Figure 1. 1- Capacité éolienne installée cumulée mondiale (en gigawatts)

Selon le taux de croissance des dernières années et suivant la base de l'expérience, l'association mondiale de l'énergie éolienne [12] estime que la production d'énergie éolienne continuera son développement dans les années qui suivent. Les estimations mentionnées dans la figure précédente prévoient une capacité mondiale de l'énergie électrique à base du vent de l'ordre de 711,8 GW éolienne en 2020 et qui peuvent atteindre les 840,9 GW à l'horizon de l'année 2022 [11].

II- Etat de l'art sur la conversion éolienne

1. Les énergies renouvelables au Maroc

La plupart des pays ces dernières années se sont engagés dans la dynamique de réduire les émissions de gaz à effet de serre afin de préserver le globe et l'environnement. Dans ce contexte, l'intégration des énergies renouvelables dans le mix énergétique des pays est devenue une tendance vitale.

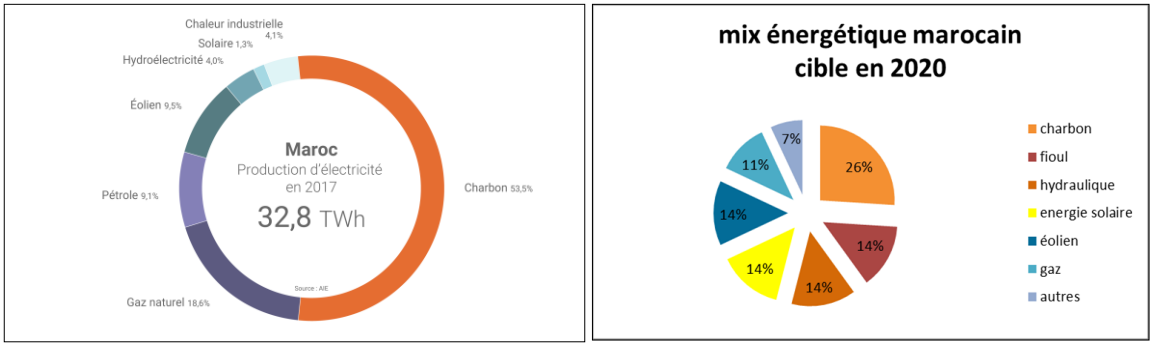
Dans cette optique et dans son discours à la Nation, le Roi Mohammed VI du Royaume du Maroc a prononcé : ***« Le Maroc qui, à l'instar de tous les pays en développement, affronte des défis majeurs et pressants en matière de développement, a pleinement conscience de la nécessité de préserver l'environnement et de répondre aux impératifs écologiques »*** **[**13].

Dans ce constat, le Maroc, qui se considère faible émetteur de gaz à effet de serre, a opté une politique volontariste en matière des énergies renouvelables et a fixé un objectif de produire 52% de sa capacité énergétique à base des énergies vertes d'ici 2030. Pour cela, une charte de l'environnement a été adoptée par le gouvernement marocain en 2011 suivant deux grands actes: Premièrement, suivant la politique de construction de barrages afin de garantir les ressources en eau. Secondement, au fait de la dépendance énergétique qui a entrainé le pays à développer les énergies renouvelables depuis les années 2000.

L'ensoleillement est estimé à 300 jours par année, la vitesse du vent qui peut dépasser une moyenne de 8m/s et les ressources hydriques qui restent acceptables sont les atouts qui disposent le Maroc. Ces atouts ont conduit à créer l'imposante centrale solaire NOOR à Ouarzazate et des parcs éoliens dont celui de Tarfaya qui reste le plus grand parc éolien en Afrique avec une puissance de 300MW.

Pour accompagner les projets des énergies renouvelables, le Royaume a mis au point des stratégies de réglementation, d'accompagnement, de formation, de normalisation et aussi de sensibilisation et d'aide au financement. De plus, et dans cette vision que le gouvernement a créé les deux agences ADEREE (Agence dédiée aux énergies renouvelables et à l'efficacité énergétique) et MASEN (Moroccan Agency For Solar Energy : Agence nationale de l'énergie solaire).

Dans cette perspective, le Maroc tend à donner une place très importante aux sources des énergies renouvelables pour diversifier le mix énergétique national et par conséquent de réduire la dépendance énergétique fossile (Voir Figure 1.2) afin de garantir la stabilité énergétique du Royaume [14].



(a) (b)

Figure 1. 2- Structure de la production d'électricité du Maroc : (a) Production d'électricité en 2017, (b) Objectif du mix énergétique ciblé en 2020

Toutefois, Le Maroc voulait profiter de son potentiel éolien qui reste particulièrement riche par rapport à plusieurs pays. L'exploitation optimale du riche potentiel réduira la dépendance énergétique et assurera la stabilité du Royaume. En effet, le Maroc dispose d'un potentiel éolien très important, notamment le long de ses côtes avec des vitesses de vent supérieures à 6,5m/s et jusqu'à 10m/s comme montre la Figure1.3 [15]. Le potentiel technique dépasse certainement les 25.000MW de puissance installée [16]. Néanmoins, ce potentiel est principalement limité par la capacité d'intégration au réseau électrique, au moins à moyen terme. Cette limite peut être atténuée par de nouveaux investissements visant à renforcer le réseau électrique, mais les contraintes de maintien de la stabilité du réseau, notamment en période de faible consommation, sont une réalité incontournable. Plusieurs pays ont adopté une limite de 20% de la capacité totale installée afin de se fixer un objectif réalisable dans une première phase de développement éolien [17].

Pour ces raisons et pour se positionner comme leader du monde africain dans le domaine des énergies vertes, le gouvernement marocain a crée -par le Ministère des Mines, de l'Eau et de l'Environnement, et par plusieurs acteurs clés du secteur énergétique du pays- l'Institut de Recherche en Energie Solaire et Energies Nouvelles (IRESEN) en 2011. La mission confiée à cet institut de recherche peut être résumé à l'accompagnement de la stratégie énergétique du pays en soutenant la R&D (Recherche & Développement) appliquée aux énergies renouvelables et à l'efficacité énergétique [18], tout en assurant les projets collaboratifs de R&D et préparant des nouvelles installations des parcs éoliens comme montre la Figure 1.4. Toutefois, la recherche scientifique dans les universités marocaines s'oriente désormais vers le secteur des énergies renouvelables grâce à l'intérêt qu'a donné le gouvernement marocain.

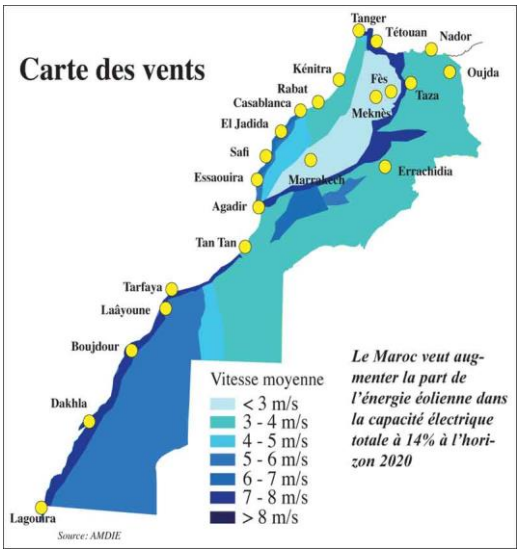


Figure 1. 3- Carte des vents du Royaume de Maroc [15]

Actuellement, le Maroc dépend à 91,70% de l'extérieur pour ses besoins énergétiques. L'objectif déclaré par le gouvernement marocain est de réduire cette dépendance à 85% en fin 2020 (voir Figure 1.4), et les énergies renouvelables fourniront 40% de la production totale d'électricité. Doté d'un fort potentiel éolien, le Royaume entend exploiter pleinement cette source propre et inépuisable [19].

Outre, concernant la stratégie énergétique, le plan solaire vise à produire 2GW en fin 2020 par le développement des centrales réparties en cinq sites : le site d'Ouarzazate qui reste le plus prometteur à travers sa composante solaire "NOOR" d'une capacité actuelle de production de 580MW, le site Foum el ouad, le site de Boujdour, le site de Sebkhat Tah et dernier site au Ain Beni Mathar.

Relatif au plan éolien, le Maroc compte quatre zones particulièrement venteuses : l'extrême nord du pays (Tanger, Tétouan), la région d'Essaouira, la zone atlantique sud de Tarfaya à Lagouira et le corridor de Taza entre les chaînes de montagnes de l'Atlas et de Rif, le vent atteint une vitesse moyenne de 8 m/s dans ces régions [20]. Le projet éolien intégré marocain, d'une durée de 10 ans avec un investissement total estimé à 3,5milliards de dollars [17], permettra au pays de transporter l'énergie électrique installée à partir des éoliennes. Actuellement, la part de l'énergie éolienne dans le plan de la stratégie énergétique nationale a permis de produire plus que 1220MW. Le reste de l'objectif dans ce sens présenté par 850MW supplémentaires dans le cadre de la loi n°13-09 relative aux énergies renouvelables était toujours en cours de construction.

En ce qui concerne l'énergie hydraulique, le Maroc produit actuellement 1770MW de l'énergie électrique à base de ce type d'énergie, dont 460MW sont transmis par pompage d'énergie [1].

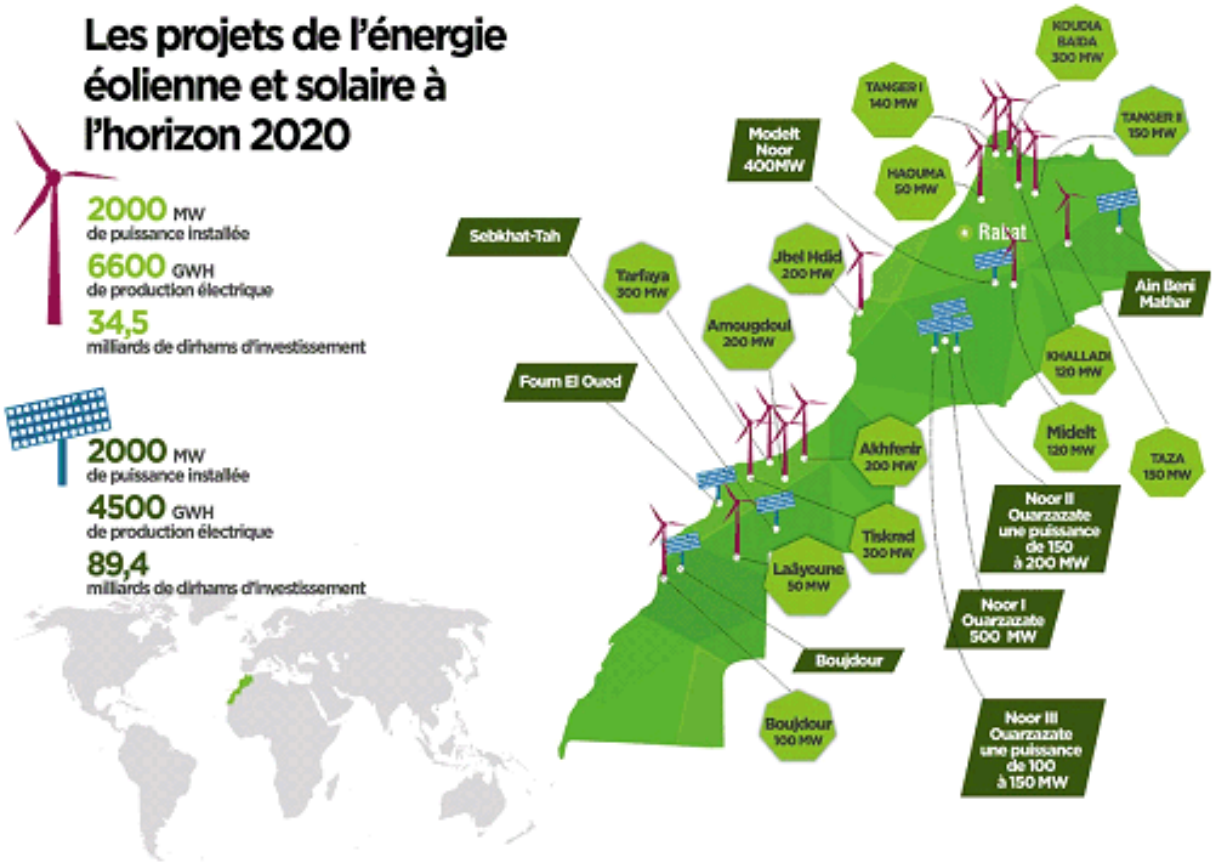


Figure 1. 4- Perspectives de production d'énergie renouvelable au Maroc en 2020 [19]

2. Perspectives de production d'énergie totalement renouvelable

Selon une étude qui a été faite par une équipe de recherche dans le domaine des énergies renouvelables, le Royaume du Maroc parmi 139 pays, peut produire de l'énergie électrique seulement à base des énergies renouvelables à l'horizon de 2050. Cette étude [21] dirigée par Mark Jacobson de l'université californienne de Stanford croit d'un scénario complet pour le bouquet énergétique du Royaume à 100% énergies renouvelables. Ce scénario prévoit un mix énergétique composé de 65,6% de l'énergie solaire, 29,7% de l'énergie éolienne sous les deux formes (onshore et offshore), 2,5% de l'énergie hydraulique et finalement 2,1% de l'énergie marine.

La technologie de l'énergie solaire selon cette étude serait fournie comme suit : 31,9% à partir des panneaux solaires montés sur les toits gouvernementaux, institutions commerciales et 18,2% sur les toits résidentiels. Pour les installations photovoltaïques solaires et les centres solaires fournissant 4,1% et 11,4% respectivement.

Concernant la technologie de l'énergie éolienne elle sera configurée comme suit : 16,2% à partir des éoliennes onshore et 13,5% des éoliennes offshore.

Selon toujours cette étude [21] et les statistiques du gouvernement marocain dans cet axe de recherche, la pollution provoquée par les sources traditionnelles de production de l'énergie électrique engendrent des énormes problèmes de santé pour les citoyens. Pourtant, le Maroc peut économiser environ 423,6 milliards de dirhams en frais de santé s'il remplace la production à bases des centrales traditionnelles par celles de l'énergie verte. En effet, les prévisions de cette panoplie de chercheurs et l'université californienne de Stanford pointent dans le même sens avec la stratégie énergétique du Royaume. La Figure 1.5 résume le mix énergétique proposé par l'étude susmentionnée [21].

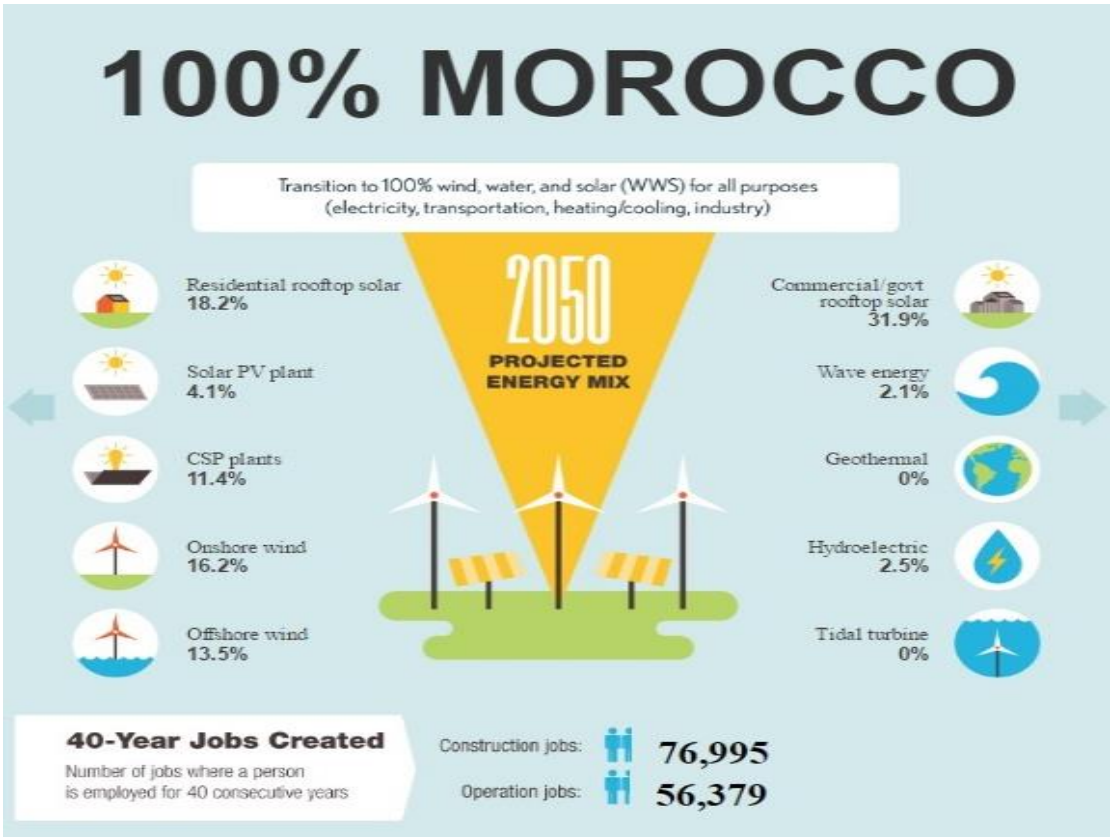


Figure 1. 5- Production à 100% d'énergies renouvelables en 2050 [21]

3. Situation du potentiel éolien au Maroc

Dans le cadre réglementaire et selon la loi (n° 13-09) sur les énergies renouvelables qui vise à promouvoir la production d'électricité à partir de ressources renouvelables, le projet éolien du Royaume vise à la mise en place une capacité de 2GW à l'année 2020. Ce taux permet de garantir 26% de la production actuelle du pays et permet par la suite d'éviter l'émission de 5,6 millions de tonnes de CO_2 par an.

Afin de présenter les statistiques des projets éoliens au Maroc, cette section vise à résumer tous les projets éoliens du Royaume, soit qui sont en exploitation ou bien qui sont encore en cours de construction suivant les données du ministère de l'Energie, des Mines et de l'Environnement [1].

➢ PARC EOLIEN ABDELKHALEK TORRES (50 MW)

Cadre du projet :

Le premier parc éolien au Maroc est le parc d'ABDELKHALEK TORRES qui profite des conditions concessionnelles. Une société de droit marocain a été créée pour développer la production éolienne au Royaume. Cette compagnie qui s'appelle CED (Compagnie Eolienne du Détroit) est une association de trois actionnaires avec 49% pour EDF (Électricité de France - Maroc), 35,5% pour PARIBAS et 15,5% pour le cabinet GERMA. Le financement du projet éolien a été répartit comme suit : 30% par EDF, PARIBAS et GERMA et 70% sous forme de prêts assurés par la BEI (Banque européenne d'investissement). Après, la compagnie CED a cédé ses actions à la société THEOLIA qui exploite actuellement le parc éolien. Le coût total du projet était 510 millions de dirhams et l'exploitation était à l'année 2000.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 50 MW
- Puissance unitaire d'aérogénérateur : 600 KW
- Nombre d'aérogénérateurs : 83
- Productible annuel : 200 GWh/an
- Localisation : Commune de Tleta Taghramt région de Tétouan
- CO_2 évité : 140000 TCO_2/an
- Economie d'énergie d'environ 56 000 tonnes de fuel-oil par an

➢ PARC EOLIEN AMOGDOUL (60 MW)

Cadre du projet :

Dans le cadre du programme de développement des énergies renouvelables géré par l'ONEE-BE (Office National de l'Electricité et de l'Eau Potable - Branche Electricité), le parc d'AMOGDOUL a été developpé. Le majeur avantage qui a méné à la création de ce parc est l'important gisement de vent qui connait des vitesses importantes et régulières avec une vitesse moyenne annuelle de 9m/s. Le parc est deumeuré sur un site de 1600 ha et été financé grâce à un prêt de 50 millions d'euros de la part de la banque allemande KFW. Le coût total du projet était 800 millions de dirhams et la date de mise en service était 2007.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 60 MW
- Puissance unitaire d'aérogénérateur : 850 KW
- Nombre d'aérogénérateurs : 71
- Productible annuel : 210 GWh/an
- Localisation : Essaouira
- CO_2 évité : 156 000 TCO_2/an
- Economie d'énergie d'environ 28 000 tonnes de fuel-oil par an

- **PARC EOLIEN DE TANGER I (140 MW)**

Cadre du projet :

Toujours dans le cadre de la protection de l'environnement et de la stratégie de développement des énergies renouvelables, le parc éolien de TANGER I a été réalisé. Ce parc a été développé en deux sites dont le premier comprend 126 turbines éoliennes et est situé à Dhar Saadane (22 km Sud-Est de la ville de Tanger), le second site est constitué de 39 éoliennes et est situé à 12 km à l'Est de la ville de Tanger. La maintenance de ce parc est allouée à la société espagnole "Gamesa Eolica", tandis que l'intégrale exploitation est assurée par l'ONEE-BE. L'exploitation du premier site d'une puissance de 107MW était en Novembre 2009, tandis que le deuxième site d'une puissance de 33MW était en Mai 2011. Le coût total du projet était 2601 millions de dirhams.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance : 140 MW
- Productible moyen : 510 GWh
- Vitesse moyenne annuelle du vent : 9 m/s
- Nombre d'aérogénérateurs : 165 d'une puissance unitaire 850 kW
- CO_2 évité : 3 800 000 TCO_2/an
- Mâts supports des aérogénérateurs, de type tubulaire de 55m
- 2 lignes 60 kV d'évacuation de l'énergie produite.

- **PARC EOLIEN FOUM EL OUED (50.6 MW)**

Cadre du projet :

Dans le cadre de la loi (n°13-09) relative aux énergies renouvelables, la Société Energie Eolienne du Maroc (EEM) a construit le parc de FOUM EL OUED. L'exploitation de l'énergie produite est favorisée directement aux clients de ladite société. D'une puissance de 50,6MW, l'année 2014 est la date de mise en service de ce parc éolien.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 50.6 MW
- Puissance unitaire d'aérogénérateur : 2.3 MW
- Nombre d'aérogénérateurs : 22
- Productible annuel : 200 GWh/an
- Localisation : Laâyoune
- CO_2 évité : 140 000 TCO_2/an

- **PARC EOLIEN DE TARFAYA (300 MW)**

Cadre du projet :

En 2014, et dans le cadre d'un contrat d'achat d'électricité (PPA : Power Purchase Agreement) pendant une durée de 20 ans, la société du projet a construit le parc éolien de TARFAYA dans le cadre du programme de développement des énergies renouvelables géré par l'ONEE-BE. Les clauses de ce contrat exigent à la société concernée le financement, la conception, la construction, la mise en service, l'exploitation et la maintenance du parc éolien. En contrepartie, la société vend l'électricité produite à l'ONEE.
Dans le cas de l'expiration du contrat ou en cas de sa résiliation anticipée, l'ONEE a le plein droit de restituer le parc éolien et l'assiette foncière correspondante.
Le coût total du projet était 5600 millions de dirhams et la mise en service de ce parc éolien était en 2014.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 300 MW
- Productible annuel : 1084 GWh/an
- Localisation : Région de Tah- TARFAYA
- CO_2 évité : 790 000 TCO_2/an

- **PARC EOLIEN HAOUMA (50.6 MW)**

Cadre du projet :

Dans le cadre de la loi (n°13-09) relative aux énergies renouvelables, la société Energie Eolienne du Maroc (EEM) a construit le parc éolien de HAOUMA. La situation du parc éolien est localisée à la région de Tanger-Tétouan-Al Hoceima. L'exploitation est confiée à ladite société et la production d'énergie électrique est destinée aux clients de la société concernée. Le coût du projet était estimé à 800 millions de dirhams et la date de mise en service était 2014.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 50.6 MW
- Puissance unitaire d'aérogénérateur : 2.3 MW
- Nombre d'aérogénérateurs : 22
- Productible annuel : 200 GWh/an
- CO_2 évité : 140 000 TCO_2/an

- **PARC EOLIEN AKHFENNIR I (101.87 MW)**

Cadre du projet :

Le parc éolien d'AKHFENNIR I dans la région de Laâyoune est développé par la Société Energie Eolienne du Maroc (EEM) dans le cadre de la loi (n°13-09) relative aux énergies

renouvelables. La mise en service de ce parc était en 2014 et la production de l'énergie électrique est destinée aux clients de la société (EEM).

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 101.87 MW
- Puissance unitaire d'aérogénérateur : 1.67 MW
- Nombre d'aérogénérateurs : 61
- Productible annuel : 378 GWh/an
- Localisation : Tantan - Laâyoune
- CO_2 évité : 270 000 TCO_2/an

➢ **EXTENSION DU PARC EOLIEN AKHFENNIR II (DE 100 A 200 MW)**

Cadre du projet :

Le parc éolien d'AKHFENNIR II est mis en extension pour achever une puissance de 200MW. Les travaux d'extension sont faits par la même société (EEM) dans le cadre de la loi (n°13-09) relative aux énergies renouvelables. Les travaux sont achevés en 2017.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance additionnelle installée : 101.87 MW
- Puissance unitaire d'aérogénérateur : 1.67 MW
- Nombre d'aérogénérateurs : 61
- Productible annuel : 378 GWh/an
- Localisation : Tantan - Laâyoune
- CO_2 évité : 270000 TCO_2/an

➢ **PARC EOLIEN DE JBEL KHALLADI (120 MW)**

Cadre du projet :

Le parc éolien de JBEL KHALLADI est situé dans la région de Tanger Tétouan Al Hoceima et développé par la Société UPC Renewables toujours dans le cadre de la loi (n°13-09). La production est directement destinée aux clients de ladite société. Cependant, la société ACWA Power a racheté la part de la société UPC Renewables en 2016.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 120 MW
- Puissance unitaire d'aérogénérateur : 3 MW
- Nombre d'aérogénérateurs : 40
- Productible annuel : 378 GWh/an
- Localisation : 30 km de Tanger
- CO_2 évité : 336 000 TCO2/an

- **PROJET DE PARC EOLIEN AFTISSAT (200 MW)**

Cadre du projet :

La réalisation du parc éolien AFTISSAT entre dans le cadre de la loi (n°13-09) relative aux énergies renouvelables et elle est assurée par la société Energie Eolienne du Maroc (EEM) filiale de Nareva Holding S.A. Ce projet demeuré à Laâyoune inclut à la fois la construction du parc éolien et la construction d'une ligne électrique de 250 KM reliant ce parc au poste électrique THT de l'ONEE-BE.
L'autorisation provisoire de réalisation est déjà accordée à la société EEM et actuellement le projet est entré dans la phase d'essais.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance additionnelle installée : 200 MW
- Puissance unitaire d'aérogénérateur : 3 MW
- Nombre d'aérogénérateurs : 67
- Productible annuel : 1000 GWh/an
- CO_2 évité : 700 000 TCO2/an

- **PROJET DE PARC EOLIEN BOUJDOUR (100 MW)**

Cadre du projet :

Dans le cadre de contrat de fourniture et d'achat d'électricité (contrat PPA) entre les partenaires privés et l'ONEE que le parc éolien BOUJDOUR sera développé. Ce projet de construction d'un parc éolien de 100MW est inclut dans l'objectif fixé par le gouvernement marocain pour la réalisation du Projet Intégré de l'Energie Eolienne de 850 MW. Le coût total estimé se déroule autour de 1,8 Milliards de dirhams.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 100 MW
- Productible annuel : 325 GWh/an
- Localisation : Boujdour-Laâyoune
- CO_2 évité : 230 750 TCO_2/an

- **PROJET DE PARC EOLIEN JBEL LAHDID (200 MW)**

Cadre du projet :

Le parc éolien JBEL LAHDID 200MW dans la région d'Essaouira entre dans le cadre de la production privée d'électricité selon les contrats effectués entre l'ONEE et ses partenaires privés. Ce parc éolien sera construit pour garantir les 850MW restantes de l'objectif fixé par le gouvernement afin d'assurer les 2000MW éoliennes en 2020. Le coût du projet est 3,6 milliards de dirhams.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 2000 MW
- Productible annuel : 600 GWh/an
- Localisation : Essaouira
- CO_2 évité : 460 000 TCO_2/an

➢ **PROJET DU PARC EOLIEN OUALIDIA I DE (18 MW)**

Cadre du projet :

Le projet de fabrication d'un premier parc éolien de l'OUALIDIA I à Safi est assuré par la Société INNOVENT. La production d'énergie électrique à partir de ce parc est destinée aux clients de la société INNOVENT et entre dans le cadre de la loi (n°13-09). Le projet est en cours de construction et la date prévue de mise en service sera la fin de l'an 2020.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance additionnelle installée : 18 MW
- Productible annuel : 55 GWh/an
- Localisation : Sidi Bennour-Safi
- CO_2 évité : 33 600 TCO_2/an

➢ **PROJET DU PARC EOLIEN OUALIDIA II DE (18 MW)**

Cadre du projet :

Dans la région de la ville de Safi et dans le cadre de la loi (n°13-09) relative aux énergies renouvelables, le parc éolien OUALIDIA II de 18MW est développé par la Société INNOVENT. L'autorisation provisoire a été délivrée en 2014, cependant une autorisation d'un délai de prorogation pour finir la construction est accordée.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance additionnelle installée : 18 MW
- Productible annuel : 55 GWh/an
- Localisation : Sidi Bennour-Safi
- CO_2 évité : 33 600 TCO2/an

➢ **PROJET DE PARC EOLIEN DE TAZA (150 MW)**

Cadre du projet :

Le projet de construction d'un parc éolien dans la région de Taza a été lancé par l'Office National d'Electricité et de l'Eau potable et ses partenaires en 25 octobre 2010. Ce programme de construction entre dans la première phase du Programme Eolien Intégré de 1000MW qui regroupe à la fois l'ONEE, la Société d'Investissements Energétiques et le Fonds Hassan II pour le développement économique et social. L'idée est de faire un

approvisionnement indépendant en électricité connue sous le nom de IPP (Independent Power Procurement). La réalisation de construction a été prêtée à la société EDF-Energies Nouvelles Maroc (EDF-EN). Cependant, et vue le problème de l'épuration de l'assiette foncière ce projet n'a pas encore débuté les premiers pas à ce jour sachant que la date prévue de la mise en service était 2020. Le coût total du projet est estimé à 2400 millions de dirhams.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 150 MW
- Productible : 540 GWh
- Localisation : 12 km de Taza
- CO_2 évité : 300 000 TCO_2/an
- Création d'emploi : 406 emplois directs (380 en phase de construction et 26 en phase d'exploitation)

➢ **PROJET DE PARC EOLIEN TISKRAD (300 MW)**

Cadre du projet :

La zone de Laâyoune sera en attente d'une nouvelle centrale de production éolienne de 300MW après la construction du parc éolien TISKRAD. Cette construction sera développée dans le cadre des contrats de fourniture et d'achat d'électricité (contrat PPA) entre l'ONEE et ses partenaires privés. Les travaux de construction sont en cours et le coût total du projet est estimé à l'environ de 5,4 milliards de dirhams. La mise en service de ce projet est prévue à la fin d'année 2020.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 300 MW
- Productible annuel : 1000 GWh/an
- Localisation : Laâyoune
- CO_2 évité : 710 000 TCO_2/an

➢ **PROJET DE PARC EOLIEN DE TANGER II (70 MW)**

Cadre du projet :

Le parc éolien TANGER II est mis en œuvre par l'ONEE afin d'achever l'objectif de produire les 850MW qui entre dans le cadre du Projet Eolien Intégré. La construction de ce parc de puissance 70MW est assurée par l'association des sociétés NAREVA, ENEL et SIEMENS. Les sociétés concernées seront chargés du financement jusqu'à la vente de l'électricité générée à l'ONEE et ceci dans le cadre d'un contrat PPA. Le coût total du projet est estimé autour de 1 363,959 millions de dirhams, tandis que la date prévue de la mise en service est fixé en fin 2020.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 100 MW
- Productible annuel : 362 GWh/an
- Localisation : Tanger
- CO_2 évité : 280000 TCO_2/an

➢ **PROJET DE PARC EOLIEN DE MIDELT (180 MW)**

Cadre du projet :

En fin 2020, le parc éolien de MIDELT sera prêt à l'exploitation avec une puissance de 180MW. Ce projet qui été accordé dans le cadre de la production privée d'électricité selon le contrat PPA, va coûter environ 2,3 Milliards de dirhams.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 180 MW
- Productible annuel : 560 GWh/an
- Localisation : Midelt
- CO_2 évité : 280 000 TCO2/an

➢ **PROJET DE PARC EOLIEN SAFI DE 200 MW (REGION DE MARRAKECH - SAFI)**

Cadre du projet :

La société CME WINDFARM SAFI S.A va développer un parc éolien de 200MW situé à Safi. La construction de ce parc éolien entre dans le cadre de la loi (n°13-09) relative aux énergies renouvelables et sera construit sur une superficie de 2000 ha environ. Le parc est en cours de réalisation après obtention de l'autorisation provisoire qui a été délivrée en 08/02/2018 et il sera mis en service en 2021.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance installée : 200 MW
- Productible annuel : 798 GWh/an
- Localisation : Commune de Ouelad Haddou, province de Safi

➢ **PROJET DE PARC EOLIEN AFTISSAT II (200 MW)**

Cadre du projet :

Le projet de construction de parc éolien AFTISSAT II au sud de Boujdour est attribué à la société Energie Eolienne du Maroc (EEM), filiale de Nareva Holding S.A. Les travaux de construction de ce parc de 200MW entrent dans le cadre de la loi (n°13-09) relative aux énergies renouvelables et seront achevés en 2022.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance additionnelle installée : 200 MW
- Puissance unitaire d'aérogénérateur : 3 MW
- Nombre d'aérogénérateurs : 67
- Productible annuel : 1000 GWh/an
- CO_2 évité : 700000 TCO2/an

- **PROJET DE PARC EOLIEN KOUDIAT BAIDA (REPOWRING) 100 MW ET EXTENSION A 200 MW**

Cadre du projet :

Après la bonne exploitation du parc éolien ABDELKHALEK TORRES situé à Koudia Al Baida, un protocole d'accord a été signé en 2012 entre l'ONEE et la Compagnie éolienne du Détroit, filiale deTHEOLIA. Ce protocole mis en accord le développement du projet de Repowering et d'Extension du parc éolien de Koudia Al Baida pour remplacer les turbines éoliennes actuelles par des nouvelles turbines de puissance supérieure (Repowering) dans un premier temps. Et par la suite, une extension du parc éolien sera installée sur des terrains adjacents pour produire 200MW en fin du projet. Le coût estimé à cet évènement est estimé autour de 3300 millions de dirhams et la date prévue de mise en service sera entre 2020/2025.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

- Puissance : 100 MW extensible à 200 MW
- Localisation : Tétouan

Le tableau 1.1 récapitule l'état des lieux des parcs éoliens selon les informations communiquées par le ministère de l'Energie, des Mines et de l'Environnement [1], tout en mentionnant la capacité et le statut de chaque parc éolien.

Projets éoliens	Localisation (province)	Capacité (MW)	Statut	Cadre juridique
A.TORRES	Tleta Taghramt - Tetouan	50	En exploitation	ONEE
Lafarge	Tetouan	32	En exploitation	Autoproduction
CIMAR	Laâyoune	5	En exploitation	Autoproduction
AMOGDOUL	Essaouira	60	En exploitation	ONEE
TANGER I	Dhar Saadane-Tanger	140	En exploitation	ONEE
FOUM EL OUED	Laâyoune	50.6	En exploitation	Loi n°13-09
TARFAYA	Région de Tah - TARFAYA	300	En exploitation	ONEE
HAOUMA	Tanger	50.6	En exploitation	Loi n°13-09
AKHFENNIR I	Tantan région de Laâyoune	101.87	En exploitation	Loi n°13-09
AKHFENNIR II	Tantan région de Laâyoune	101.87	En exploitation	Loi n°13-09
JBEL KHALLADI	30 km de Tanger	120	En exploitation	Loi n°13-09
AFTISSAT	Boujdour	200	En exploitation	Loi n°13-09
BOUJDOUR	Boujdour	100	En cours de développement	ONEE
JBEL LAHDID	Essaouira	200	En cours de développement	ONEE
OUALIDIA I	Sidi Bennour-Safi	18	En cours de développement	Loi n°13-09
OUALIDIA II	Sidi Bennour-Safi	18	En cours de développement	Loi n°13-09
TAZA	Taza	150	problème de l'épuration de l'assiette foncière	ONEE
TISKRAD	Laâyoune	300	En cours de développement	ONEE
TANGER II	Tanger	70	En cours de développement	ONEE
MIDELT	Midelt	180	En cours de développement	ONEE
SAFI	Commune de Ouelad Haddou - province de Safi	200	En cours de développement	Loi n°13-09
AFTISSAT II	Boujdour	200	En cours de développement	Loi n°13-09
KOUDIAT BAIDA	Tetouan	100	En cours de développement	ONEE
Taqa Nord	Région de Tetouan	200	En cours de développement	Loi n°13-09

Tableau 1. 1- Etat des lieux des parcs éoliens au Maroc

4. Normes, spécifications techniques et certification des éoliennes

Le domaine de production d'énergie électrique à partir du vent reste un domaine encore plus récent. Cela veut dire que les normes relatives au fonctionnement des éoliennes sont encore dans la phase de développement. Cette section vise à présenter les normes en vigueur relatives à la conception, aux essais et au fonctionnement des éoliennes qui sont déjà élaborées ou bien en cours d'élaboration. De plus, cette section va fournir ensuite comment les éoliennes sont appliquées dans le cadre du processus de certification.

La norme de conception clé (IEC 61400-1) [22] représente actuellement un cadre de référence pour les architectures éoliennes. A partir de cette norme on trouve plusieurs petites normes qui sont considérées comme plus de recommandations que d'exigences. Le Tableau 1.2 rassemble plusieurs sources qui sont considérées le cadre de référence relatif aux éoliennes.

Source/Norme	Titre
IEC WT01	Système IEC pour les tests de conformité et la certification des règles et procédures des éoliennes
IEC 61400-1	Éoliennes - Partie 1 : Exigences de conception
IEC 61400-2	Éoliennes - Partie 2 : Exigences de sécurité pour les petites éoliennes
IEC 61400-3	Éoliennes - Partie 3 : Exigences de conception pour les éoliennes offshore
ISO/IEC 81400-4	Éoliennes - Partie 4 : Réducteurs pour turbines de 40 kW à 2 MW
IEC 61400-11 TS	Éoliennes - Partie 11 : Techniques de mesure des émissions acoustiques
IEC 61400-12	Éoliennes - Partie 12 : Mesures de performance de puissance des éoliennes productrices d'électricité
IEC 61400-13 TS	Éoliennes - Partie 13 : Mesurage des charges mécaniques
IEC 61400-14	Éoliennes - Partie 14 : Déclaration des niveaux de puissance acoustique apparente et de la valeur tonale des éoliennes
IEC 61400-21	Éoliennes - Partie 21 : Mesures de la qualité de l'énergie
IEC 61400-22 TS	Éoliennes - Partie 22 : Essais de conformité et certification des éoliennes
IEC 61400-23 TS	Éoliennes - Partie 23 : Essais structurels à grande échelle des pales de rotor
IEC 61400-24 TR	Éoliennes - Partie 24 : Protection contre la foudre
IEC 61400-25	Éoliennes - Partie 25 : Communications pour la surveillance et le contrôle des éoliennes

Tableau 1. 2- Normes IEC relatives aux éoliennes

N'est pas loin d'aujourd'hui, les spécifications techniques et les normes étaient élaborées pays par pays ou par des entités telles que Germanischer Lloyd (GL) ou DetNorske Veritas (DNV). Pour avoir une uniforme réglementation et rassembler les spécifications techniques, la Commission Electrotechnique Internationale (IEC) prend désormais la tête des normes d'éoliennes, cette commission a élaboré des normes relatives aux éoliennes qui sont répertoriées dans le Tableau 1.2.

Il faut mentionner ici que certaines normes ne sont pas encore des normes internationales officielles d'après IEC. Cependant, elles sont en passe de les devenir, et leur statut est généralement indiqué par les abréviations suivantes : PC= projet de comité, PCV= projet de commission pour vote, PFNI = projet final de norme internationale. Les spécifications techniques sont désignées par "TS".

D'autres normes et directives utiles, mais non conformes à l'IEC, sont répertoriées dans le Tableau 1.3.

Source/Norme	Titre
Germanischer Lloyd	Règlement pour la certification des systèmes de conversion d'énergie éolienne
DanishEnergy	Code d'usages pour les charges et la sécurité de la construction d'éoliennes
DNV	Lignes directrices pour la conception des éoliennes, 2e édition
DNV-OS-J101	Conception de structures d'éoliennes offshore
DNV-OS-J102	Conception et fabrication de pales d'éoliennes

Tableau 1. 3- Autres normes relatives aux éoliennes

Toutes les normes mentionnées dans les tableaux 1.2 et 1.3 ont une certaine pertinence pour la conception des éoliennes, bien que certaines soient plus directement pertinentes que d'autres. Il convient de noter que la majorité des normes IEC sont encore sous forme de projets (PC, PCV ou PFNI) et que d'autres sont en cours de révision et de mise à jour.

Dans le Tableau 1.3, les deux premières sources (GL, 2003 ; DEA, 1992) représentent des documents de certification et réglementation des éoliennes et qui ont des implications indirectes pour la conception des éoliennes. Le troisième document répertorié (DNV, 2006) traite le processus de conception des éoliennes. Le quatrième élément du Tableau 1.3 DNV-OS-J101 (DNV, 2007) se représente comme une norme préliminaire de conception d'éoliennes offshore, et qui sera remplacé une fois la norme CEI 61400-3 sera opérationnelle. Le dernier document du tableau répertorié, DNV-OS-J102 (DNV, 2006), est lié à la conception et la fabrication des pales des éoliennes.

La normalisation pour la conception des éoliennes connait aussi d'autres références pertinentes autres que l'IEC. On cite à titre d'exemple, la norme ISO avec sa référence "ISO 4354: 1997: Actions du vent sur les structures. L'élaboration de la norme sur les boîtes de vitesses des éoliennes (ISO, 2004)" [23].

La certification des éoliennes est un processus qui est généralement employé pour s'assurer que le projet éolien est effectivement bien construit et installé conformément aux normes. Dans ce cas, la certification présente une confirmation de conformité d'installation de l'éolienne avec des exigences bien définies. Généralement, la certification est confiée à une entité indépendante agréée, comme un laboratoire national ou bien international.

Pour vérifier la conformité de la conception avec les normes en vigueurs, les laboratoires de certification impliquent très souvent des modèles informatiques et de tests, effectués conformément aux normes de conception pour les comparer par la suite avec les réalisations réelles. La spécification technique CEI TS 61400-22 (IEC, 2008c) traite le processus de certification des éoliennes.

5. Les aérogénérateurs électriques

5.1. Contexte 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 est chuté à environ un sixième du coût au début des années 80 [24].

La première éolienne construite pour la production de l'énergie électrique était en 1891 par le fondateur Danois Poul LaCour (voir Figure 1.6) [25]. Par la suite, les ingénieurs danois ont surmonté les lacunes d'énergie trouvées dans la conception du Poul LaCour.

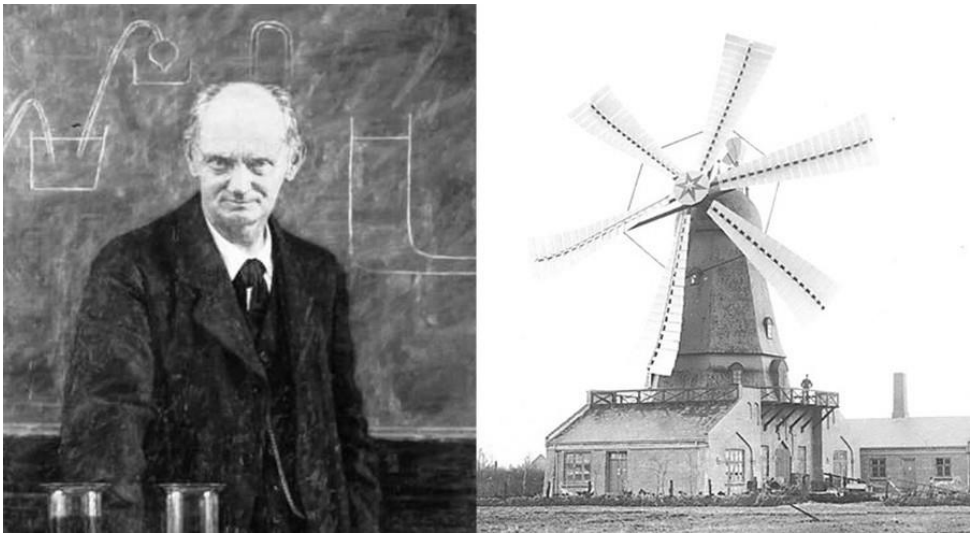


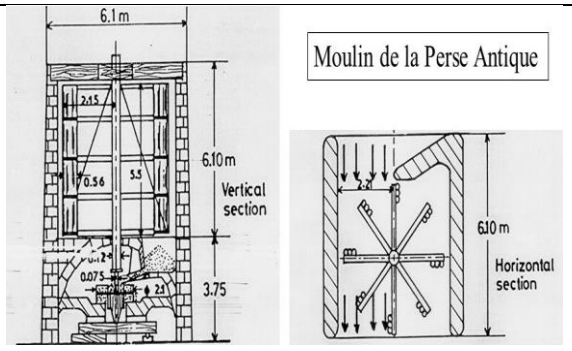
Figure 1. 6- Eolienne de Poul LaCour en 1891 à Askov au Danemark

A partir des années 1941-42 que les éoliennes prennent des vraies évolutions avec des nouvelles conceptions qui se basent sur les profils aérodynamiques modernes. Le Tableau 1.4 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. 4- Éoliennes historiques

Au fil d'années, les éoliennes sont sans cesse perfectionnées et prennent des différentes architectures. La Figure 1.7 montre quelques designs pour différentes éoliennes de l'Antiquité à nos jours.



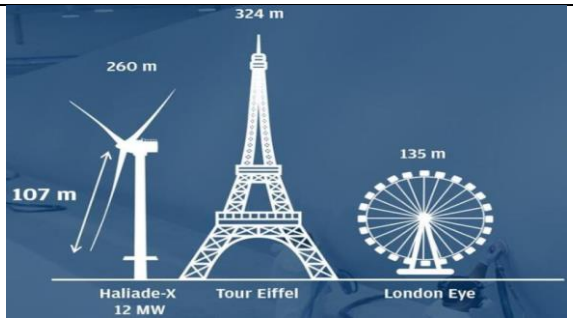
Moulin de la Perse Antique



Moulins de pompage (Hollande)



Parc éolien Khalladi au Maroc (2017)



Haliade-X le futur géant des éoliennes

Figure 1. 7- Quelques modèles des éoliennes [26-29]

5.2. Classification des éoliennes

Les turbines éoliennes sont classifiées selon leurs axe de rotation, on distingue deux types des éoliennes, les éoliennes à axe vertical et celles à axe horizontal.

- Eolienne à axe vertical :

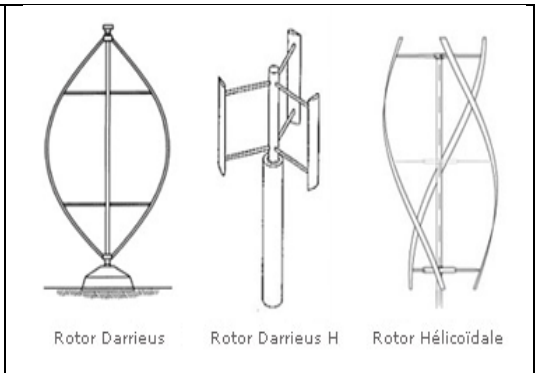
Bien après les anciennes turbines, la technologie et l'architecture des éoliennes à axe vertical ne cessent de s'améliorer. Elles sont aujourd'hui de différentes formes et restent marginales. La Figure 1.8 présente les principales technologies de ce type des éoliennes.



Une éolienne Savonius



AG Windrotor



Eoliennes type Darrieus

Figure 1. 8- Technologies d'éoliennes à axe vertical [30-32]

Avantages : L'implantation de générateur au sol, couple de démarrage plus fort, pas d'orientation en cas de rafale du vent, construction assez simple (Savonius), peu de bruit car l'éolienne tourne à faible vitesse.

Inconvénients : Le palier bas de la turbine doit supporter le poids de l'ensemble au moment de guidage mécanique. La nécessité d'entrainement (mode moteur) au moment de démarrage de quelques types d'éoliennes (Cas de l'éolienne Darrieus). Faible rendement aérodynamique par rapport aux éoliennes à axe horizontal et la nécessité d'optimiser la vitesse de rotation par rapport à celle du vent (l'algorithme MPPT est fortement présent).

- Eolienne à axe horizontal :

Les éoliennes à axe horizontal appelées très souvent HAWT (Horizontal Axis Wind Turbine). Aujourd'hui, les éoliennes dominantes sont celles à axe horizontal. On trouve les turbines tripales, bipales ou bien aussi à rotor face au vent. La Figure 1.9 montre quelques technologies de ces éoliennes.

Avantages : Le rendement de ce type des éoliennes reste le plus important, les éoliennes captent au maximum l'énergie du vent et peuvent s'adapter à la direction du vent. La hauteur joue un rôle très important au niveau d'efficacité énergétique vue la position du récepteur du vent. Ces éoliennes peuvent être auto démarrées et sont moins exposées aux contraintes mécaniques par rapport à celles de l'axe vertical.

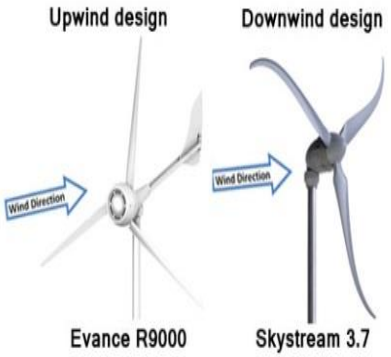
		
Upwind Evance R9000 5KW et Downwind Skystream 3.7 2,4KW	Gamesa tripale 2MW	Vergnet bipale 1MW

Figure 1. 9- Technologies d'éoliennes à axe horizontal [33-35]

Inconvénients : Les éoliennes à axe horizontal présentent aussi des inconvénients : elles sont moins résistantes aux rafales des vents forts, c'est pourquoi qu'elles doivent être renforcées surtout dans les endroits où le risque de vents violents existe. Le déclenchement de ce type des éoliennes met plus de temps par rapport aux éoliennes à axe vertical, bien entendu, les éoliennes à axe horizontal doivent s'orienter par rapport au vent, et cela retarde son déclenchement.

Le coût d'installation de ce type d'éoliennes reste un peu plus élevé par rapport aux éoliennes à axe vertical. En plus, l'installation des éoliennes à axe horizontal nécessite de longs câbles selon leurs architectures.

Le tableau 1.5 rappelle les différents avantages et inconvénients des éoliennes à axe vertical et celles à axe horizontal.

Type d'éolienne	Avantages	Inconvénients
Axe vertical	▪ Maintenance des équipements plus facile. ▪ Coût d'installation réduit. ▪ Ne nécessite pas de dispositif d'orientation de la turbine dans l'axe du vent. ▪ Peu de bruit à cause de faible vitesse du vent.	▪ rendement aérodynamique faible. ▪ Doit démarrer en mode moteur. ▪ Forte variation du couple mécanique sur les éléments des pales. ▪ Options limitées pour le contrôle de la vitesse ou de la puissance.
Axe horizontal	▪ Rendement de conversion d'énergie plus important. ▪ Autodémarrage possible. ▪ Rotor positionné en hauteur donnant accès à des vents élevés.	▪ Nécessite une tour renforcée et robuste. ▪ Coût d'installation est plus élevé. ▪ Nécessite de longs câbles électriques.

Tableau 1. 5- Avantages et inconvénients des éoliennes à axe horizontal et vertical

5.3. 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, 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).

Les avantages des turbines éoliennes à vitesse fixe peuvent être résumés dans les points suivants: l'architecture reste plus simple, fiable, robuste et éprouvée. De plus, le coût de pièces électriques reste raisonnablement faible. Par contre ce type d'architecture éolienne présente des inconvénients qui se résument sous la consommation d'énergie réactive qui reste incontrôlable, un contrôle limité de la qualité de l'énergie et des contraintes sous forme mécaniques.

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 [36,37].

5.4. 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 [38,39].

Grâce au fonctionnement à vitesse variable, la vitesse de rotation des éoliennes 'Ω' est devenue accessible à l'adaptation (accélération ou ralentissement) d'une façon continue par rapport à la vitesse du vent 'V_v'. Par conséquent, on peut fixer le rapport de vitesse de pointe 'λ' à une valeur prédéfinie qui correspond au coefficient de puissance maximale. 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 1.10 représente la caractéristique en puissance d'une turbine éolienne. Comme 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 maxima.

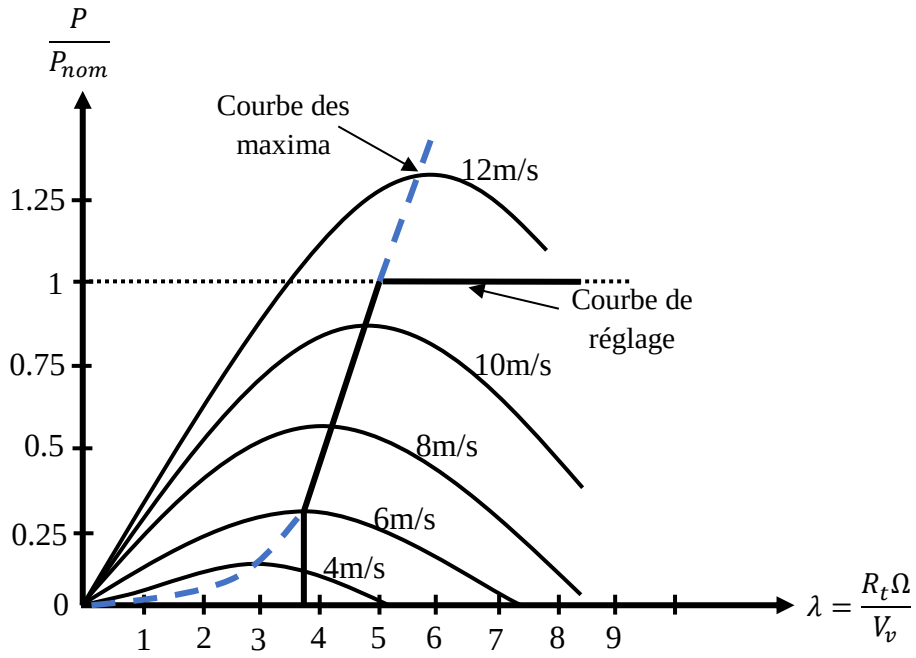


Figure 1. 10- Caractéristique de réglage de la vitesse de turbine

Les avantages de ce type d'éoliennes sont nombreux, c'est pourquoi que cette architecture à vitesse variable est plus en plus fréquemment utilisée.

- 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 fonctionnement est plus large, notamment pour les faibles vitesses de vent.
- L'orientation des pales dans le cas des fortes fluctuations est 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.

Bien entendu, ce type d'architecture 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.

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.

Le tableau 1.6 résume la différence entre les éoliennes à vitesse fixe et celles à vitesse variable.

Type d'éolienne	Avantages	Inconvénients
Vitesse fixe	▪ Une architecture plus simple, fiable, robuste et éprouvée. ▪ Une solution plus économique. ▪ Moins de maintenance (cas de MAS à cage)	▪ L'efficacité aérodynamique peu élevée. ▪ Consommation d'énergie réactive. ▪ Des stress mécaniques sur les équipements. ▪ Génère des fluctuations de la puissance électrique sur le réseau.
Vitesse variable	▪ Une capture d'énergie accrue. ▪ contraintes mécaniques sur l'arbre sont réduits. ▪ Permet de maximiser l'efficacité aérodynamique pour une grande plage de vitesse de vent. ▪ meilleure qualité de l'énergie électrique générée. ▪ plage fonctionnement est plus large. ▪ Permet le contrôle de la fréquence et de la tension sur le réseau. ▪ Permet l'utilisation d'une boite de vitesse réduite (ou absente) produisant moins de pertes par frottement. ▪ meilleure intégration dans le réseau.	▪ Contrôle plus complexe. ▪ l'électronique de puissance est dispendieuse et engendre des pertes de puissance électrique. ▪ Le coût plus important.

Tableau 1. 6- Comparaison des éoliennes à vitesse fixe et à vitesse variable

III- Chaîne de conversion éolienne

1. Types de machines utilisées dans les turbines éoliennes

Les génératrices des turbines éoliennes peuvent être de différents types [40]. La classification des génératrices employées dans les applications éoliennes est présentée à la Figure 1.11. Ces génératrices peuvent être divisées en deux grandes familles :

- Les génératrices à induction.
- Les génératrices synchrones.

Les technologies de fabrications des génératrices synchrones se présentent essentiellement au niveau du rotor. Le rotor des génératrices synchrones peut être fabriqué soit par enroulement excité en courant continu, soit par des aimants permanents.

Les types de génératrices à induction seront soit à cage d'écureuil ou bien à rotor bobiné. Les génératrices à induction à rotor bobiné porte le nom aussi de générateur asynchrone à double alimentation (GADA) parce qu'il peut fournir de l'énergie électrique soit du stator soit du rotor.

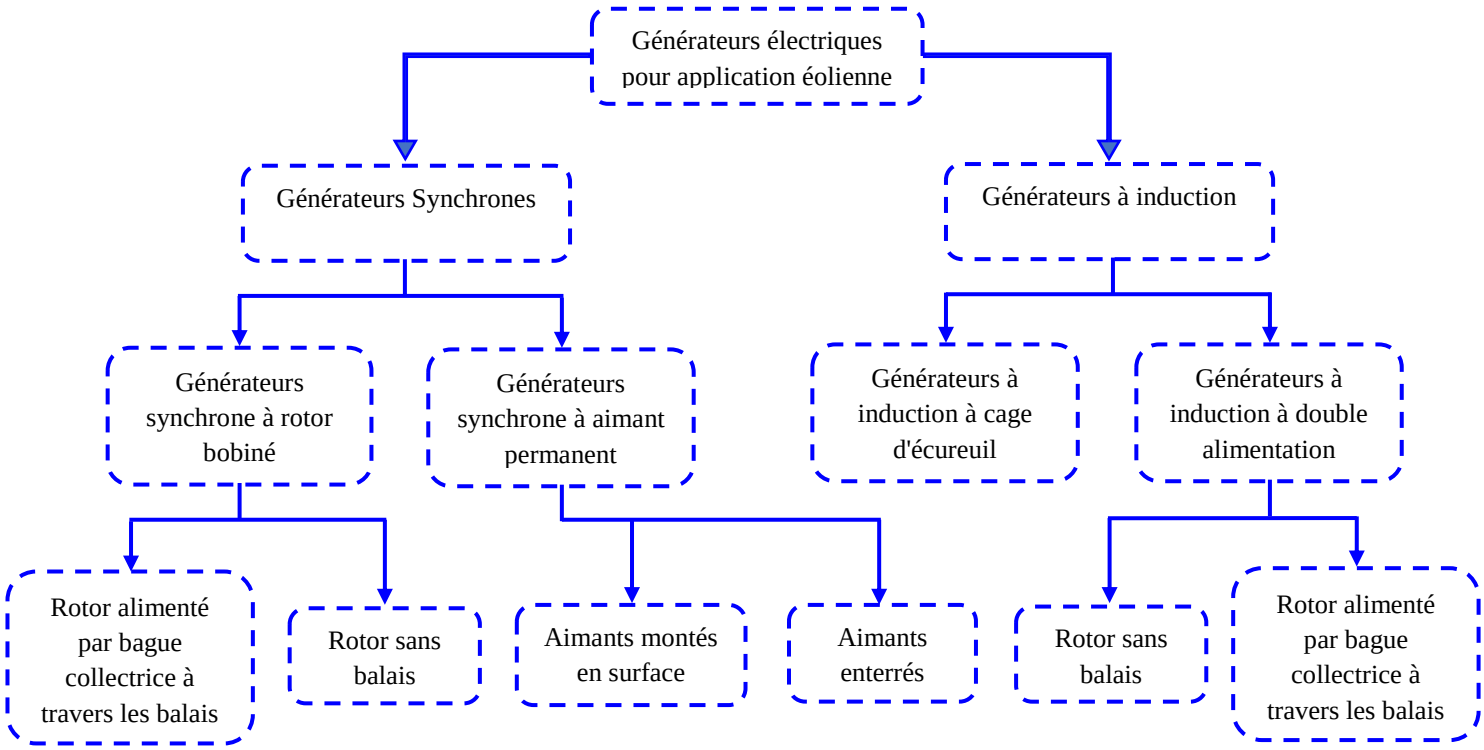


Figure 1. 11- Classification des générateurs d'éoliennes

1.1. Type Machine Asynchrone

Les premières configurations des turbines éoliennes sont les éoliennes à vitesse fixe basées d'une génératrice asynchrone à induction à cage d'écureuil (MAS) connectées au réseau électrique via un transformateur comme montre la Figure 1.12. Tant que la machine MAS tire toujours la puissance réactive du réseau, cette installation doit utiliser une batterie de condensateurs pour compenser la puissance réactive. De plus, un démarreur progressif est employé pour faciliter la connexion au réseau électrique.

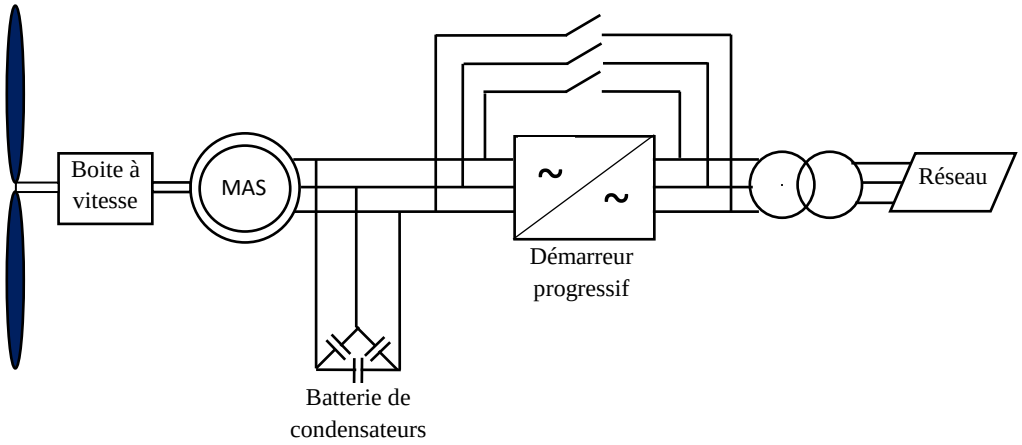


Figure 1. 12-Configuration d'une éolienne à base de MAS

Cette architecture connait généralement des fluctuations du vent qui sont converties par la suite en fluctuations mécaniques et par conséquent en fluctuations de puissance électrique.

Si le réseau électrique est pratiquement faible, c'est fluctuations peuvent entraîner des fluctuations de tension au point de connexion. Les fluctuations de tension mènent les éoliennes à vitesse fixe à tirer diverses quantités de puissance réactive du réseau ce qui provoquent, s'il n'y a pas des batteries de compensations, des pertes supplémentaires de ligne. Ainsi, les majeurs inconvénients de ce type d'architecture des éoliennes à vitesse fixe à base de MAS sont qu'elles ne supportent aucun contrôle de vitesse, et la construction mécanique doit pouvoir tolérer des contraintes mécaniques élevées.

La vitesse de la turbine basée sur MAS est généralement maintenue constante via un système d'orientation des pales, ce système de commande s'appelle "pitch control" qui se base sur la rotation des pales par des actionneurs électrique ou hydraulique qui va ajuster l'angle de calage β. Par conséquent, et lors de forte fluctuation du vent, ce système mis en drapeau les pales de la turbine (β=90°). Le grand inconvénient de ce contrôle est qu'à des vitesses de vent élevées, de petites variations de vitesse du vent entraînent de grandes variations de puissance de sortie à cause du fait que le mécanisme de rotation n'est pas assez rapide pour éviter de telles changement du vent.

Un autre système de contrôle pour limiter la vitesse de rotation est le contrôle "stall". C'est un concept conventionnel appliqué au cours des années 80 et 90 par les fabricants danois. Ce système se considère comme le plus simple et le moins coûteux. Le moment où la vitesse du vent dépasse la vitesse nominale de rotation de la turbine, une aspiration ainsi créée par l'inclinaison des pales qui ne seront pas dans la même position optimale entraine une réduction au niveau du coefficient de puissance. Par conséquent, cette inclinaison limite l'augmentation de la vitesse de rotation.

Bien que le système "stall" est simple mais il présente des inconvénients au niveau de la précision parce qu'il dépend de l'état des pales et leurs niveau de propreté et dépend aussi de la masse volumique de l'air. Pour surmonter ces anomalies, une amélioration connue sous le nom du système "stall actif" peut être ajouté. Cette amélioration qui devenue populaire, permet une légère rotation des pales sur elles même permettant de capter les faibles vitesses de vent et maximisant ainsi l'énergie totale captée. Concernant les fortes fluctuations du vent, une inclinaison des pales permet de diminuer l'angle de calage β renforçant l'effet "stall" de la pale. De cette façon, l'effet des variations de la vitesse du vent reste moins important sur le couple mécanique de la turbine. L'inconvénient majeur de contrôle de décrochage actif est le prix qui reste un peu élevé [41].

1.2. Type Machine Asynchrone à Double Alimentation

Au cours des dernières années, l'architecture des éoliennes à vitesse variable est devenue le type dominant parmi les éoliennes installées [24]. Elles sont généralement divisés en deux grandes familles : les éoliennes à entrainement direct et celles à travers un multiplicateur de vitesse. La connexion au réseau est assurée par des convertisseurs de puissance. L'avantage majeur pour ce type des éoliennes à vitesse variable c'est qu'elles sont conçues pour atteindre une efficacité aérodynamique maximale en présence d'un profil du vent fluctuant et sur une large gamme de vitesses de vent. Evidemment, il est devenu possible d'adapter (accélérer ou ralentir) d'une façon permanente la vitesse de rotation de l'éolienne 'Ω_t'à la vitesse du vent 'V_v'. De cette façon, le rapport de vitesse de pointe 'λ' est maintenu constant à une valeur prédéfinie qui correspond au coefficient de puissance maximale 'C_p'. Ce type d'architecture permet de maintenir le couple du générateur assez constant en changeant la vitesse de rotation de la génératrice à une vitesse bien adéquate en fonction de la vitesse du vent.

La configuration à base de la génératrice Asynchrone à induction à double alimentation (GADA) est généralement employée pour les éoliennes à vitesse variable suivant l'architecture présentée dans la Figure 1.13.

Cette architecture utilise des convertisseurs de fréquence à échelle partielle qui sont évalués à environ 30% de la puissance nominale du générateur. Ils sont appliqués sur le circuit du rotor de la machine. Le rôle des convertisseurs de fréquence à échelle partielle est la connexion au réseau électrique d'une façon plus fluide et la compensation de puissance réactive consommée par la machine GADA [42]. Selon la taille des convertisseurs, cette architecture dispose une large gamme de contrôle dynamique de la vitesse par rapport à l'architecture des éoliennes basées sur la MAS. Typiquement, la plage de vitesse comprend une vitesse synchrone de 40% à 30%.

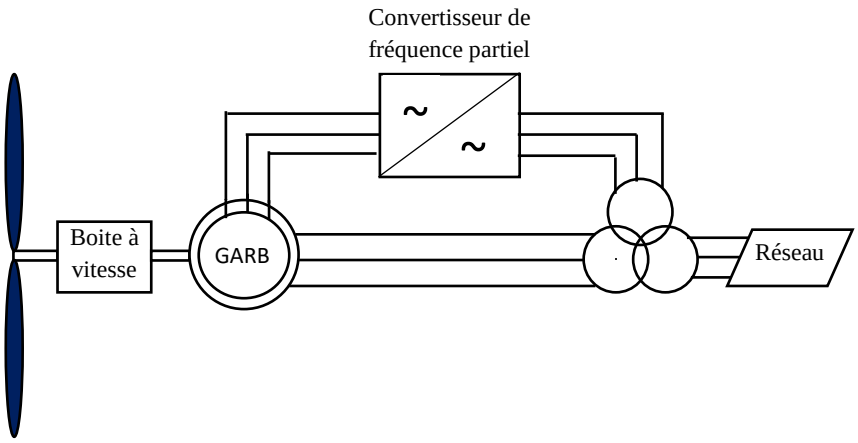


Figure 1. 13- Configuration d'une éolienne à base de GARB à convertisseur partiel [24]

L'avantage de ce type d'architecture se réside sur la taille des convertisseurs de fréquence qui restent plus petit et qui rendent ce concept plus attrayant du point de vue économique. Cependant, l'utilisation de bagues collectrices et la protection en cas de défauts de réseau sont les majeurs inconvénients de cette installation.

1.3. Type Machine Synchrone à convertisseur complet

L'architecture correspondante à la turbine éolienne à vitesse variable à base de la génératrice Synchrone est connectée au réseau électrique via un convertisseur de fréquence à pleine échelle. Les convertisseurs statiques rendent la connexion au réseau plus fluide. Ce type de configuration possède une génératrice synchrone qui peut être excité électriquement et ça sera le cas du Générateur Synchrone à Rotor Bobiné (GSRB), ou bien par un aimant permanent et ça sera le cas du Générateur Synchrone à Aimant Permanent (GSAP).

Certains systèmes éoliens basés sur les génératrices Synchrones n'ont pas de boîte de vitesses (C'est pourquoi cette boite de vitesse est représentée en pointillés sur la Figure 1.13). L'absence de la boite de vitesse est réservé au système possédant une génératrice multipolaire à entraînement direct généralement avec un grand diamètre (Exemple "Éolienne E-70 ENERCON " Voir Annexe 1).

Les enroulements statoriques de la génératrice synchrone crée un champ tournant qui tourne à la même vitesse de rotation du rotor. Cependant, si la génératrice est connectée au réseau électrique, la vitesse de rotation doit être un sous-multiple de la pulsation des courants statoriques. Ceci entraine des problèmes pour fixer la vitesse de rotation de la turbine et pour synchroniser la génératrice avec le réseau électrique au moment de connexion. C'est pourquoi qu'on place régulièrement un étage d'adaptation via le convertisseur de fréquence entre le générateur et le réseau électrique comme montre la Figure 1.14.

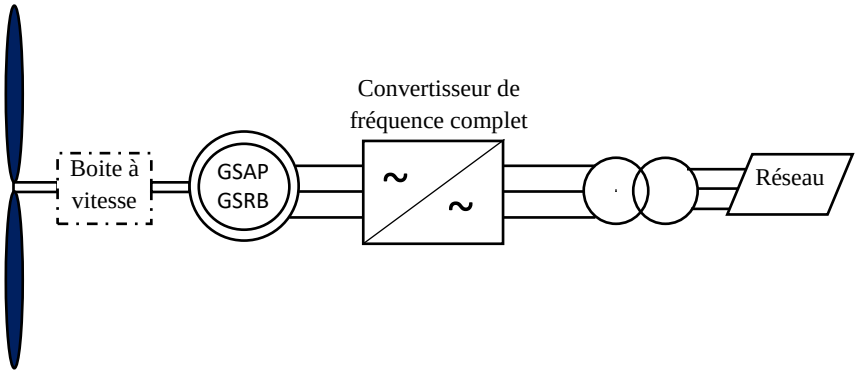


Figure 1. 14- Configuration d'une éolienne à base de GSAP à convertisseur complet [24]

Le tableau 1.7 rappelle les avantages et les inconvénients des différents types d'éoliennes.

Type d'éolienne	Avantages	Inconvénients
MAS à vitesse fixe	▪ Robuste et fiable. ▪ Coût pratiquement faible. ▪ Absence de l'électronique de puissance.	▪ Maintenance régulière de la boîte de vitesse. ▪ Puissance extraite non optimisée ▪ Pas de contrôle de l'énergie réactive. ▪ Magnétisation de la machine imposée par le réseau. ▪ démarreur progressif pour la connexion au réseau électrique.
MADA à vitesse variable	▪ Machine standard. ▪ Fonctionnement à vitesse variable sur 30 à 40% de la plage de vitesse. ▪ 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	▪ Maintenance régulière de la boîte de vitesse. ▪ Electronique de puissance chère. ▪ Commande complexe ▪ Maintenance des contacts bagues-balais.
MSAP à vitesse variable	▪ Fonctionnement à 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. ▪ L'absence de la boite de vitesse pour certains types.	▪ Dimensionnement des convertisseurs statiques selon la puissance nominale de la machine. ▪ Electronique de puissance chère. ▪ Diamètre du générateur plus grand.

Tableau 1. 7- Avantages et inconvénients des différents types d'éoliennes

2. La constitution d'une éolienne

Les turbines éoliennes sont généralement composées :

- Une fondation en béton armé.
- Un mât ou bien une tour cylindrique habituellement en acier, parfois en béton armé : La partie inférieure soit en béton et la partie supérieure en acier. La tour est constituée d'un ensemble de segments ou bien d'un seul suivant la hauteur. Un transformateur (adaptateur de tension) élévateur de tension est placé à la base du mât. Des disjoncteurs et des cellules de protections sont aussi installés. La tour comporte aussi les prises de connexion pour le raccordement au réseau électrique et un système de traitement d'information et de commande pour le contrôle du fonctionnement de l'éolienne.
- Une nacelle placée à la partie supérieure dans la tour, elle repose sur un mécanisme d'orientation face au vent. Dans cette nacelle on trouve des différents composants d'éoliennes : un arbre moteur, des paliers et des roulements, une boîte de vitesse pour certains types d'éoliennes, un générateur électromécanique avec son convertisseur de fréquence pour les types à vitesse variable. D'autres équipements auxiliaires sont présents aussi comme le frein mécanique, un système de conditionnement de l'air et des ventilateurs, un tableau électrique de régulation aérodynamique et généralement des circuits d'éclairage.
- Des pales qui sont fixées au rotor qui est couplé avec l'arbre moteur. Ce rotor embarque le dispositif d'orientation des pales selon le contrôle dit " *pitch control* " pour certains types des éoliennes.

La figure suivante illustre un modèle d'une éolienne avec ses principaux constituants.

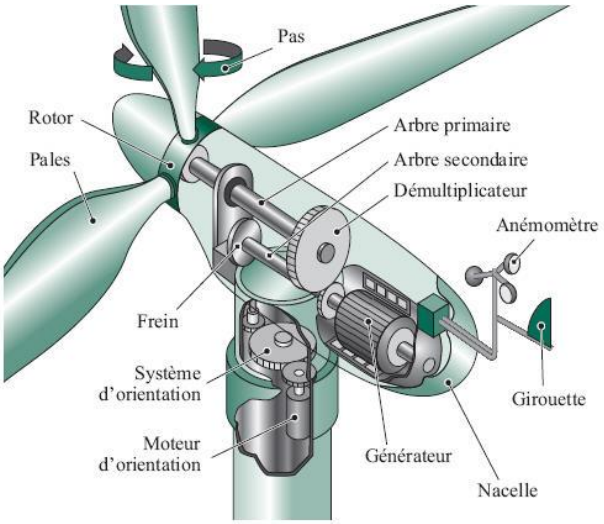


Figure 1. 15- Principaux constituants d'une éolienne [43]

3. Nouvelles technologies des éoliennes

L'énergie éolienne est un élément d'une importance vitale pour permettre à notre planète de créer l'électricité d'une façon plus durable. De manière générale, l'industrie des énergies renouvelables se développe, de nombreux pays fixant des objectifs de croissance ambitieux. Cette poussée crée une innovation dans les technologies éoliennes afin que les processus deviennent plus efficaces et qu'une plus grande quantité d'énergie puisse être générée.

- Les premières éoliennes :

La technologie des éoliennes est présente dans l'histoire de l'humanité depuis des siècles, avec les premiers moulins à vent connus utilisés pour les pompes à grains et à eau. Mais ce n'est qu'aux dernières années du 19e siècle que les premières turbines conçues spécifiquement pour générer le courant électrique ont commencé à émerger en Danemark, Écosse et autres pays. L'architecture de ces premières turbines n'était pas très différentes de celles d'aujourd'hui.

Autrement dit, elles possédaient aussi 2 ou 3 pales et qui produisaient de l'énergie lorsque le vent faisait tourner les pales autour d'un rotor. Ce rotor serait connecté à un générateur qui créait alors de l'électricité. Les choses ont évolué et la technologie des turbines a été exploitée pour produire de l'électricité à des échelles beaucoup plus grandes. Le premier parc éolien au monde a été construit dans le New Hampshire, aux États-Unis dans les années 80, il comprenait 20 turbines, mais en raison de la surestimation des ressources éoliennes par les développeurs, le projet a été échoué. Les parcs éoliens ultérieurs ont connu beaucoup plus de succès et ont été en mesure d'alimenter un petit nombre de maisons dans plusieurs pays.

- Éoliennes modernes :

Les éoliennes d'aujourd'hui s'améliorent considérablement et continuellement par rapport à celles testées dans la période1980 et 1990. Nous voyons actuellement les turbines devenir plus rentables et capables de produire beaucoup plus d'énergie. Prochainement, la turbine Haliade-X qui sera commercialisée en 2021 sera la plus grande éolienne avec une capacité de production plus large jusqu'à 12MW.

L'évolution technologique assure durabilité prolongée des projets éoliens tout en assurant un coût minimal d'exploitation. Certains des principaux domaines de l'innovation sont les suivants:

- Pales de rotor plus longues et plus légères (certaine turbine ayant un rotor atteignant 95 mètres de longueur).
- Lames à pointes incurvées conçues pour toutes vitesses de vent.
- Lames plus résistantes aux contraintes climatiques de haute altitude et des tours plus hautes. Boîtes de vitesses plus fiables (ou absence de cette boîte dans certaine technologie).

- Optimisation des performances via des contrôles robustes.
- Numérisation des systèmes du contrôle-commande.

La Figure 1.16 illustre le classement des 10 importants constructeurs des éoliennes dans le monde en 2018 [43].

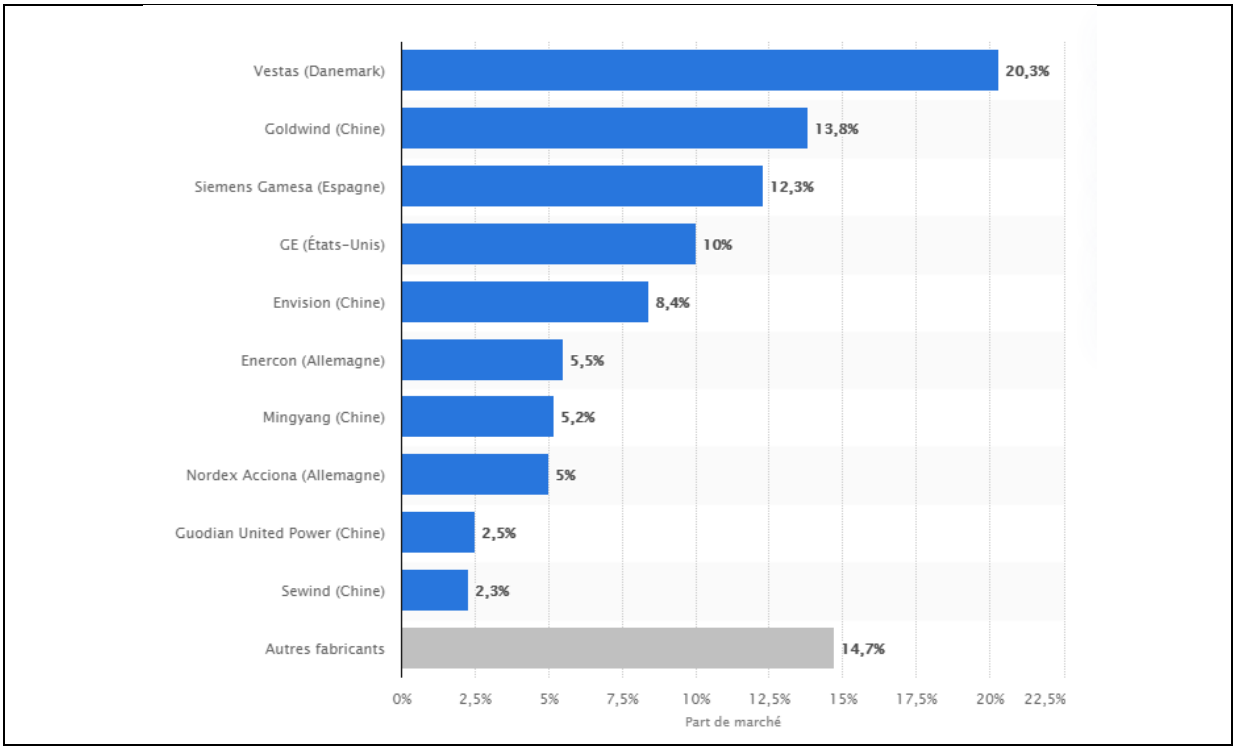


Figure 1. 16- Classement des plus importants fabricants de turbines en 2018 [43]

Le tableau 1.8présente quelques modèles des plus grandes turbines éoliennes onshore de dernières générations pour les dix principaux constructeurs internationaux.

Nom du constructeur et pays	Modèle	Type de générateur	Puissance de l'éolienne (KW)
Vestas - Danemark	V162	GSAP	5600
Goldwind - Chine	GW 154 - 6700	GSAP	6700
Siemens Gamesa - Espagne	SG 5.8-170	GADA	5800
GE Wind Energy - États-Unis	GE 5.3-158	GADA	5300
Envision - Chine	EN148-4.5	GADA	4500
Enercon - Allemagne	E160 - EP5	GSAP	4600
Ming Yang Wind Power - Chine	SCD3000 - 108	GSAP	3000
Nordex - Allemagne	N149 - 4.0-4.5	GADA	4500
Guodian United Power - Chine	UP6000-136	GADA	6000
Sinovel Wind - Chine	SL6000 - 155	GADA	6000

Tableau 1. 8- Dernières générations des turbines éoliennes onshore

IV- Synthèse des lois de commande

L'étude des lois de commandes dans ce présent rapport de thèse sont réservées 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. Ces divers avantages couvrent le cout élevé des aimants [24, 45].

Cependant, la commande de GSAP n'est pas assez facile à cause de la non-linéarité du modèle réel [46]. Une brève description des commandes utilisées sera présentée par la suite dont leurs objectifs 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 de milieu extérieur.
- Fournir les résultats souhaités avec une dynamique assez rapide et une précision tellement suffisante.

1. Contrôle scalaire

Le contrôle V/f ou communément appelé contrôle scalaire se présente comme la plus ancienne solution du contrôle des machines électriques à courant alternatif. Son design reste assez simple et peu coûteux. Son principe de fonctionnement sert à garantir un rapport proportionnel entre la tension statorique ou bien le courant délivré statorique avec la fréquence des grandeurs statoriques afin de commander le couple électromagnétique de la machine [47]. Le contrôle scalaire pour la machine synchrone à aimant permanent peut être soit par un cyclo-convertisseur ou bien un onduleur de tension, soit par la commande autopilotée à travers un commutateur de courant (onduleur de courant). La commande en boucle ouverte assure le rapport V/f constant, tout en commandant les interrupteurs

électroniques à partir de l'information délivrée par le capteur de position solidaire au rotor de la machine. Pour une machine synchrone à rotor bobiné utilisant un commutateur de courant, le contrôle est similaire à la commande d'une machine à courant continu où l'on a remplacé les balais qui présentent un commutateur mécanique par un commutateur électronique.

D'une façon générale, les relations des puissances de la machine synchrone et le couple électromagnétique sont exprimés suivant la topologie et les paramètres de la machine [48].

Si on prend le cas d'une machine synchrone à pôles saillants on aura (voir Annexe B) :

$$T_{em} = \frac{3p\Psi_s\Psi_f}{L_d}\sin(\delta) + \frac{3p\Psi_s^2}{2}\left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d}\right)\sin(2\delta) \quad (1.1)$$

Le couple électromagnétique peut avoir une autre expression représentée à l'équation suivante:

$$T_{em} = 3p\Psi_f I_s \cos\Psi - 3\frac{p}{2}\left(L_d - L_q\right)I_s^2 \sin(2\Psi) \quad (1.2)$$

Les puissances actives et réactive de la machine peuvent se présentées comme suit :

$$P = \frac{3V_sV_f}{X_d}\sin(\delta) + \frac{3V_s^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin(2\delta) \quad (1.3)$$

$$Q = \frac{3V_s^2}{X_d} - \frac{3V_sV_f}{X_d}\cos\delta + \frac{3V_s^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)(1 - \cos(2\delta)) \quad (1.4)$$

La puissance active de la machine peut être exprimée aussi par :

$$P = 3I_s V_f \cos\Psi + \frac{3I_s^2}{2}\left(X_d - X_q\right)\sin(2\Psi) \quad (1.5)$$

Dans le cas où la machine synchrone possède un rotor à pôles lisse ($X_d = X_q$), les expressions du couple électromagnétique et des puissances seront :

$$P = \frac{3V_sV_f}{X_s}\sin(\delta) \quad (1.6)$$

Ou bien cette puissance active peut être écrite suivant l'équation (1.5) par l'équation ci-dessous:

$$P = 3I_s V_f \cos\Psi \quad (1.7)$$

La puissance réactive sera alors présentée selon deux expressions :

$$Q = \frac{3V_s^2}{X_s} - \frac{3V_s V_f}{X_s}\cos\delta \tag{1.8}$$

$$Q = 3I_s V_f \sin\Psi + 3X_s I_s^2 \tag{1.9}$$

Les expressions du couple électromagnétique dans le cas de la machine à pôles lisses seront :

$$T_{em} = \frac{3p\Psi_s\Psi_f}{L_s}\sin(\delta) \tag{1.10}$$

$$T_{em} = 3p\Psi_f I_s \cos\Psi \tag{1.11}$$

La stratégie du contrôle scalaire de la machine synchrone peut être choisit selon l'application désirée. Bien entendu, le contrôle scalaire peut être fait avec un couple machine maximal ou bien avec un rendement de puissances maximal. Le deuxième cas de la commande (rendement maximal) engendre un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire car la puissance réactive sera nulle dans le cas d'un rendement maximal [49].

- Fonctionnement à couple maximal

Le couple électromagnétique maximal d'une machine synchrone à pôles lisses sera obtenu pour $\Psi = 0$ ou bien encore $\delta = \frac{\pi}{2}$. Dans ce cas, le fonctionnement à facteur de puissance unitaire est formellement interdit à cause de la réaction d'induit.

Pour une machine synchrone à pôles saillants, le couple électromagnétique maximal est obtenu en ajustant le déphasage :

$$\Psi = \sin^{-1}\left(\frac{\Psi_f - \sqrt{\Psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_s^2}}{4(L_d - L_q)I_s}\right) \tag{1.12}$$

- Fonctionnement à facteur de puissance unitaire

Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire est obtenu en posant la puissance réactive égale à zéro. Dans ce cas, pour une machine à pôles lisses, l'angle $\Psi = \sin^{-1}\left(\frac{L_s I_s}{\Psi_f}\right)$ est non nul. Le fonctionnement à couple maximal est irréalisable pour la machine, il sera alors :

$$T_{em} = 3p\Psi_f I_s \sqrt{1 - \left(\frac{L_s I_s}{\Psi_f}\right)^2} \tag{1.13}$$

Or, pour une machine synchrone à pôles saillants, il faut que :

$$\Psi = \sin^{-1}\left(\frac{\Psi_f - \sqrt{\Psi_f^2 - 4(L_d - L_q)L_q I_s^2}}{2(L_d - L_q)I_s}\right) \tag{1.14}$$

Le couple électromagnétique dans ce cas vaut alors :

$$T_{em} = 3p\frac{L_q I_s^2}{\tan\Psi} \tag{1.15}$$

Le contrôle scalaire est appliqué selon le fonctionnement souhaité. La synthèse de réalisation du dit contrôle est accomplie via les relations en régime permanent. Ce présent contrôle est facile au niveau de l'implantation en temps réel, cependant il est médiocre au régime transitoire dû au fait que sa structure se base sur le modèle établi en régime permanent, c'est la raison pour laquelle il est remplacé par le contrôle vectoriel qui s'intéresse au régime transitoire qu'au régime permanent [50].

Le principe de la commande scalaire consiste à la génération des grandeurs de références à partir de la détection de la position du rotor. La commande des interrupteurs électroniques des convertisseurs sont élaborés à partir d'une comparaison entre les grandeurs de références et celles réelles par mesure. Généralement, les grandeurs de références (tensions ou bien courants) adoptés pour ce contrôle scalaire sont sinusoïdales ou rectangulaires.

La nature des grandeurs de références dépond totalement de la répartition du champ magnétique dans l'entrefer. Elle peut être de forme sinusoïdale pour la machine ayant une force électromotrice sinusoïdale, ou bien peut être de forme rectangulaire pour la machine présentant une force électromotrice trapézoïdale.

2. Contrôle vectoriel

Le principe du contrôle vectoriel consiste à contrôler indépendamment le couple électromagnétique de la machine et le flux magnétique du rotor tout en découplant le courant statorique en deux composantes distinctes tournante avec le vecteur de flux rotorique. Dans ce cas, le contrôle de la machine synchrone devient similaire au contrôle d'une machine à courant continu à excitation indépendante. Cette stratégie du contrôle a été fondée par "Blaschke" en 1972 [51] et par la suite elle a été développée par "Hasse" en 1979 [52]. Pour

assurer ce contrôle, il faut choisir des lois de commande garantissant le découplage du couple électromagnétique et du flux, ainsi que le système d'axe d-q comme référentiel rotatif [53,54].

Le vecteur du flux rotorique pour la machine synchrone à aimant permanent est aligné avec l'axe direct (d) de la référence synchrone. L'amplitude et la phase des courants statoriques sont contrôlées de telle manière que les composantes de flux et de couple restent découplées dans des conditions transitoires et statiques [55]. Dans ce cas, la commande non-linéaire de la machine à induction fortement couplée devient (approximativement) linéarisée et découplée. Cependant, ce découplage reste très sensible aux variations paramétriques de la machine.

Le choix du référentiel tournant d-q sera principalement dû aux choix suivants : soit un référentiel lié au flux statorique, un référentiel lié au flux rotorique ou bien aussi un référentiel lié au flux dans l'entrefer. Dans le cas de la machine synchrone à aimant permanent et suivant sa topologie, le choix du référentiel sera celui lié au rotor.

Le couple électromagnétique pour une machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses ne dépend que de la composante quadrature du courant statorique (communément appelé iq). Dans le cas d'une machine synchrone à aimant permanent à pôles saillants, la commande vectorielle est assurée par le forçage de la composante directe du courant statorique (communément appelé id) à zéro. Le contrôle du flux pour une machine synchrone peut être soit direct ou bien indirect:

- Le contrôle direct : le flux doit être mesuré (rarement) ou bien estimé pour aboutir à sa régulation en boucle fermée.
- Le contrôle indirect : le flux n'est ni mesuré ni estimé. Il est fixé en boucle ouverte. Dans ce cas, les grandeurs tensions/courants assurent l'orientation du flux.

Les expressions des tensions de la machine en régime transitoire montrent généralement un couplage entre les composantes directes et quadrature du courant statorique. C'est pour cette raison que le contrôle vectoriel couramment appelé FOC (Field Oriented Control en anglais) réalise un découplage entre les composantes directe et quadrature. Ce découplage peut être soit par compensation soit par retour d'état non linéaire.

Le contrôle vectoriel peut être appliqué aussi au convertisseur statique coté réseau dans une chaine de conversion d'énergie éolienne. Il sera un contrôle vectoriel de la tension communément appelé VOC (Voltage Oriented Control en anglais). Le principe de ce contrôle vectoriel repose sur le découpage du courant coté réseau en deux composantes perpendiculaires dans le référentiel rotatif (synchrone) du vecteur de tension côté réseau [56]. Le premier courant dit courant actif permet de contrôler la puissance active transitée au réseau électrique et le deuxième courant assure le contrôle de la puissance réactive.

La combinaison du contrôle vectoriel du flux coté machine et le contrôle vectoriel de tension coté réseau est pratiquement l'une des méthodes les plus utilisées pour le contrôle des systèmes d'éoliennes depuis son introduction [57]. Avec cette combinaison, de belles performances en régime permanent sont généralement réalisables. Le réglage des paramètres du contrôleur est également fastidieux et nécessite une certaine expertise.

La transformation des coordonnées, pour les contrôles vectoriels du flux et de tension, nécessite à la fois les angles du vecteur de tension côté réseau et le flux du rotor. Étant donné que l'angle flux/tension ne peut pas être mesuré directement à partir des bornes, il est nécessaire de mettre en œuvre des capteurs de tension et un codeur monté sur arbre, ou un estimateur/observateur pour obtenir ces angles.

Le développement du contrôle vectoriel sera étudié en détail dans la chapitre III pour un système de conversion d'énergie éolienne basé sur une GSAP et convertisseurs pleine échelle.

3. Contrôle direct de couple et de puissance

Le système de conversion d'énergie éolienne basé sur une génératrice synchrone à aimant permanent utilise des convertisseurs statiques à pleine échelle. Un contrôle direct du couple de la génératrice couramment appelé DTC (Direct Torque Control en anglais) est appliqué au convertisseur coté machine (redresseur). Un autre contrôle direct de la puissance habituellement appelé DPC (Direct Power Control en anglais) est appliqué au convertisseur coté réseau (onduleur). Au lieu d'approximer l'installation en tant que système linéaire, Ces stratégies de commandes manipulent directement et d'une façon non linéaire les états de commutation par une table de commutation conçue hors ligne.

Le principe du contrôle direct du couple a été conçu par "Takahashi" [58] et "Depenbrock" [59]. Le contrôle DTC diffère du contrôle FOC, il ne nécessite pas de transformation de coordonnées synchrone mais remplace le contrôleur PI linéaire par des contrôleurs d'hystérésis plus rapides. La bande passante de la boucle du contrôleur interne reste considérablement élargie, ce qui conduit à une excellente réponse de couple. De plus, beaucoup moins d'informations sur les paramètres du système, même l'exigence de position du flux, sont presque inutiles.

L'application du contrôle DTC pour une GSAP nécessite la connaissance préalable de position initiale du flux rotorique (position de l'aimant permanent). La génératrice asynchrone à induction n'a aucune exigence au niveau de position du flux rotorique.

Le contrôle direct de la puissance DPC qui s'applique au convertisseur statique coté réseau est dérivé du contrôle DTC. Le contrôle DPC est conçu par "Noguchi" en 1996 [60] en utilisant

la théorie de la puissance instantanée [61]. Le principe de cette stratégie de commande ne nécessite aucune transformation de coordonnées comme pour le VOC, et aucune boucle de contrôle PI interne. La commutation des interrupteurs électroniques du convertisseur est choisie directement sur la base des informations requises des contrôleurs à hystérésis et la position du vecteur de tension du réseau électrique tout en pris en considération les erreurs des puissances active et réactive instantanées.

Le contrôle 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.

La combinaison des deux contrôles DTC et DPC seront présentés en détail dans les prochains chapitres.

4. Contrôle direct du couple et de la puissance avec modulation vectorielle

Le design du contrôle direct du couple DTC et de la puissance DPC utilise dans ce cas la modulation vectorielle SVM (Space Vector Modulator en anglais). Le contrôle DTC-SVM intègre le concept d'orientation vectorielle simplifié et réduit l'une des boucles de contrôle PI internes. Ce contrôle se divise en boucle fermée du couple et en boucle fermée du flux [63].

Le contrôle DPC-SVM partage certaines similitudes avec DTC-SVM [64]. Les deux types des contrôles emploient la transformation du cadre de référence abc-αβ et l'orientation vectorielle. Néanmoins, la structure du contrôle DPC-SVM reste plus similaire au contrôle VOC au niveau de l'utilisation des contrôleurs PI dans les boucles de commandes internes et au niveau de la transformation du cadre de référence. Cependant, le contrôle DPC-SVM repose sur la commande des puissances active et réactive et est dérivée de la dynamique de puissance, tandis que les VOC prennent les courants directs et en quadrature comme variables de contrôle et proviennent de la dynamique des courants côté réseau.

5. Contrôle prédictif du modèle

Les types de contrôles cités au-dessus (FOC, VOC, DTC-SVM et DPC-SVM) ont des propriétés communes à savoir: (i) ils ne prennent pas en compte les modèles des systèmes et la nature discrète (non linéaire) des convertisseurs statiques de puissances pour l'amélioration des performances de contrôle de ces systèmes, afin de faciliter la conception du contrôleur. (ii) 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. Dans le cas du contrôle prédictif du modèle nommé MPC (Model Predictive Control en anglais) qui a été découverte dans l'industrie pétrochimique au début des années 1970 [65], il 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, le contrôle 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, le contrôle 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 [66-68].

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.

6. Contrôle non linéaire Backstepping

Le contrôle Backstepping fait partie des algorithmes de contrôle conçus pour les systèmes non linéaires où le vecteur d'état est de dimension élevée. Effectivement, le domaine de commande des systèmes non linéaires nécessitent des contrôles robustes pour garantir un niveau de stabilité et un rendement meilleur. Le contrôle Backstepping qui a été développée

par "Kanellakopoulos" au début des années 90 offre une méthode systématique pour réaliser des contrôleurs pour les systèmes non linéaires [69]. Cette non-linéarité des systèmes est généralement invisible sur la plage de fonctionnement des procédés. Cependant, pour un contrôle de précision, la non-linéarité se fait sentir et par conséquent, rende les outils de synthèse des lois de commande classiques incapables de faire suivre l'évolution de fonctionnement des systèmes commandés. A la lumière de ces constats, le contrôle Backstepping prend sa place ces dernières années parmi les stratégies de commande robustes utilisées dans le domaine de conversion d'énergie éolienne nécessitant un contrôle de précision.

La stratégie de contrôle Backstepping permet de faire une représentation à l'aide de plusieurs sous-systèmes d'ordre 1 qui sont montés en cascade afin de dissocier le système globale. A ce moment, chaque sous-système offre une commande virtuelle pour le prochain sous-système afin d'assurer la convergence du processus vers son état d'équilibre. Dans ce cadre, une combinaison des fonctions de Lyapunov et les procédures des contrôleurs récursifs assurent la stabilité globale du système. De cette manière on peut pratiquement surmonter les problèmes des contrôles des systèmes d'ordre plus élevés.

Le contrôle Backstepping permet de garder les non-linéarités utiles du système qui aident par conséquent, à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Le concept du contrôle Backstepping et sa mise en œuvre dans les SCEE seront étudiés en détail dans les prochains chapitres.

7. Contrôles basés sur l'intelligence artificielle

Les algorithmes de contrôles basés sur l'intelligence artificielle sont largement utilisés dans les SCEE en raison de leurs capacités à traiter les données d'une façon intelligente adaptative. Les algorithmes les plus utilisés sont les réseaux de neurones artificiels et la logique floue. Les réseaux de neurones souvent appelés ANN (Artificial Neural Network en anglais) sont utilisés en raison de leur capacité à traiter des grands nombres de données pour les architectures complexes [70]. L'architecture des ANN est complexe et se base sur des neurones biologiques, ce qui offre une solution pertinente aux problèmes qui ne peuvent pas être définis analytiquement.

Les architectures basées sur les réseaux de neurones artificiels dépassent les 50 types d'ANN dont plusieurs structures sont réservées au domaine de l'énergie éoliennes [71]. L'utilisation des ANN dans les SCEE sont principalement classées sous sept catégories à savoir [72] :

- Classification des modèles : C'est à l'aide d'un apprentissage surveillé que les ANN peuvent détecter des modèles dans un ensemble de données.

- Clustering: les similitudes ou dissimilitudes des données sont identifiées via un apprentissage non supervisé. Le réseau attribuera des données similaires au même groupe (ou cluster).
- Approximation de la fonction : les ANN peuvent être appliqués à des problèmes où un modèle théorique ne peut pas être appliqué. Ils peuvent rapprocher les données d'entrée d'une fonction avec un certain degré de détail (utilisé pour la boîte de vitesses et roulements, le générateur et la puissance, le rotor et les pales, la réduction du taux de fausses alarmes).
- Prévision : un ANN peut être formé par séries chronologiques pour obtenir une prédiction du comportement futur (utilisé pour la prévision de la vitesse du vent, l'énergie éolienne, et autres paramètres).
- Optimisation : une solution qui maximise ou minimise une fonction soumise à différentes contraintes peut être trouvée (utilisé pour les parcs et les turbines éoliennes).
- Association : un réseau associatif peut être utilisé pour reconstruire des données corrompues en développant un modèle associatif.
- Contrôle : Il est possible de déterminer les entrées qui provoqueront le comportement souhaité du système (utilisé pour le suivi de la puissance maximale, l'angle d'inclinaison β, la vitesse, la puissance réactive et pour les convertisseurs de puissances).

Le deuxième contrôle intelligent se base sur la logique floue. Cette logique aide à systématiser le flou dans le système en un paramètre quantifiable précis. Ainsi, des modèles basés sur la logique floue peuvent être adoptés pour une planification énergétique efficace afin d'arriver à des solutions pragmatiques.

La logique floue a été développée par "Lotfi Zadeh" dans les années 60 [73]. Son principe se base sur la théorie des ensembles et s'appuie sur les anomalies entre les systèmes réels et le modèle mathématique approprié. Il s'agit d'un raisonnement approximatif ayant également des valeurs linguistiques plutôt que des valeurs nettes. La logique floue gère le concept de valeur de vérité qui se situe entre complètement vrai et complètement faux (0–1). Ce type de contrôle est appliqué dans de nombreuses applications, toutefois on le trouve aussi dans les systèmes énergétiques et peut aller du système énergétique le plus simple au plus complexe.

V- Conclusion

Ce chapitre nous a permis de dresser un panel des solutions concernant les différentes architectures pour la production d'énergie électrique via un système de conversion d'énergie éolienne. Nous avons abordé dans la première partie de ce chapitre une étude du potentiel des énergies renouvelables du Royaume du Maroc, ainsi que les différents projets qui ont été

faites ou bien en cours de construction de l'énergie éolienne marocaine. Un rappel des différentes normes, spécifications techniques et certaines certifications concernant le domaine de production d'énergie électrique à base de la source éolienne a été décrit dans une deuxième partie.

L'intérêt de la vitesse variable et les notions nécessaires des systèmes de conversion éoliens ont été passé en revue dans ce chapitre. Nous avons abordé les différents types des aérogénérateurs adaptables à un système éolien ainsi que les nouvelles technologies des éoliennes. Deux grandes catégories des génératrices sont présentées : les génératrices Asynchrones à induction (à cage et à rotor bobiné) et les génératrices synchrones (à rotor bobiné et à aimant permanent).

La troisième partie de ce chapitre a été consacrée à une synthèse des stratégies de commandes employées dans les systèmes éoliens afin de contrôler l'échange de puissance entre la génératrice électrique et le réseau auquel il est connecté.

VI- Bibliographie

[1] Ministry of Energy, Mines, Water and Environment (MEMEE). The national energy strategy-horizon 2030https://www.mem.gov.ma/Pages/index.aspx

[2] Hau, E. (2013). Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics. Springer Science & Business Media.

[3] ARGAND A. "L'énergie électrique d'origine éolienne", RGE 1/82, janv. 82, pp.43-50

[4] Guy, C. U. N. T. Y. (2001). Eoliennes et aérogénérateurs, guide de l'énergie éolienne. Edisud, Ed., France, 35, 37.

[5] Unies, N. (1998). Protocole de Kyoto la convention-cadre des Nations Unies sur les changements climatiques. Kyoto, Japon.

[6] Varela, F. (2006). Plugging the gap: A survey of world fuel resources and its impact on the development of wind energy. Renewable Energy Sytems Limited and Global Wind Energy Council.

[7] Youness. E, Aziz, D., Jamal, B., Othmane, Z., Khalid, M., & BOSSOUFI, B. (2019). "Implementation and validation of backstepping control for PMSG wind turbine using dSPACE controller board". Energy Reports, 5, 807-821.

[8] Islam, M. R., Mekhilef, S., & Saidur, R. (2013). Progress and recent trends of wind energy technology. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 21, 456-468. [9] DAVIGNY. A (2007). Thèse "Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie".

[10] European Wind Energy Association. (2012). Wind energy-the facts: a guide to the technology, economics and future of wind power. Routledge.

[11] Paul Manuel Godoy Hilario (2019).https://fr.statista.com/statistiques/549845/projection-capacite-eolienne-cumulee-installee-dans-le-monde/

[12] World Wind Energy Association.https://wwindea.org/

[13] Extrait du discours de SM le Roi à l'occasion de la Fête du Trône à Tanger, 30 juillet 2009

[14] Energy Policies beyond IEA Countries: Morocco 2019, AIE, mai 2019.

[15] Enzili, M., Nayysa, A., Affani, F., & Simonis, P. (1998). Wind energy in Morocco, potential-state of the art-perspectives. DEWI Mag, 12, 42-44.

[16] Moroccan Investment Development Agency, http://www.invest.gov.ma/?Id=67&lang=en&RefCat=3&Ref=146.

[17] Wind power capacity worldwide,https://library.wwindea.org/2019/02/18/global-statistics-2018-preliminary.

[18] Institut de Recherche en Energie Solaire et Energies Nouvelles http://www.iresen.org/linstitut/.

[19] International Renewable Energy Agency (IRENA), Pan-Arab Renewable Energy Strategy 2030, 2014

[20] National Agency for Renewable Energy Development and Energy Efficiency- ADERREhttp://atlas-aderee.noveltis.com

[21] Jacobson et al, (2017). "100% Clean and Renewable Wind, Water, and Sunlight All-Sector Energy Roadmaps for 139 Countries of the World". Joule 1, 108–121 September 6, 2017, Elsevier Inc. http://dx.doi.org/10.1016/j.joule.2017.07.005

[22] IEC 61400-1, (2005) +AMD1; (2010) Design requirements

[23] ISO 4354:1997 Wind actions on structures

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

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

[26] Le, G. D. (1982). Wind Power Plants Theory and Design.

[27]http://www.michelvoyages.fr/destinations-groupe/hollande-1676.html

[28]https://www.afrik21.africa/maroc-le-parc-eolien-de-khalladi-exploite-par-besta-entre-en-service-pres-de-tanger/

[29]http://gardezlescaps.org/dernieres-infos/

[30] https://www.ecosources.info/dossiers/Eolienne_verticale_Savonius

[31]http://www.pigur.com/sitemap.xml

[32] https://www.ecosources.info/dossiers/Eolienne_verticale_Darrieus

[33] https://www.digopaul.com/english-word/upwind.html

[34]https://www.batiproduits.com/fiche/produits/eolienne-de-2-mw-a-pas-variable-p69095973.html

[35]https://www.batiproduits.com/fiche/produits/eolienne-bipale-pour-zones-tres-ventees-ou-cyclo-p69087873.html

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

[37] 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).

[38] 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).

[39] 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.

[40] Wu, B., Lang, Y., Zargari, N., & Kouro, S. (2011). Power conversion and control of wind energy systems (Vol. 76). John Wiley & Sons.

[41] Heier, S. (2014). Grid integration of wind energy: onshore and offshore conversion systems. John Wiley & Sons.

[42] Refoufi, L., Al Zahawi, B. A. T., & Jack, A. G. (1999). Analysis and modeling of the steady state behavior of the static Kramer induction generator. IEEE Transactions on Energy Conversion, 14(3), 333-339.

[43] https://www.lemoniteur.fr/article/comment-ca-marche-energie-eolienne.707314

[44] https://fr.statista.com/statistiques/571040/part-de-marche-mondiale-des-fabricants-de-turbines-eoliennes-en/

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

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

[47] Gimenez, R. B. (1995). High performance sensorless vector control of induction motor drives (Doctoral dissertation, University of Nottingham).

[48] de Fornel, B. (1996). Variation de vitesse des machines électriques à courant alternatif, vol. 1, dans notes pour élèves-ingénieurs. ENSEEIHT-INPT, Toulouse.

[49] Morimoto, S. Takeda, Y.Hirasa.T. (1990). "Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors". *IEEE Trans. on Power Electronics*, 5(2):133-138.

[50] Grellet, G., & Clerc, G. (1997). Actionneurs électriques.

[51] 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.

[52] Hasse, K. (1979). On the dynamics of speed control of a static ac drive with a squirrel-cage induction machine. PhD,'TH Darmstadt.

[53] Pillay, P., & Krishnan, R. (1989). 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.

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

[55] Leonhard, W. (1988, July). Field-orientation for controlling AC machines-principle and application. In Third International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives (pp. 277-282). IET.

[56] Malinowski, M. (2001). Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers. Politechnika Warszawska.

[57] Li, S., Haskew, T. A., & Xu, L. (2010). Conventional and novel control designs for direct driven PMSG wind turbines. Electric Power Systems Research, 80(3), 328-338.

[58] Takahashi, I., & Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Transactions on Industry applications, (5), 820-827.

[59] Depenbrock, M. (1987, June). Direct self-control (DSC) of inverter fed induktion machine. In 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference (pp. 632-641). IEEE.

[60] Noguchi, T., Tomiki, H., Kondo, S., & Takahashi, I. (1998). Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(3), 473-479.

[61] Akagi, H., Kanazawa, Y., & Nabae, A. (1984). Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. IEEE Transactions on industry applications, (3), 625-630.

[62] Chakraborty, S., Simões, M. G., & Kramer, W. E. (2013). Power electronics for renewable and distributed energy systems. A Sourcebook of Topologies, Control and Integration, 99, 100.

[63] Żelechowski, M. (2005). Space vector modulated–direct torque controlled (dtc–svm) inverter–fed induction motor drive. Praca doktorska, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Warszawa.

[64] 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.

[65] Kennel, R., & Linder, A. (2000, June). Predictive control of inverter supplied electrical drives. In 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No. 00CH37018) (Vol. 2, pp. 761-766). IEEE.

[66] 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.

[67] Zhang, Z., Wang, F., Sun, T., Rodríguez, J., & Kennel, R. (2015). FPGA-based experimental investigation of a quasi-centralized model predictive control for back-to-back converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(1), 662-674.

[68] 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.

[69] Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P. V., & Morse, A. S. (1991, June). Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems. In 1991 American Control Conference (pp. 649-654). IEEE.

[70] Jiménez AA, Muñoz CQG, Márquez FPG. (2018). "Machine learning for wind turbine blades maintenance management". Energies; 11:13.

[71] Alberto D.R.H. FaustoP. P.M. Márquez, G. Perez, J.L.P. (2018). "A survey of artificial neural network in wind energy systems". Applied Energy 228, pp.1822–1836.

[72] Basheer, I. A., & Hajmeer, M. (2000). Artificial neural networks: fundamentals, computing, design, and application. Journal of microbiological methods, 43(1), 3-31.

[73] Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy sets. Information and control, 8(3), 338-353.

CHAPITRE 2 : MODELISATION DE LA CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE A BASE DE GSAP

Résumé : Ce chapitre présente la modélisation d'une chaîne de conversion éolienne. Commençons par franchir la notion de l'énergie éolienne dans le réseau électrique et ensuite établir les caractéristiques et l'aspect physique du profil de vent. La machine synchrone à aimant permanent fonctionnante en mode génératrice est présentée en détail en vue de réaliser par la suite les simulations nécessaires dans les prochains chapitres. La modélisation des convertisseurs statiques (redresseurs + onduleur) et les algorithmes de maximisation de la puissance extraite du vent sont mis en étude détaillé afin de combler globalement l'étude de la chaîne de conversion éolienne. Ce chapitre permet d'annoncer les orientations des chapitres qui viennent par la suite notamment sur les notions des stratégies de commande appliquées aux convertisseurs statiques afin de garantir les objectifs souhaités.

Notations utilisées dans le chapitre :

$u(t)$: Tension alternative instantanée.

$i(t)$: Courant alternatif instantané.

U_M : Amplitude maximale de la tension.

ω : Pulsation angulaire.

f : Fréquence.

I_M : Amplitude maximale du courant.

φ : Déphasage entre la tension et le courant alternatif.

$P(t)$: Puissance instantanée.

P : Puissance active.

Q : Puissance réactive.

$\cos\varphi$: Facteur de puissance.

$\bar{U}$: Tension complexe.

$|U|$: Tension efficace de phase.

$\bar{I}$: Courant dans le plan complexe.

$|I|$: Courant efficace.

$\bar{S}$: Puissance apparente complexe.

$U_{a,b,c}$: Tensions triphasés.

$I_{a,b,c}$: Courants triphasés.

Z : Impédance de ligne.

S_{cc} : Puissance apparente de court-circuit.

V_1 : Vitesse du vent en amont de la turbine.

V_2 : Vitesse du vent en aval de la turbine.

P : Densité de l'air.

S : Surface délimitée par le diamètre du rotor de la turbine.

m: Masse d'air en mouvement.

P_{vent} : Puissance extraite du vent.

$\rho(z)$: Densité de l'air en fonction de l'altitude.

z : Altitude au-dessus du niveau de la mer.

P_0: Densité atmosphérique standard au niveau de la mer.

R: Constante de gaz spécifique pour l'air.

T: Température.

g: Constante de gravité.

C_p : Coefficient de puissance de l'éolienne.

λ: Vitesse relative de l'éolienne.

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

P_{nom} : Puissance nominale du générateur éolien.

Rs : Résistance des enroulements de la génératrice.

Ls : Inductance synchrone des enroulements.

E_f : Force électromotrice.

Vs : Tension aux bornes du stator.

K_m : Coefficient de Kapp qui dépend de la machine.

Ψ_f : Valeur du flux d'aimant permanent.

ω_e : Pulsation électrique.

T_{tur}: Couple mécanique de la turbine.

T_{em}: Couple électromagnétique de la GSAP.

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

f_c: Somme des forces de frottement.

Ω: Vitesse de l'ensemble turbine-génératrice.

i_{sabc} : Intensités des courants des phases statoriques.

Ψ_{sabc} : Flux totaux à travers les bobines statoriques.

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

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

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

L_d, L_q : Composantes directe et quadratique de l'inductance cyclique statorique.

P^{-1} : Transformée de Park inverse.

θ : Position angulaire du rotor.

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.

Acronymes :

GTO: Gate Turn-Off thyristor.

IGCT: Integrated Gate Commutated Thyristor.

BJT: Bipolar Junction Transistor.

MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.

I- Introduction

Afin d'étudier le comportement d'un système de conversion éolien, il faut tout d'abord appréhender le fonctionnement des éléments constituants ce système. Commençant par l'architecture et la modélisation aérodynamique des éoliennes.

Plusieurs travaux présentent le principe de fonctionnement des éoliennes [1-11]. Une chaîne de conversion éolienne est principalement composée de la turbine qui capte l'énergie du vent pour le système et du générateur qui transforme l'énergie mécanique extraite du vent en énergie électrique. Dans ce chapitre, l'objectif est focalisé sur les modèles mathématiques de l'éolienne et de la GSAP. Premièrement, une modélisation du système de conversion électromécanique est abordée. La deuxième partie sera consacrée aux stratégies de maximisation de puissance employées dans les systèmes de conversion éoliennes. Finalement, les convertisseurs de puissance et leurs applications ont été passés en revue. Ceci aidera par la suite à comprendre les algorithmes de contrôle du système dans les chapitres suivants.

La topologie des systèmes de conversion d'énergie éolienne (SCEE) est dominée par l'architecture à vitesse variable [12]. Le coût par énergie des SCEE à vitesse fixe est généralement supérieur à celle des systèmes à vitesse variable. Selon [13], le coût élevé pour les architectures à vitesse variable revient principalement des coûts des composants électroniques de puissance. A ce stade, il est bien évident de mettre des stratégies de contrôle robustes qui régissent le fonctionnement du SCEE. L'objectif des contrôles appliqués au SCEE se réside sur ce qui suit : La maximisation de la puissance extraite du vent tout en appliquant les diverses stratégies de MPPT, la minimisation des pertes de puissance due au choix de la génératrice et des composants de l'électronique de puissance et finalement le contrôle de la tension du bus continu [14].

Fondamentalement, une éolienne peut être équipée de n'importe quel type de générateur triphasé. Une tendance d'emploi des génératrices synchrones à aimant permanent (GSAP) dans les systèmes SCEE est apparue. Cela provient principalement du fait que le rendement des machines à aimant permanent est plus élevé que les machines à induction, car l'excitation est fournie sans alimentation en énergie. Bien entendu, les désavantages des machines synchrones à aimant permanent proviennent des matériaux utilisés pour produire des aimants permanents qui sont chers et difficiles à perpétrer pendant la fabrication. De plus, l'utilisation des GSAP nécessite l'utilisation d'un convertisseur de puissance pleine échelle afin d'ajuster la tension et la fréquence de génération à la tension et à la fréquence de transmission, respectivement. Toutefois, l'avantage est que l'énergie peut être générée à n'importe quelle vitesse, de manière à s'adapter aux conditions réelles du vent.
Les technologies de GSAP à pôles lisses ou bien à pôles saillants sont utilisées dans les architectures de SCEE. Toutefois, les GSAP à pôles saillants sont conçus pour les génératrices

à basse vitesse et peuvent être la version la plus utile pour une application éolienne. Les génératrices synchrones à aimant permanent à basse vitesse typiques employées dans les centrales éoliennes sont du type multipolaire à pôles saillants.

II- Modélisation et simulation du système éolien à vitesse variable basé sur une GSAP

1. Énergie éolienne dans les réseaux électriques

Le système d'alimentation électrique est présenté par les tensions et les courants électriques. Bien entendu, un système à courant alternatif (AC) peut être représenté par :

$$\begin{cases} u(t) = U_M \cos(\omega t) \\ i(t) = I_M \cos(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec :

$u(t)$: La tension alternative en fonction du temps en (V).
U_M : L'amplitude maximale de la tension en (V).
ω : La pulsation angulaire en (rad/s). $\omega = 2\pi f$.
f : La fréquence en (Hz).
$i(t)$: Le courant alternatif en fonction du temps en (A).
I_M : L'amplitude maximale du courant en (A).
φ : Le déphasage entre la tension et le courant alternatif en (° ou rad).

La puissance peut être calculée en faisant un simple produit de la tension et du courant alternatif :

$$P(t) = u(t).i(t) = U_M \cos(\omega t).I_M \cos(\omega t - \varphi) = P[1 + \cos(2\omega t)] + Q \sin(2\omega t) \quad (2.2)$$

Avec :

$P = \frac{U_M}{\sqrt{2}}\frac{I_M}{\sqrt{2}}\cos\varphi$: Terme représente la puissance active en (W)
$Q = \frac{U_M}{\sqrt{2}}\frac{I_M}{\sqrt{2}}\sin\varphi$: Terme représente la puissance réactive en (Var).
$\cos\varphi$: Le facteur de puissance.

La Figure 2.1 montre les trois grandeurs électriques en fonction du temps.

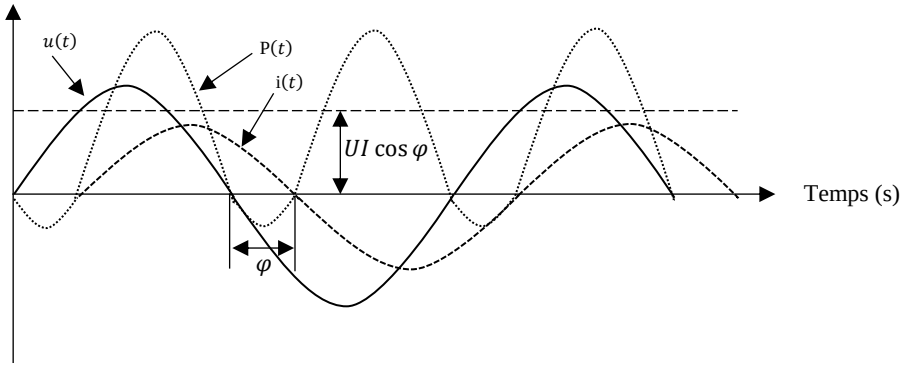


Figure 2. 1- Représentation de la tension, du courant et la puissance en fonction du temps

Pour représenter les systèmes électriques on utilise très souvent les notations complexes soit pour les tensions, les courants ou aussi pour les puissances. La représentation complexe simplifie les calculs par rapport aux calculs avec les variables temporelles. Toutefois, les termes tension et courant seront représentées dans le plan complexe par :

$$\begin{cases} \overline{U} = |U|e^{j.arg(U)} \\ \bar{I} = |I|e^{j.arg(I)} \end{cases} \quad (2.3)$$

Avec :

$\overline{U}$: Représente la tension complexe en (V).

$|U| = \frac{U_M}{\sqrt{2}}$: La tension efficace de phase en (V).

$\bar{I}$: Représente le courant dans le plan complexe en (A).

$|I| = \frac{I_M}{\sqrt{2}}$: Le courant efficace en (A).

La puissance apparente complexe peut être définie comme suit :

$$\bar{S} = |S|e^{j.arg(s)} = P + jQ = \overline{U}.\bar{I} = |U||I|e^{j[arg(U)-arg(I)]} = |U||I|e^{j\varphi} \quad (2.4)$$

Dans le cas général, la puissance dans un système d'alimentation est transmise en triphasé. Dans ce cas, l'objectif souhaité est d'arriver à une puissance triphasée aussi symétrique que possible, c'est-à-dire que les tensions (bien entendu, les courants) triphasés forment un système parfaitement symétrique. Autrement dit, les trois phases (a,b,c) auront un déphasage de 120°, et une amplitude de même taille dans le plan complexe.

$$\begin{cases} \begin{cases} U_a = |U|e^{j0^0} \\ U_b = |U|e^{-j120^0} \\ U_c = |U|e^{+j120^0} \end{cases} \\ \begin{cases} I_a = |I|e^{-j\varphi^0} \\ I_b = |I|e^{-j(120+\varphi^0)^\circ} \\ I_c = |I|e^{j(120-\varphi^0)^\circ} \end{cases} \end{cases} \quad (2.5)$$

La tension entre phases peut être déterminée comme :

$$U_{ab} = U_a - U_b = |U_a|\left(1 - e^{-j120^0}\right) = \sqrt{3}|U_a|e^{j30^0} \quad (2.6)$$

La tension composée comme montre la relation de l'équation (2.6) est plus grande que celle de monophasée. D'où l'intérêt d'un réseau électrique triphasé. D'autre part, un réseau triphasé symétrique offre une puissance électrique constante qui ne varie pas avec le temps contrairement à la puissance monophasée selon l'équation (2.2). Un autre point avantageux du système triphasé symétrique c'est que la somme des courants dans les trois phases est égale à zéro, ce qui implique qu'aucun courant ne circulera dans le fil de retour (conducteur neutre).

Les charges, les lignes de transmission et les transformateurs peuvent être représentés avec des impédances "Z" lors de l'analyse des réseaux électriques. Ceci est illustré à la Figure 2.2.

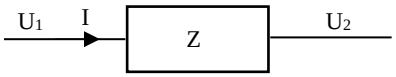


Figure 2. 2- Représentation des tensions U_1 et U_2 de chaque côté de l'impédance Z

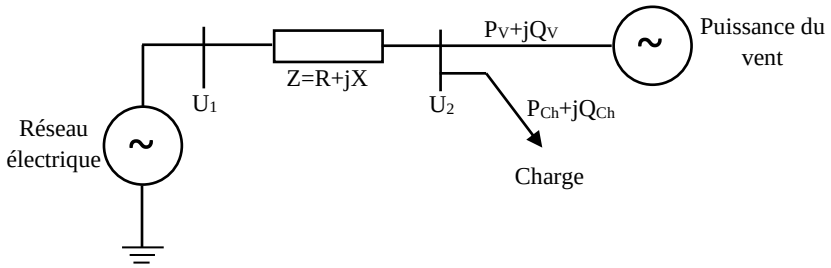


Figure 2. 3- Connexion au réseau électrique de l'énergie éolienne : U_1et U_2Tension de chaque côté de l'impédance Z ; P_v et P_{Ch} : Puissance active de l'énergie éolienne et de la charge ; Q_V et Q_{Ch} : puissance réactive de l'énergie éolienne et de la charge

Les tensions composées U_1 et U_2 de chaque côté de l'impédance représente la ligne de transmission par exemple, la chute de tension aux bornes l'impédance peut être définit par :

$$U_1 - U_2 = \sqrt{3}.I.Z \quad (2.7)$$

Nous pouvons constater d'après la Figure 2.3 le problème du raccordement d'un parc éolien au réseau électrique. Effectivement, le réseau de distribution peut être considéré comme une source de tension au niveau du premier côté de l'impédance Z. Or, le dipôle Z représente l'impédance de lignes de transmission, de câbles et de transformateur dans une chaîne de conversion éolienne. De plus, on peut trouver des charges locales au point de raccordement du parc éolien, ce qui engendre une puissance "S_{cc}" de court-circuit au point de connexion qui peut être calculée comme suit :

$$S_{cc} = \frac{U_1^2}{Z} \tag{2.8}$$

Un tel changement au niveau de la production de l'énergie éolienne entraine un changement de courant généré à travers les lignes de transmission (l'impédance Z). Ce qui provoque par la suite des changements au niveau de la tension U_2. Dans la Figure 2.3 les puissances P_v et P_{Ch} représentent les puissances actives de l'énergie éolienne et de la charge. Les puissances Q_V et Q_{Ch} représentent les puissances réactives de l'énergie éolienne et de la charge.

La puissance réactive dépend du déphasage φ entre la tension et le courant de telle sorte que :

$$Q = \tan\varphi \,.\, P \tag{2.9}$$

D'après la Figure 2.3, la tension U_2 peut être calculée par la formule suivante :

$$U_2 = \left\{ -\frac{2x_1 - U_1^2}{2} + \left[\left(\frac{2x_1 - U_1^2}{3} \right)^2 - (x_1^2 + x_2^2) \right]^{1/2} \right\}^{1/2} \tag{2.10}$$

$$\text{Avec :} \begin{cases} x_1 = -R(P_V - P_{Ch}) - X(Q_V - Q_{Ch}) \\ x_2 = -X(P_V - P_{Ch}) + R(Q_V - Q_{Ch}) \end{cases}$$

D'après l'équation 2.10, on constate que la tension U_2 au point du raccordement dépond de la puissance réactive produite. L'impact de l'énergie réactive sur la tension U_2dépond à la fois à la charge locale connectée et de l'impédance du réseau d'alimentation. Les générateurs éoliens Asynchrone consomment de l'énergie réactive et sa quantité n'est pas contrôlable [1]. La compensation de cette énergie réactive consommée se fait généralement par des batteries des condensateurs shunt.

Il est possible de contrôler la génération ou la consommation de l'énergie réactive dans le cas des générateurs éoliens de type synchrones (exclus les GSAP). Cela permet de contrôler la tension comme l'indique l'équation 2.10.

2. Caractéristiques de la production d'énergie éolienne

Cette section présente une étude détaillée du vent en tant qu'une source de production d'électricité. Les limites physiques d'exploitation et le caractère de cette ressource naturelle sont discutés en détail.

2.1. Aperçu de l'énergie du vent

Le mouvement des masses d'air vient essentiellement des conditions thermiques de ces masses. Généralement, les éoliennes profitent des masses d'air les plus proches du sol connues sous le nom de couche limite. Les conditions de vent dans cette zone sont influencées par l'énergie transférée du flux de haute énergie non perturbé du vent géostrophique vers les couches inférieures, c'est pourquoi que le flux de vent près du sol est turbulent.

Le mouvement des masses d'air varient d'une façon continue en fonction de la hauteur et de périodes. La Figure 2.4 représente une allure spectrale de fréquence du vent. Cette allure présente des pics turbulents causés par des rafales de l'ordre de la seconde à la minute. Un autre pic se voit sur ce graphe qui dépend des variations quotidiennes de la vitesse du vent et porte le nom du pic diurne. Ce dernier pic provient principalement des brises terre-mer causées par différentes températures sur terre et en mer. Un pic s'appelle synoptique dépend généralement du changement des conditions météorologiques qui peuvent varier de jour en semaine.

Les pics turbulents peuvent affecter la qualité de l'énergie électrique produite à travers le système éolien. Cette qualité d'énergie dépend de la technologie des turbines utilisées. Bien entendu, les turbines à vitesse variable peuvent absorber les variations de puissance à court terme ce qui offre une puissance de sortie plus douce par rapport à des turbines à vitesse fixe.

Concernant les pics synoptiques et diurnes, leurs impacts peuvent affecter l'équilibrage à long terme du système électrique. Cependant, une prévision de la vitesse du vent se présente comme une solution pour obtenir un équilibrage du système électrique à long terme.

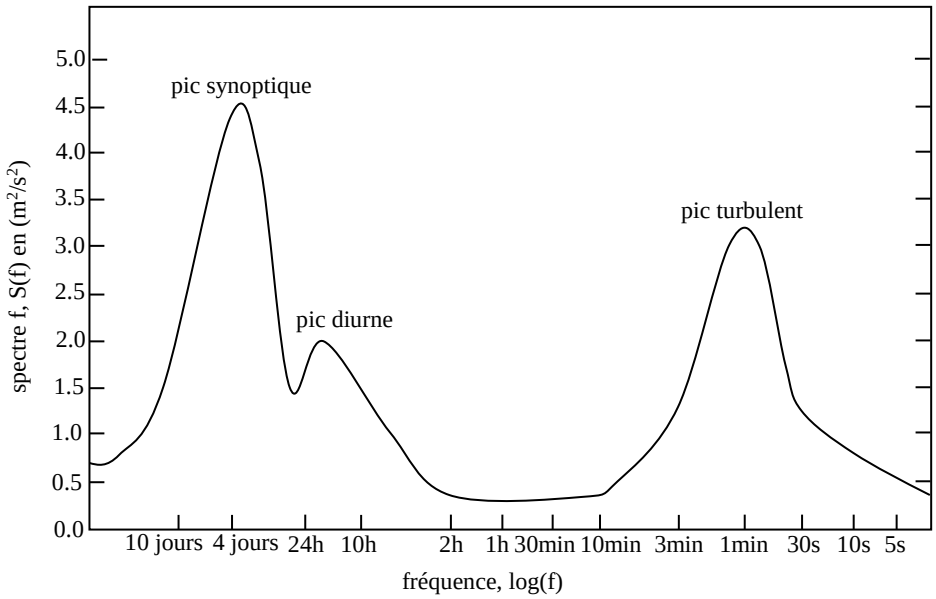


Figure 2. 4- La caractéristique spectrale de vent basé sur les travaux de Van der Hoven [15]

2.2. Aspect physique du vent

Considérons le système éolien représenté sur la Figure 2.5 sur lequel V_1 représente la vitesse du vent en amont des pâles de l'aérogénérateur et V_2 celle de la vitesse du vent en aval. La vitesse du vent moyenne traversant le rotor de la turbine est $\frac{V_1+V_2}{2}$.

D'autre part, si "ρ" représente la densité de l'air et "S" représente la surface délimitée par le diamètre du rotor, la masse d'air en mouvement peut être calculée par :

$$m = \frac{\rho S(V_1+V_2)}{2} \tag{2.11}$$

D'après la seconde loi de Newton, la puissance extraite du vent peut être s'exprimer par la moitié du produit de la variation de vitesse du vent et la masse d'air en déplacement :

$$P_m = \frac{m(V_1^2-V_2^2)}{2} \tag{2.12}$$

Remplaçons l'équation (2.11) dans l'équation (2.12) on obtient,

$$P_m = \frac{\rho S(V_1+V_2)^2(V_1-V_2)}{4} \tag{2.13}$$

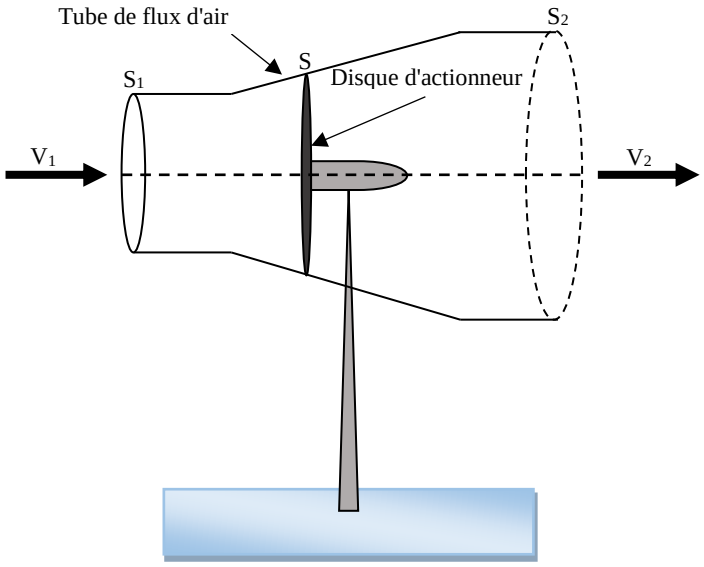


Figure 2. 5- Disque d'actionneur et tube de flux pour une éolienne

Théoriquement, la puissance de la turbine extraite du vent est proportionnelle à la vitesse du vent V_1à la troisième puissance par :

$$P_{vent} = \frac{\rho S V_1^3}{2} \tag{2.14}$$

Avec :

ρ : Densité de l'air ($Kg.m^{-3}$)
V_1 : Vitesse du vent ($m.s^{-1}$)

La densité de l'air est fonction de la température de l'air et de la pression atmosphérique, qui sont toutes deux fonctions de la hauteur de la nacelle par la relation suivante :

$$\rho(z) = \frac{P_0}{RT} e^{\frac{-gz}{RT}} \tag{2.15}$$

Avec :

$\rho(z)$: Densité de l'air en fonction de l'altitude ($Kg.m^{-3}$)
z : Altitude au-dessus du niveau de la mer (m)
P_0: Densité atmosphérique standard au niveau de la mer (1.225 $Kg.m^{-3}$)
R: Constante de gaz spécifique pour l'air (287.05 $J.Kg^{-1}.K^{-1}$)
T: Température (K)
g: Constante de gravité (9.81 $m.s^{-2}$)

Le rapport entre la puissance extraite du vent P_m et la puissance théorique P_{vent} sera alors :

$$\frac{P_m}{P_{vent}} = \frac{\left(1+\frac{V_2}{V_1}\right)^2\left(1-\frac{V_2}{V_1}\right)}{2} \tag{2.16}$$

La turbine éolienne ne peut pas extraire complètement la puissance du vent, car la masse d'air serait arrêtée dans la zone du rotor d'interception. L'équation (2.16) représente une correspondance entre le ratio des puissances $\frac{P_m}{P_{vent}}$ avec le ratio des vitesses du vent $\frac{V_2}{V_1}$. La représentation graphique de cette équation représente un maxima de 16/27 soit 59% selon la Figure 2.6 connu sous le nom de coefficient "C_P". Ce maxima représente un optimum théorique de la puissance du vent qui a été découvert pour la première fois par "Betz", en 1926 [16]. Dans le cas réel, les turbines éoliennes ne peuvent pas atteindre ce maxima de puissance. Effectivement, chaque éolienne a son propre coefficient de puissance, ce dernier est fonction d'une vitesse relative qui représente un rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent connu sous le nom du rapport "λ".

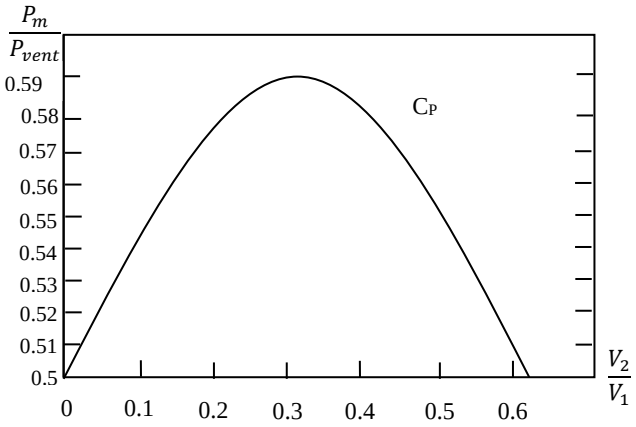


Figure 2. 6- Courbe du coefficient de puissance

Par conséquent, même si l'extraction d'énergie sans aucune perte était possible, seulement 59% de l'énergie éolienne pourrait être utilisée par une éolienne. Finalement, la puissance extraite sera calculée suivant la formule ci-après :

$$P_{tur} = \frac{1}{2}\rho S V_1^3 \times C_P = \frac{1}{2}\rho S V_1^3 \times 0.59 \qquad (2.17)$$

La Figure 2.7 illustre la relation entre le coefficient de puissance C_p en fonction de la vitesse relative pour quelques modèles des turbines éoliennes. Les modèles des éoliennes à marche lente possèdent généralement un grand nombre de pales et leur coefficient C_p atteint rapidement la valeur maximale $C_{p\text{-}max}$. Les modèles des éoliennes à marche rapide possèdent un nombre de pales limité (de 1 à 3 pales), et le modèle le plus célèbre c'est celui des éoliennes tripales. Ce dernier modèle possède un coefficient de puissance qui atteint sa valeur maximale délicatement rapide mais décroît lentement lorsque la vitesse du vent augmente [17].

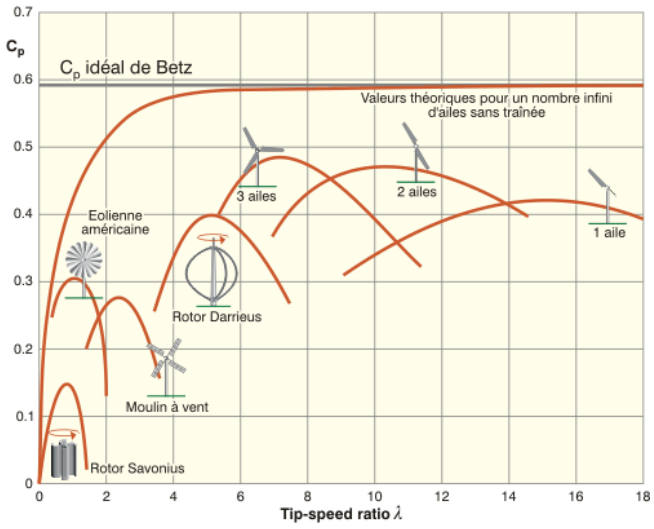


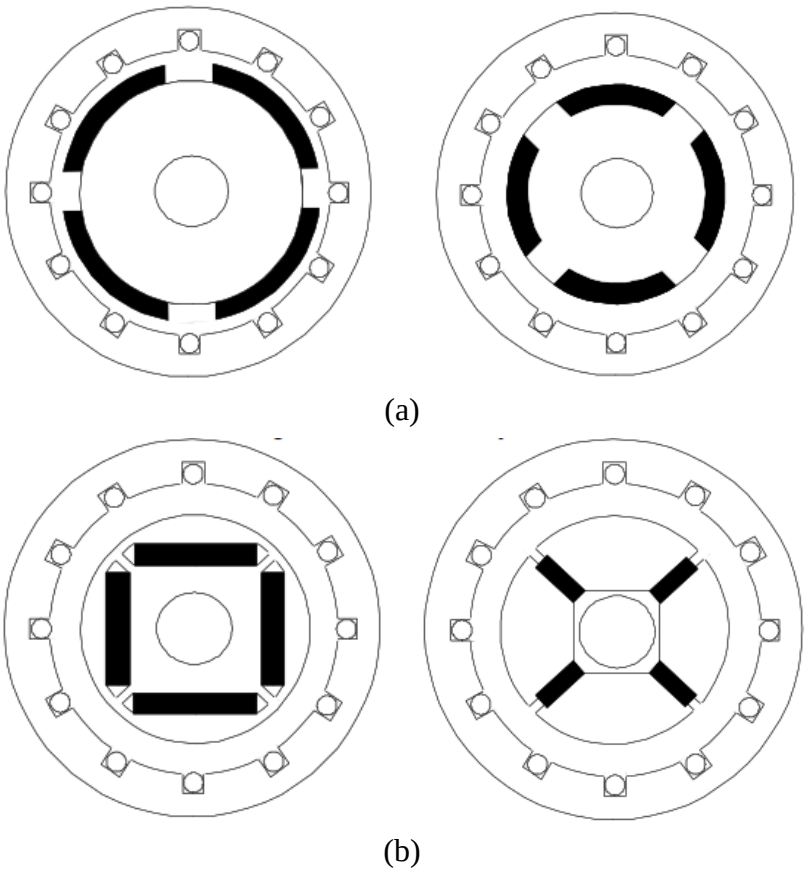
Figure 2. 7- Comparaison du coefficient de puissance des différentes éoliennes

3. La machine synchrone à aimant permanent

3.1. Définition et hypothèses simplificatrices

Dans une machine synchrone à aimant permanent utilisée en mode alternateur, le champ magnétique tournant est créé à travers la rotation du rotor qui est fabriqué par des aimants, et doit tourner à la même vitesse que le champ statorique. Le couple d'une machine synchrone reste plus facile à maitriser par rapport à celui d'une machine Asynchrone.

Le flux rotorique étant connu et la puissance massique reste plus importante pour une machine synchrone. Ces présents avantages parmi autres font appel à construire des parcs éoliens à base des GSAP, et par conséquent, le progrès est fait pour la fabrication des génératrices synchrones à aimant permanent. La fabrication des aimants se fait à partir de terre rares ou bien à base d'alliages métalliques. Et sur le plan technologique, ces aimants peuvent être montés dans la profondeur du rotor et sont dits alors enterrés ou bien peuvent être surfaciques (voire figures ci-dessous) [18] :



(a)

(b)

Figure 2. 8- Technologies des aimants dans les GSAP : (a) Machines à aimants superficiels, (b) Machines à aimants enterrés [18]

Dans le cadre de cette thèse, et pour le souci de simplification, le choix est porté sur une génératrice synchrone à aimant permanent surfacique à pôles lisses (entrefer constant).

Des hypothèses simplificatrices aussi ont pris en considération afin de modéliser mathématiquement la machine choisie [19].

- Le circuit magnétique est considéré linéaire (absence de saturation).
- Les forces magnétomotrices ainsi que la répartition du champ inducteur dans l'entrefer sont sinusoïdales.
- Les courants de Foucault et les phénomènes d'hystérésis sont supposés négligeables.
- Le rotor est supposé lisse du point de vue magnétique (MSAP sans pièces polaires).
- Le flux magnétique émis par les aimants est constant (aimants permanents sont idéaux).
- Pas de changement au niveau des résistances statoriques dû à l'influence de la température.
- Les enroulements du stator sont par construction tous décalés d'un angle de 120° les uns par rapport aux autres.

3.2. Équations de la génératrice synchrone à aimant permanent

Afin de comprendre le fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent, un modèle mathématique basé sur l'équation de tension statorique est présenté. Le modèle de la machine est analysé en une seule phase en supposant que les trois phases sont équilibrées. Chaque phase de la machine peut donc être modélisée comme le montre la Figure 2.9.

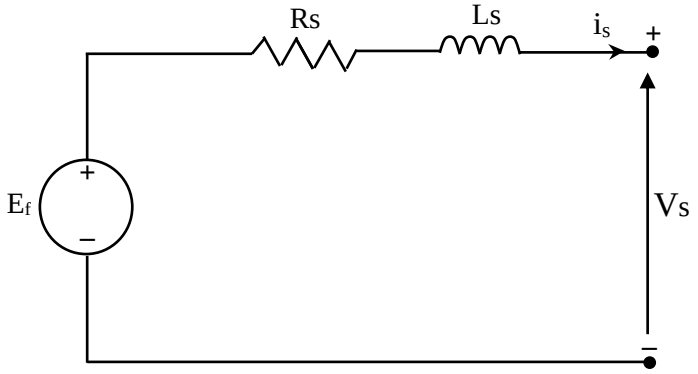


Figure 2. 9- Modèle par phase de GSAP

La résistance "Rs" représente la résistance des enroulements de la génératrice qui est relativement faible. L'inductance synchrone "Ls" des enroulements se compose de l'inductance de fuite de fente, de l'inductance de l'entrefer et de l'inductance de la spire d'enroulement (Voir annexe C). "E_f" représente la force électromotrice (F.E.M) qui s'est produite par la liaison de flux dans les enroulements et du champ magnétique tournant dans la génératrice. Finalement, "Vs" représente la tension aux bornes du stator [20].

La force électromotrice induite peut être exprimée comme suit :

$$E_f = K_m.\Psi_f.\omega_e \quad (2.18)$$

Avec :

K_m : Coefficient de Kapp qui dépend de la machine.

Ψ_f : représente la valeur du flux d'aimant permanent (en Wb).

ω_e : est la pulsation électrique (rad/s).

D'après la Figure 2.9, la FEM peut également être exprimée comme :

$$E_f = K_m.\Psi_f.p.\omega_m = V_s + R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} \quad (2.19)$$

Où la vitesse du rotor électrique est liée à la vitesse du rotor mécanique par la relation suivante :

$$\omega_e = p.\omega_m \quad (2.20)$$

Tant que la machine synchrone à aimant permanent est une machine réversible, alors elle fonctionne en mode moteur lorsqu'elle reçoit une puissance électrique au-travers son stator et fournit en conséquence au-travers son rotor une puissance mécanique sous forme d'un couple mécanique multiplier par la vitesse de rotation mécanique. Le deuxième mode de fonctionnement c'est lorsqu'elle fonctionne en mode générateur (c'est le cas de l'éolienne). La machine dans ce deuxième cas reçoit une puissance mécanique sous forme d'un couple mécanique et d'une vitesse de rotation entrainant son rotor, elle fournit par conséquent, une puissance électrique au-travers son stator comme montre le modèle de la figure suivante.

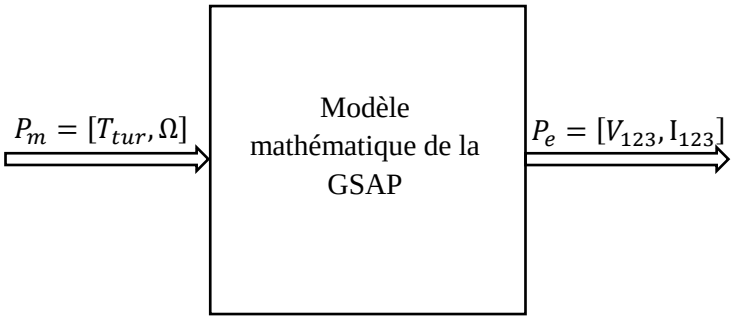


Figure 2. 10- Bloc mathématique de la GSAP

La turbine éolienne entraine la génératrice au-travers de son arbre mécanique. Si on néglige les pertes d'accouplement machine-turbine on peut tirer l'équation de mouvement mécanique qui régit le système.

$$T_{tur} - T_{em} = J.\frac{d\Omega}{dt} + f_c.\Omega \quad (2.21)$$

Avec :

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

3.3. Modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère de Park

Dans l'objectif de réduire le temps de calcul et étudier la dynamique globale du système de conversion éolien, un modèle de générateur éolien dans un repère diphasé sera utilisé. Ce référentiel rotatif s'appelle le repère de Park, et il est équivalent du repère triphasé mais il reste plus facile à manipuler parce que les grandeurs électriques évoluent autant que des grandeurs continues par rapport à ce référentiel [21]. Le passage d'un repère à l'autre se fera à l'aide d'une matrice de passage directe et inverse (voir Annexe D).

La Figure 2.11 illustre les deux référentiels biphasé (d-q) et triphasé (abc), où l'axe direct (d) soit aligné avec l'axe de magnétisation du rotor et l'axe quadrature (q) en avant dans le sens de rotation, supposé être dans le sens antihoraire [22].

Pour la GSAP, les équations électriques sont représentées dans un repère lié au stator par :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

Avec :

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

$[V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T$: représente les tensions des phases statoriques (en V).

$[i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T$: représente les intensités des courants des phases statoriques (en A).

$[\Psi_{sa} \quad \Psi_{sb} \quad \Psi_{sc}]^T$: représente les flux totaux à travers les bobines statoriques (en Wb).

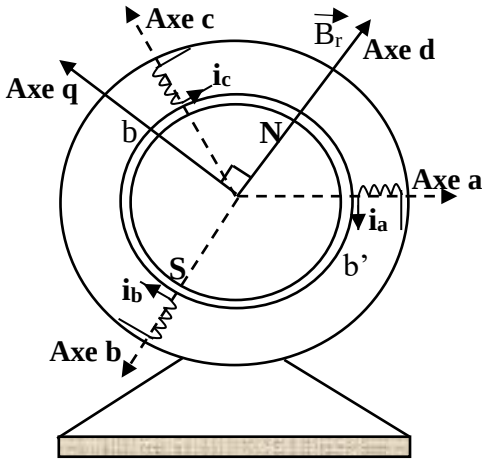


Figure 2. 11- Machine synchrone à aimant permanent à deux pôles [22]

Selon la structure de la machine représentée dans la Figure 2.11, les enroulements statoriques sont montés en couplage étoile donc un neutre isolé, et par conséquent un courant neutre nul qui provoque un courant homopolaire aussi nul. Bien entendu, si une composante homopolaire du flux ou de la tension existe, elle n'intervient pas dans l'expression du couple électromagnétique.

Alors on peut simplifier la représentation de la GSAP par deux composantes orthogonales comme montre la Figure 2.12.

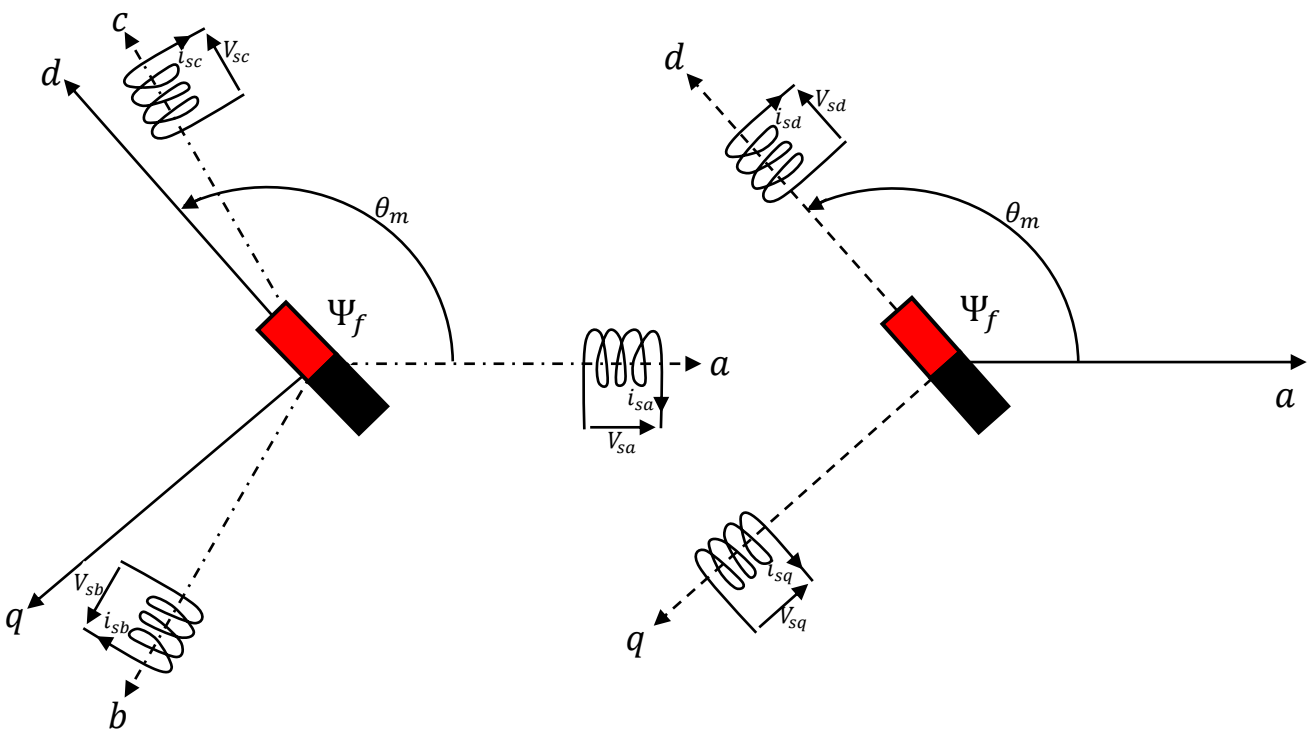


Figure 2. 12- Structure de la GSAP dans les plans (abc-dq)

Les équations de tensions statoriques de la génératrice exprimées dans le cadre du référentiel synchrone (d-q) orienté rotor (l'axe "d" du cadre de référence est aligné avec le vecteur du flux d'aimant permanent), peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s.i_{sd} - \dot{\Psi}_{sd} - \omega_e.\Psi_{sq} \\ V_{sq} = -R_s.i_{sq} - \dot{\Psi}_{sq} + \omega_e.\Psi_{sd} \end{cases} \quad (2.23)$$

Avec :

V_{sd}, V_{sq} : représentent les tensions terminales du stator dans le repère de Park (en V).

i_{sd}, i_{sq} : représentent les courants statoriques dans le repère de Park (en A).

R_s: Résistance statorique (en Ω).

ω_e : La pulsation électrique des tensions (en rad.s^{-1}).

Ψ_{sd}, Ψ_{sq}: Les composantes directe et quadratique du flux statorique (en Wb).

Le rotor de la GSAP à aimants permanents montés en surface peut être considéré comme un rotor magnétiquement rond, ce qui signifie qu'il a la même réticence le long de n'importe quel axe passant par le centre de la machine.

Les expressions de composants de flux statoriques en fonction des courants statoriques sont données par :

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_d.i_{sd} + \Psi_f \\ \Psi_{sq} = L_q.i_{sq} \end{cases} \quad (2.24)$$

Avec L_d, L_q : représentent les composantes directe et quadratique de l'inductance cyclique statorique (en H) ($L_d = L_q = L_s$) pour une machine à pôles lisses.

D'autre part, les tensions statoriques peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s.i_{sd} - \frac{d(L_d.i_{sd} + \Psi_f)}{dt} - \omega_e.(L_q.i_{sq}) \\ V_{sq} = -R_s.i_{sq} - \frac{d(L_q.i_{sq})}{dt} + \omega_e.(L_d.i_{sd} + \Psi_f) \end{cases} \quad (2.25)$$

Le modèle de la génératrice synchrone à aimant permanent peut être représenté dans le plan rotatif comme montre la figure ci-après :

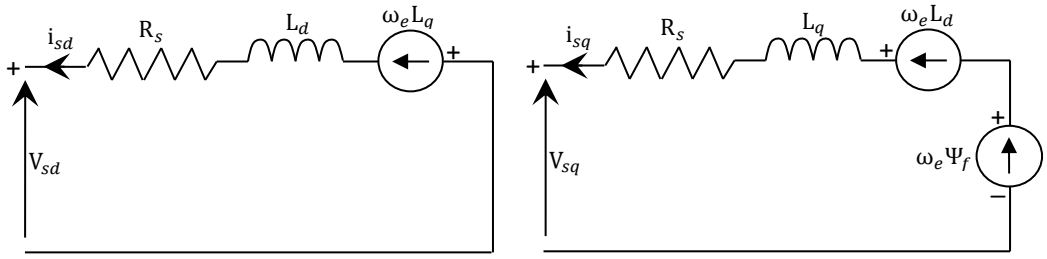


Figure 2. 13- Circuit équivalent d-q dynamique pour GSAP

Dans les études de stabilité, où les transitoires du stator peuvent être négligés, les équations de tensions statoriques peuvent être réduites à :

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s.i_{sd} - \omega_e.\Psi_{sq} \\ V_{sq} = -R_s.i_{sq} + \omega_e.\Psi_{sd} \end{cases} \quad (2.26)$$

Après transformation et simplification, nous obtenons les expressions des tensions statoriques,

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s.i_{sd} - L_d\frac{d(i_{sd})}{dt} - \omega_e.(L_q.i_{sq}) \\ V_{sq} = -R_s.i_{sq} - L_q\frac{d(i_{sq})}{dt} + \omega_e.(L_d.i_{sd}) + \omega_e.\Psi_f \end{cases} \quad (2.27)$$

L'équation (2.27) peut être réécrite comme :

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s.i_{sd} - L_d\frac{d(i_{sd})}{dt} - e_q \\ V_{sq} = -R_s.i_{sq} - L_q\frac{d(i_{sq})}{dt} + e_d + E_{q0} \end{cases} \quad (2.28)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = \omega_e.(L_d.i_{sd}) \\ e_q = \omega_e.(L_q.i_{sq}) \\ E_{q0} = \omega_e.\Psi_f \end{cases} \quad (2.29)$$

Par conséquent, on obtient les dynamiques des courants statoriques comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{sd})}{dt} = \frac{-1}{L_d}(V_{sd} + R_s.i_{sd} + e_q) \\ \frac{d(i_{sq})}{dt} = \frac{-1}{L_q}(V_{sq} + R_s.i_{sq} - e_q - E_{q0}) \end{cases} \quad (2.30)$$

Le couple électromagnétique pour un GSAP est donné par l'équation (2.31).

$$T_{em} = \frac{-3}{2}.p.Im[\bar{\Psi}^{*}{}_{s}, \bar{\imath}_{s}] = \frac{-3}{2}.p.[\Psi_{sd}.i_{sq} - \Psi_{sq}i_{sd}] \quad (2.31)$$

Exprimant les composantes du flux statorique, le couple électromagnétique peut être calculé par :

$$T_{em} = \frac{-3}{2}.p.[(\mathrm{L_d} - \mathrm{L_q})\mathrm{i}_{sd}.i_{sq} + \Psi_f.i_{sq}] \quad (2.32)$$

L'équation du couple électromagnétique pour une machine à pôles lisses ($L_d = L_q$) résulte uniquement du flux d'aimant permanent et de la composante "q" du courant statorique :

$$T_{em} = \frac{-3}{2}.p.\Psi_f.i_{sq} \quad (2.33)$$

Une deuxième représentation sous forme matricielle peut être considérée qui se base sur les variables de sorties (les courants statoriques) en fonction des variables d'entrées (les tensions statoriques). On obtient alors :

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} = \frac{-1}{L_s}\left[\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_s & L_s\omega_e \\ L_s\omega_e & R_s \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_e.\Psi_f \end{pmatrix}\right] \quad (2.34)$$

Pour une machine à pôles lisses on écrit :

$$T_{em} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-3}{2}p\Psi_f \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

Tout en utilisant la transformation de Laplace, l'expression des tensions statoriques en fonction des courants sera représentée suivant l'équation :

$$\begin{cases} V_{sd} = -(R_s + S.L_d).I_{sd} - \omega_e.(L_q.I_{sq}) \\ V_{sq} = -(R_s + S.L_q).I_{sq} + \omega_e.(L_d.I_{sd} + \Psi_f) \end{cases} \quad (2.36)$$

Les courants statoriques peuvent être exprimé également en fonction des tensions par :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{-1}{(R_s + S.L_d)}(V_{sd} + E_{sq}) \\ I_{sq} = \frac{-1}{(R_s + S.L_q)}(V_{sq} - E_{sd}) \end{cases} \quad (2.37)$$

Où, E_{sd}, E_{sq} représentent les éléments de compensation qui réalisent le couplage entre les courants I_{sd} et I_{sq}.

$$\begin{cases} E_{sd} = e_d + E_{q0} \\ E_{sq} = e_q \end{cases} \tag{2.38}$$

D'autre part, si on néglige les pertes dues au frottement, 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 selon l'équation (2.39) [22] :

$$\frac{T_{tur} - T_{em}}{J} = \frac{d\Omega}{dt} \tag{2.39}$$

Les puissances active et réactive de la machine peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} P_{gen} = T_{em}\Omega = \frac{3}{2}\left[\mathrm{V_{sd}i}_{sd} + \mathrm{V_{sq}i}_{sq}\right] \\ Q_{gen} = \frac{3}{2}\left[\mathrm{V_{sq}i}_{sd} - \mathrm{V_{sd}i}_{sq}\right] \end{cases} \tag{2.40}$$

Comme les génératrices à aimants permanents multipolaires sont des applications à faible vitesse et généralement connectés au réseau via un système de convertisseur de fréquence, la génératrice n'a pas d'enroulement amortisseur dans le noyau du rotor. De plus, en raison de l'excitation permanente, une GSAP n'a pas d'enroulements pour créer un champ rotorique.

Le passage du référentiel triphasé (abc) au référentiel biphasé (d-q) passe à travers la transformée de Park (voir annexe D). La transformée de Park inverse est utilisée pour le chemin contraire :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \tag{2.41}$$

Avec :

$V_{a,b,c}$: représente les tensions électriques triphasées (en V).

P^{-1} : La transformée de Park inverse (voir annexe D).

θ : La position angulaire du rotor.

Afin de résumer le modèle mathématique de la génératrice synchrone à aimant permanent, un diagramme récapitulatif est présenté ci-dessous.

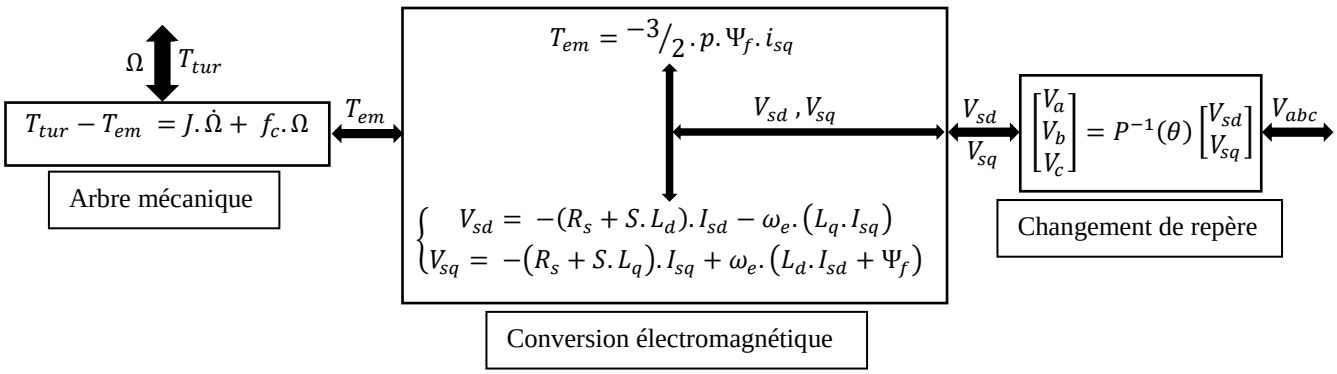


Figure 2. 14- Modèle mathématique de la génératrice synchrone à aimant permanent

Le modèle ainsi présenté ne tient pas compte des pertes des puissances issues de la machine synchrone à aimant permanent. Un bilan de puissance de la GSAP est présenté en annexe E pour plus de détail.

4. Stratégie de maximisation de puissance MPPT

Dans le cadre de la stratégie de maximisation de puissance extraite du vent, des hypothèses simplificatrices sont considérées afin de modéliser la turbine éolienne [25].

- La conception des pales est identique et possédants la même inertie, une élasticité homogène et le même coefficient de frottement par rapport à l'air.
- Une égalité de la force de poussé pour toutes les pales due à une répartition équitable de la vitesse du vent.
- Le coefficient des frottements des pales par rapport à l'air reste négligeable.
- Les pertes dues au frottement de la turbine restent négligeables devant les pertes par frottement du côté de la génératrice dues à la vitesse faible de rotation de la turbine.

Selon l'équation 2.14, la puissance de la turbine éolienne est exprimée par $P_{vent} = \frac{\rho S V_1^3}{2}$ où "ρ" représente la densité de l'air (approximativement égale à 1.225 $Kg.m^{-3}$à la pression atmosphérique et à 15°C) et V_1représente la vitesse du vent ($m.s^{-1}$).

Et selon la loi de Betz, la puissance récupérée par une éolienne ne peut pas excéder les 59% de l'énergie éolienne disponible.

$$P_{tur} = C_p(\lambda, \beta) * P_{vent} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta).\rho.S.{V_1}^3 \quad (2.42)$$

La puissance de sortie captée par l'éolienne représente un taux réduit par rapport à l'énergie éolienne réelle. Ce taux est un indicateur qui évolue en fonction de la conception de chaque turbine et est appelé «coefficient de performance» C_p.

Le coefficient de performance dépend de la géométrie de la turbine en ce qui concerne le rayon des pales et l'angle de tangage "β", ainsi que des éléments externes tels que la vitesse du vent incident. Un autre coefficient appelé rapport de vitesse de pointe "λ" (en anglo-saxon tip speed ratio) est définie comme étant le rapport entre la vitesse linéaire des pales ($R.\Omega$) et la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{Vitesse\ de\ pointe\ de\ pale}{Vitesse\ du\ vent} = \frac{R.\Omega}{V_1} \tag{2.43}$$

Avec :

Ω : représente la vitesse mécanique de l'arbre de la turbine (en rad.s^{-1}).

4.1. Modèle analytique du coefficient de puissance :

La relation liant les paramètresC_p, λ et β est non linéaire. L'ajustement entre ces coefficients se fait généralement d'une façon expérimentale. De plus, le coefficient C_p dépend de la géométrique des pales et de son aérodynamique (longueur et profil des sections). Ces derniers paramètres sont conçus en fonction de la puissance éolienne souhaitée, de type de fonctionnement (soit à vitesse variable ou bien fixe) et aussi du type de régulation (en pitch ou par décrochage) [26].

Plusieurs expressions montrent la relation et l'effet du rapport de vitesse de pointe λ et β sur la courbe$C_p = f(\lambda, \beta)$. On retrouve entre autres la formule exprimée en équation (2.44) qui reste la plus connue dans la littérature [1, 17,27-28].

$$\begin{cases} \frac{1}{\lambda'} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \\ C_p(\lambda, \beta) = 0.5176\left(\frac{116}{\lambda'} - 0.4\beta - 5\right)e^{\frac{-21}{\lambda'}} + 0.0068\lambda \end{cases} \tag{2.44}$$

L'équation 2.44 présente une formule analytique du coefficient de puissance réservé aux éoliennes à rotation rapide de 2 ou 3 pales et qui se base des données expérimentales selon [17].

Le couple de l'éolienne est exprimé selon la relation (2.45). Il est clair que ce couple dépend également du coefficient C_p et qu'il est proportionnel au carré de la vitesse angulaire de l'arbre du rotor.

$$T_{tur} = \frac{1}{2}.\frac{C_p(\lambda).\rho.S.R^3}{\lambda^3}.{\Omega_t}^2 \tag{2.45}$$

Afin de montrer l'évolution du coefficient$C_p = f(\lambda, \beta)$, une simulation sous la plate-forme MATLAB/Simulink sera faite pour quelques valeurs de l'angle de calage β.

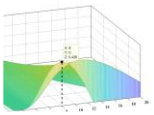


Figure 2. 15- Coefficient de performance Cp=f (λ, β) pour plusieurs angles de calage (β)

La Figure 2.15 montre que le coefficient $\lambda = 0$ quand la turbine est à l'arrêt $\Omega = 0$ (selon l'équation 2.43). Par conséquent, la puissance de la turbine est nulle puisque$P_{tur} = T_{tur}\Omega$. Le coefficient de puissance C_p augmente quand la vitesse de rotation augmente jusqu'à une valeur maximale nommé C_p^{opt}qui correspond à une valeur optimale de la vitesse de pointeλ_{opt}.

D'autre part, le schéma bloc de la turbine éolienne peut être modélisé à partir des équations 2.21, 2.43 et 2.45 qui rassemblent à la fois la modélisation aérodynamique et mécanique 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 2.16 où la vitesse du vent se considère comme entrée perturbatrice du système aérodynamique.

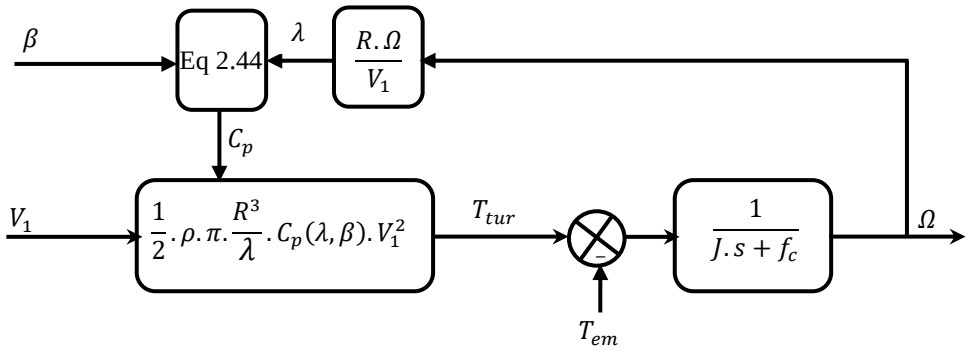


Figure 2. 16- Modèle aérodynamique et mécanique de la turbine

L'intérêt majeur de l'algorithme MPPT est d'extraire un maximum de puissance à partir de l'énergie disponible dans le vent. Pour cela, plusieurs solutions se présentent pour aboutir à cet objectif. On trouve entre autre, la commande mécanique via l'orientation des pales de la turbine et la commande électrique via l'électronique de puissance [29].

D'après l'équation 2.42, la puissance aérodynamique maximale peut être extraite si la valeur du coefficient de puissance rattrape sa valeur maximale C_P^{max} qui correspond à la valeur optimale de la vitesse relative λ_{opt}. Par conséquent, il faut concevoir des algorithmes de commandes qui permettent d'extraire cette puissance aérodynamique maximale, tout en ajustant le couple électromagnétique de la machine à travers une régulation de la vitesse de rotation mécanique.

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

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

4.2. 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 :

$$\Omega_{ref} = \frac{\lambda_{opt}.V_1}{R} \tag{2.46}$$

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

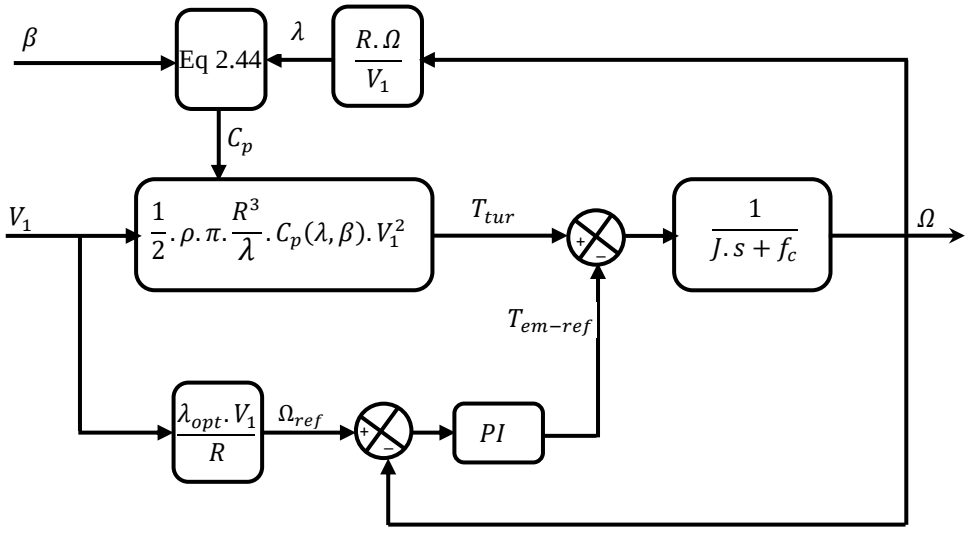


Figure 2. 17- Algorithme MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation mécanique

4.2.1. 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 :

$$T_{em-ref} = \left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\Omega_{ref} - \Omega\right) \quad (2.47)$$

Avec :

x_0, x_1, τ Représentent les différents paramètres du régulateur PI à déterminer.
s : Représente le variable de Laplace.

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

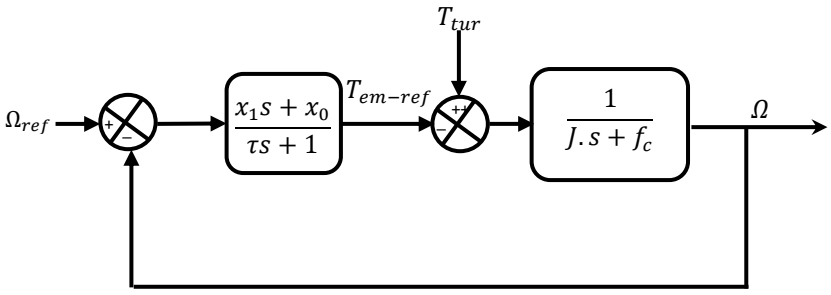


Figure 2. 18- Schéma bloc du correcteur PI à avance de phase

D'après la Figure 2.18, nous pouvons écrire :

$$\Omega = \left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\left(\Omega_{ref} - \Omega\right) + \left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)(T_{tur}) \quad (2.48)$$

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 perturbatriceT_{tur}.

En développant l'équation 2.48 on aura :

$$\Omega\left[1 + \left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right] = \left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\Omega_{ref} + \left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)(T_{tur}) \quad (2.49)$$

$$\Omega = \frac{\left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right]}\Omega_{ref} + \frac{\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\left(\frac{x_1 s+x_0}{\tau s+1}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right]}(T_{tur}) \quad (2.50)$$

Ce qui donne par la suite :

$$\Omega = \frac{\frac{x_1 s+x_0}{(\tau s+1)(J.s+f_c)}}{\left[1+\frac{x_1 s+x_0}{(\tau s+1)(J.s+f_c)}\right]}\Omega_{ref} + \frac{\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\frac{x_1 s+x_0}{(\tau s+1)(J.s+f_c)}\right]}(T_{tur}) \quad (2.51)$$

$$\Omega = \frac{x_1 s+x_0}{J\tau s^2+(f_c\tau+J+x_1)s+(x_0+f_c)}\Omega_{ref} + \frac{\tau s+1}{J\tau s^2+(f_c\tau+J+x_1)s+(x_0+f_c)}(T_{tur}) \quad (2.52)$$

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_{tur}est considéré comme une entrée perturbatrice, et pour atténuer son action dans la boucle d'asservissement on choisit le paramètrex_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 de 2ème ordre.

Le forme standard d'une fonction de deuxième ordre est définit par :

$$H(s) = \frac{K}{s^2+2\xi\omega_0 s+\omega_0^2} \tag{2.53}$$

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 :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{x_0+f_c}{J\tau}} \tag{2.54}$$

$$\xi = \frac{\omega_0}{2}\frac{f_c\tau+J+x_1}{x_0+f_c} \tag{2.55}$$

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 :

$$x_0 = \omega_0^2.J.\tau - f_c \tag{2.56}$$

$$x_1 = \frac{2\xi}{\omega_0}(x_0 + f_c) - f_c\tau - J \tag{2.57}$$

4.2.2. Correcteur PI standard

Le schéma bloc d'un tel asservissement est présenté par la Figure 2.19.

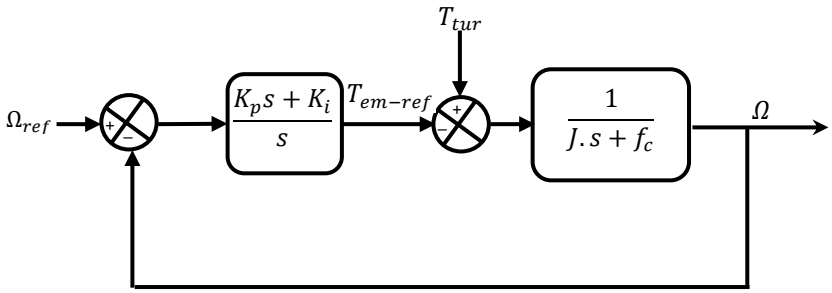


Figure 2. 19- Schéma bloc du correcteur PI

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

$$T_{em-ref} = \left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\Omega_{ref} - \Omega\right) \tag{2.58}$$

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 2.19, nous pouvons écrire :

$$\Omega = \left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\left(\Omega_{ref} - \Omega\right) + \left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)(T_{tur}) \tag{2.59}$$

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_{tur}.

Le développement de l'équation 2.59 donne :

$$\Omega\left[1 + \left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right] = \left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\Omega_{ref} + \left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)(T_{tur}) \tag{2.60}$$

$$\Omega = \frac{\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right]}\Omega_{ref} + \frac{\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)\right]}(T_{tur}) \tag{2.61}$$

Ce qui donne par la suite :

$$\Omega = \frac{\frac{K_p s+K_i}{s(J.s+f_c)}}{\left[1+\frac{K_p s+K_i}{s(J.s+f_c)}\right]}\Omega_{ref} + \frac{\left(\frac{1}{J.s+f_c}\right)}{\left[1+\frac{K_p s+K_i}{s(J.s+f_c)}\right]}(T_{tur}) \quad (2.62)$$

$$\Omega = \frac{K_p s+K_i}{Js^2+(f_c+K_p)s+K_i}\Omega_{ref} + \frac{s}{Js^2+(f_c+K_p)s+K_i}(T_{tur}) \quad (2.63)$$

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 :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_i}{J}} \quad (2.64)$$

$$\xi = \frac{\omega_0}{2}\frac{f_c+K_p}{K_i} \quad (2.65)$$

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

$$K_i = \omega_0^2.J \quad (2.66)$$

$$K_p = \frac{2K_i\xi}{\omega_0} - f_c \quad (2.67)$$

4.3. Algorithme MPPT sans asservissement de vitesse mécanique

L'algorithme de contrôle MPPT sans asservissement de vitesse reste le plus populaire à cause du problème provoqué par la mesure de la vitesse du vent dans la première solution MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique. Pratiquement, l'anémomètre délivre des mesures qui restent un peu erroné à cause de son position dans la nacelle, et par conséquent, une dégradation de la puissance extraite par la turbine qui dépend fortement de cette mesure de vitesse du vent [30].

Ce deuxième algorithme de contrôle ne nécessite aucune mesure de la vitesse du vent et repose par conséquent sur l'hypothèse que le vent varie très peu en régime permanent par rapport à la constante du temps électrique du système. Ceci veut dire que le couple d'accélération de la turbine est considéré nul.

L'équation 2.21 peut s'écrire à partir de ce constat comme :

$$T_{tur} - T_{em} - f_c.\Omega = J.\frac{d\Omega}{dt} = 0 \quad (2.68)$$

Si on néglige le couple dû aux frottements visqueux $f_c.\Omega = 0$ on aura comme équation des couples :

$$T_{tur} = T_{em} \quad (2.69)$$

La vitesse de rotation angulaire estimée de la turbine notée $\widehat{\Omega}$ est obtenue par une simple mesure de la vitesse de rotation de la génératrice éolienne GSAP. Par conséquent, si on suppose que l'angle d'inclinaison des pales β est constant, la vitesse du vent estimée peut être calculée comme suit :

$$\hat{V}_1 = \frac{R.\widehat{\Omega}}{\lambda_{opt}} \quad (2.70)$$

L'estimation de la valeur du couple de la turbine peut être obtenue à partir de l'estimation de la vitesse de rotation angulaire et la vitesse estimée du vent :

$$\hat{T}_{tur} = \frac{1}{2}.C_p.\rho.\pi.\frac{R^3}{\lambda}.\hat{V}_1{}^2 \quad (2.71)$$

Le couple turbine de référence est obtenu en posant le coefficient du couple à sa valeur maximale.

$$\hat{T}_{tur-ref} = \frac{1}{2\lambda_{opt}^3}.C_p^{opt}.\rho.\pi.R^5.\widehat{\Omega}^2 \quad (2.72)$$

D'autre part, pour extraire de la puissance maximale à partir du vent, le couple électromagnétique de la génératrice de référence doit être réglé à la valeur suivante :

$$T_{em-ref} = \frac{1}{2\lambda_{opt}^3}.C_p^{opt}.\rho.\pi.R^5.\Omega^2 \quad (2.73)$$

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

$$T_{em-ref} = K_{opt}.\Omega^2 \quad (2.74)$$

Avec :

$$K_{opt} = \frac{1}{2\lambda_{opt}^3}.C_p^{opt}.\rho.\pi.R^5 \quad (2.75)$$

Le principe de l'algorithme de contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique est représenté dans le Figure 2.20 [25].

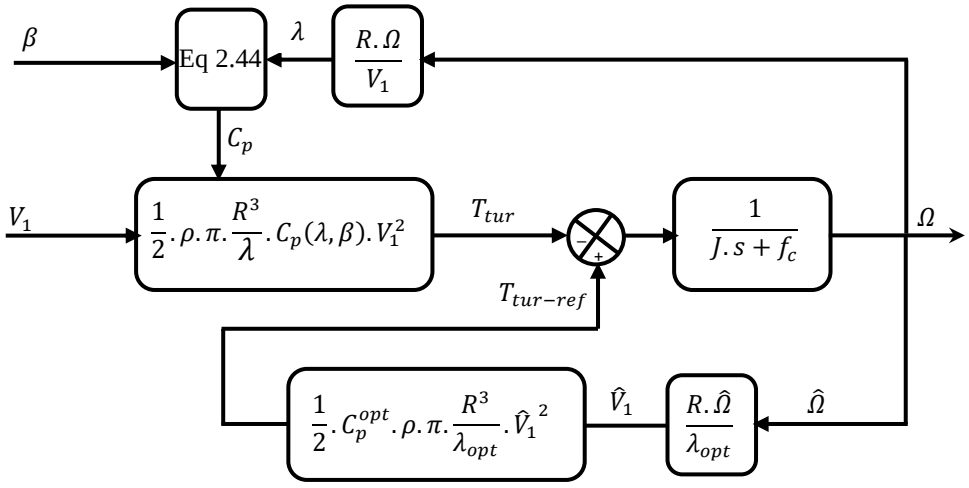


Figure 2. 20- Algorithme MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation mécanique

4.4. Contrôle de l'angle de calage « pitch angle »

La limitation de la puissance extraite du vent par une turbine est contrôlée par un système de décrochage aérodynamique et d'orientation des pales. Ce système de contrôle s'appelle le « pitch angle » et permet d'ajuster la puissance à sa valeur nominale dans la zone 4 comme montre la Figure 2.21.

Le principe du contrôle « pitch angle » consiste à orienter les pales de la turbine éolienne quand le vent dépasse certaines valeurs de vitesse, en vue de maintenir la puissance du générateur éolien à sa valeur maximale.

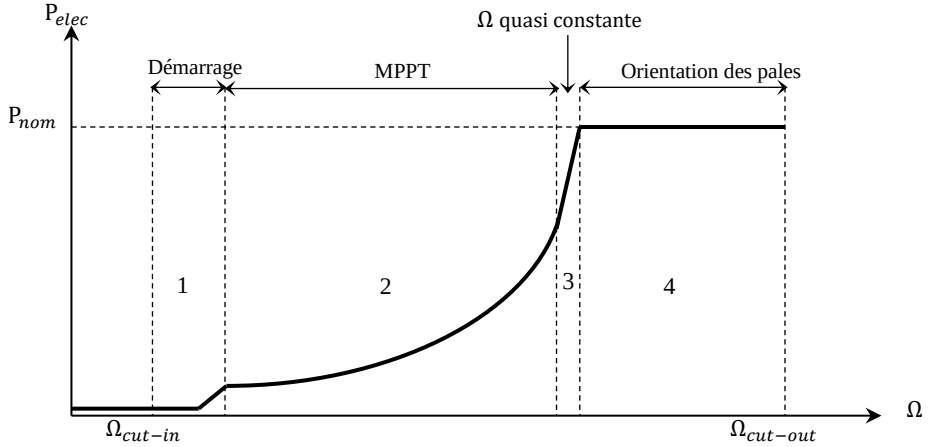


Figure 2. 21- Puissance de sortie d'une éolienne

En orientant les pales de la turbine, nous modifions le coefficient de puissance $C_p$qui dépend de l'angle de calage β et par conséquent nous changeons les performances de l'éolienne. Dans

le cas de fortes vitesses de vent, l'éolienne peut atteindre la position dite « position en drapeau » où β=90°.

Le contrôle de « pitch angle » se fait généralement en trois phases : La première phase est la génération de l'angle de référence $\beta_{réf}$. La deuxième phase consiste à réguler cet angle d'inclinaison. La dernière phase est la régulation de la vitesse de variation de l'angle de calage. C'est trois étapes sont résumés dans la Figure 2.22.

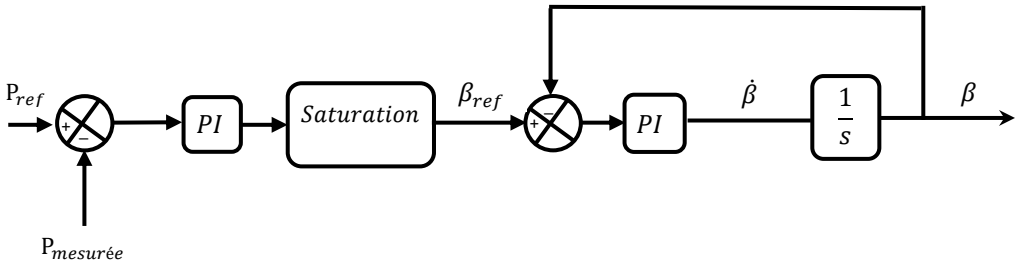


Figure 2. 22- Schéma bloc du contrôle de l'angle d'inclinaison β

La régulation de puissance pour générer la valeur optimale de l'angle de calage est un peu complexe à cause de la non-linéarité des caractéristiques des pales de turbine. C'est pour cette raison que l'angle de calage de référence $\beta_{réf}$ est obtenu selon via des expérimentations de réglage d'erreur entre la puissance générée et celle de référence [31].

4.4.1. Synthèse du correcteur PI pour la régulation de l'angle de calage

La régulation la plus classique consiste à utiliser un régulateur de type proportionnel- intégral. La formule du correcteur PI est présentée par :

$$\dot{\beta} = \varepsilon\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \tag{2.76}$$

La sortie en boucle fermée peut être calculée par :

$$\beta = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)\frac{1}{s}\varepsilon = \left(\frac{K_p s + K_i}{s^2}\right)\left(\beta_{ref} - \beta\right) \tag{2.77}$$

$$\beta\left(1 + \frac{K_p s + K_i}{s^2}\right) = \left(\frac{K_p s + K_i}{s^2}\right)\beta_{ref} \tag{2.78}$$

$$\frac{\beta}{\beta_{ref}} = \frac{\left(\frac{K_p s + K_i}{s^2}\right)}{\left(1 + \frac{K_p s + K_i}{s^2}\right)} = \frac{\frac{K_p}{K_i}s + 1}{\frac{1}{K_i}s^2 + \frac{K_p}{K_i}s + 1} \tag{2.79}$$

Le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée représentée dans l'équation 2.79 correspond au dénominateur d'une fonction de second ordre, d'où, le calcul des paramètres de régulateur PI dépendent des valeurs de la pulsation naturelle et du facteur d'amortissement choisis.

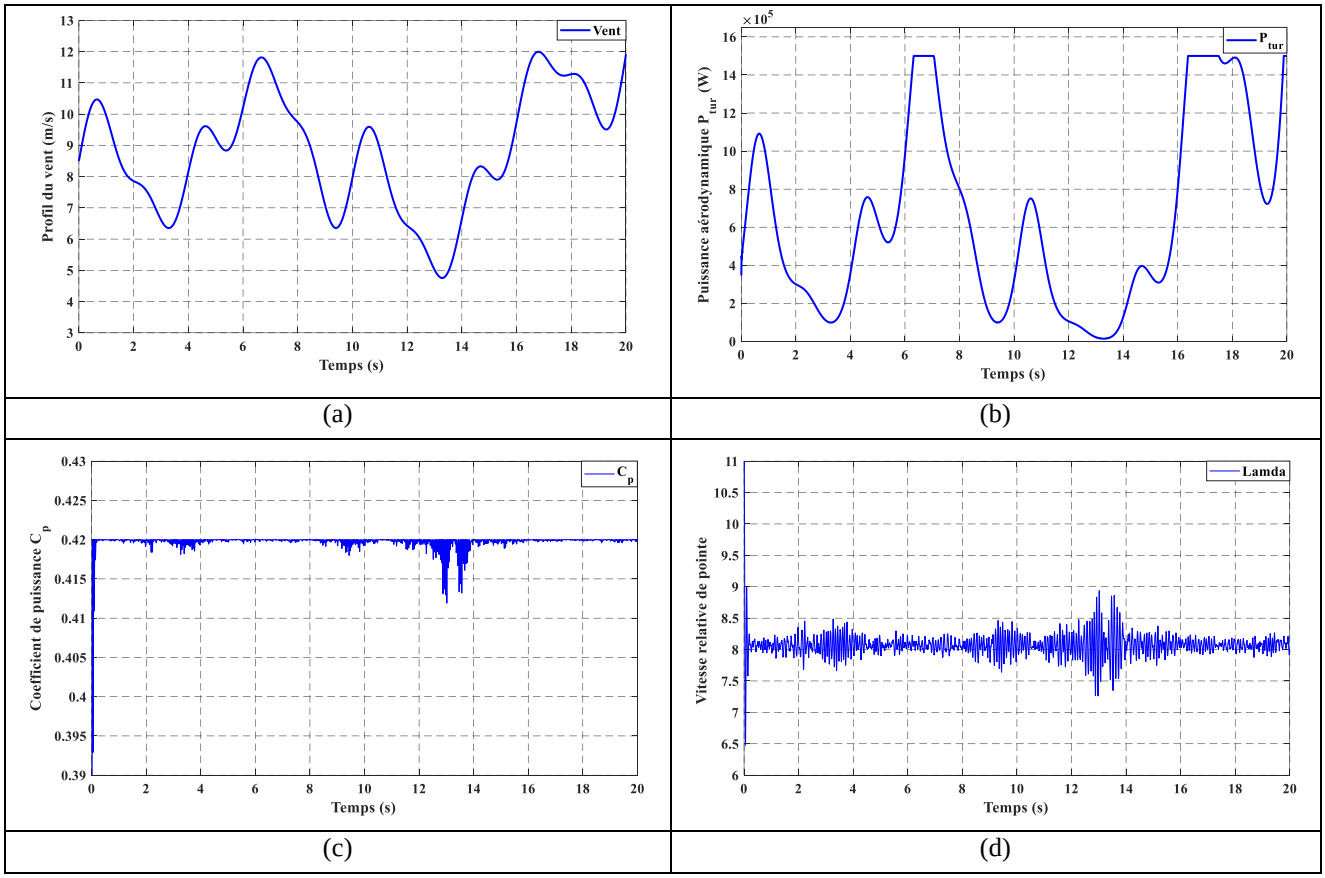
4.5. Résultats de simulation des algorithmes MPPT

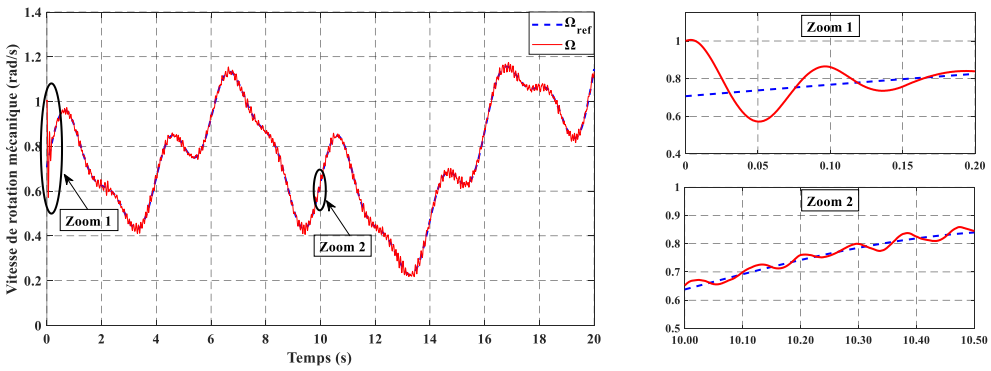
La simulation des deux algorithmes de contrôles MPPT étudiées précédemment dans l'environnement Matlab/Simulink a été basée sur le fait que la puissance électromagnétique de la machine égale à la puissance aérodynamique. Cela veut dire que les pertes électriques et le couple des frottements sont négligeables.

Le générateur objet d'étude a une puissance de 1.5MW dont les caractéristiques sont précitées en annexe F. 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 [32]- pour le site de la ville de Dakhla au sud du Royaume du Maroc.

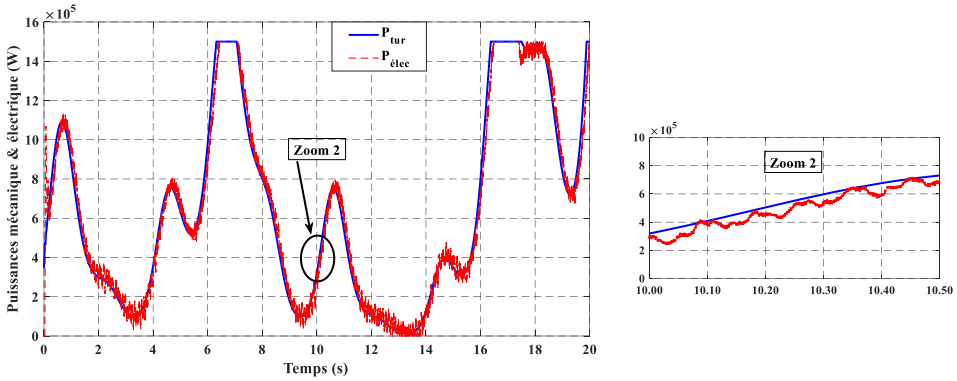
4.5.1. Résultats de MPPT sans asservissement de vitesse

La Figure 2.23 résume les résultats trouvés de simulation du système éolien contrôlé par l'algorithme de commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation mécanique du générateur.





(e)



(f)

Figure 2. 23- Résultats de simulation du MPPT sans asservissement de vitesse mécanique

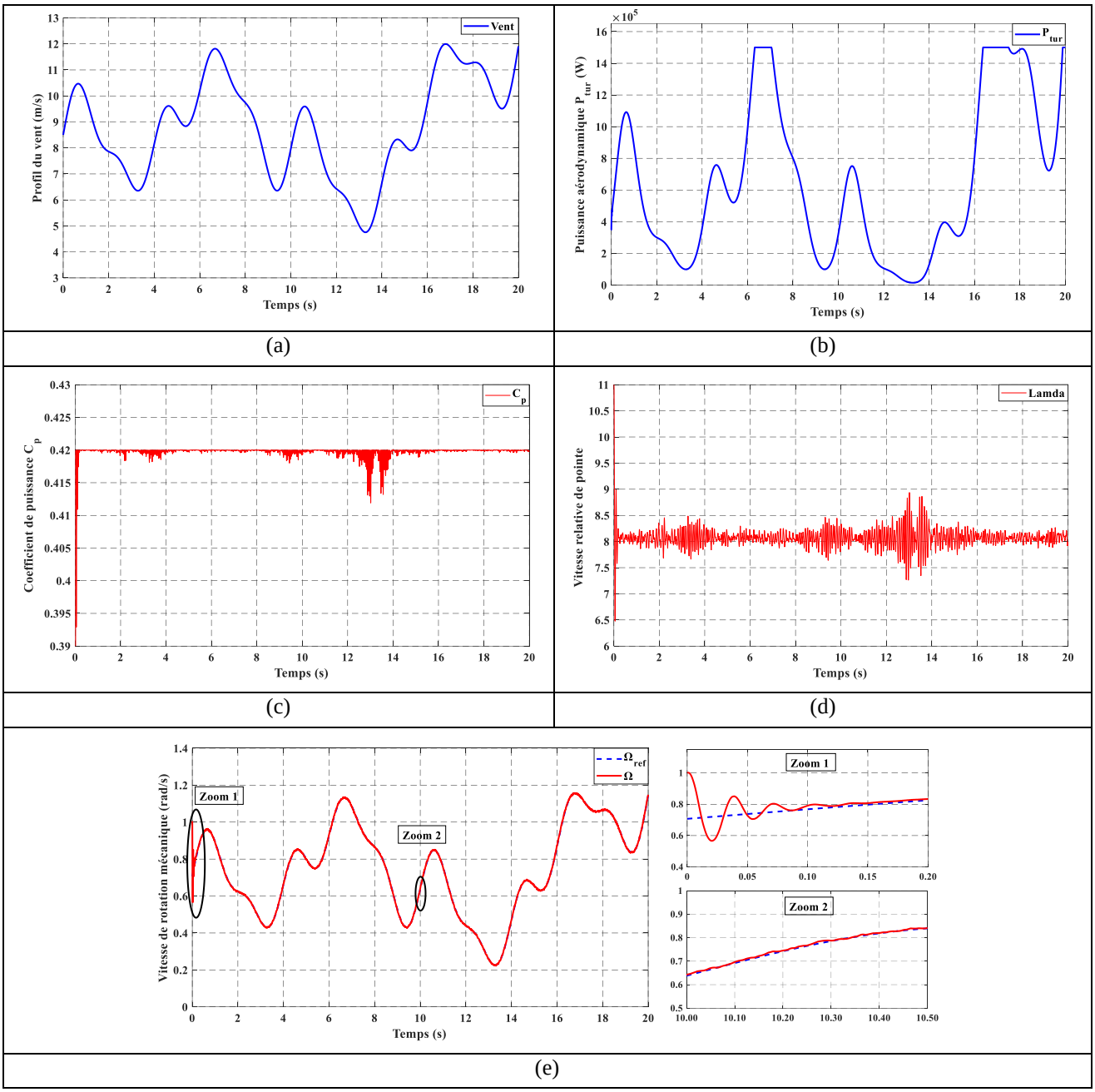
Les Figures 2.23 (a-b-c-d-e-f) montrent respectivement : Le profil du vent, la puissance aérodynamique maximale extraire du vent, le coefficient de puissance C_p, la vitesse relative λ, la vitesse de rotation mécanique et la puissance électrique générée avec celle de la turbine.

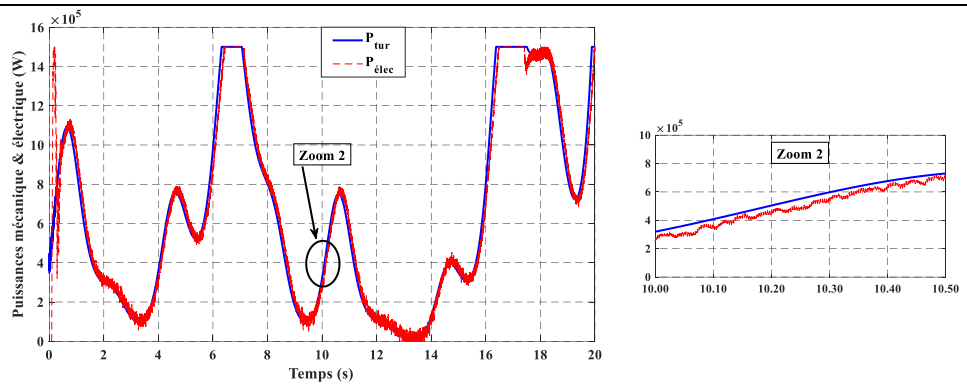
D'après ces résultats de la commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation mécanique, on constate que la puissance aérodynamique extraite est bien adaptée au profil du vent selon la Figure2.23(b). La vitesse de rotation mécanique suit l'évolution de sa référence et s'adaptent toutes les deux à la variation de la vitesse du vent comme montre la Figure2.23(e). Le zoom de cette dernière figure montre le rattrapage de la vitesse de rotation de son chemin de référence même qu'il y a un niveau d'oscillation qui reste considérablement acceptable vue de cette stratégie de commande sans asservissement de vitesse de rotation. Un coefficient de puissance optimal $C_p^{opt} = 0.426$ et une vitesse relative de pointe optimale $\lambda_{opt} = 8$ sont achevés comme les montrent les Figures 2.23(c) et 2.23(d). La Figure 2.23(f) montre le bon suivi de la puissance électrique générée avec sa référence mécanique estimée, où l'erreur entre les puissances est quasi négligeable.

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

4.5.2. Résultats de MPPT avec asservissement de vitesse

La Figure 2.24 résume les résultats de simulation du système éolien contrôlé maintenant par l'algorithme de commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation mécanique.





(f)

Figure 2. 24- Résultats de simulation du MPPT avec asservissement de vitesse mécanique

Les Figures 2.24 (a-b-c-d-e-f) montrent respectivement : Le même profil du vent, la puissance aérodynamique maximale extraire du vent, le coefficient de puissance C_p, le ratio de la vitesse λ, la vitesse de rotation mécanique et la puissance électrique générée avec celle de la turbine.

La stratégie du contrôle dans ce deuxième cas se base sur un asservissement de la vitesse de rotation mécanique tout en utilisant un correcteur Proportionnel-Intégrateur. D'après ces présents résultats, on constate 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.

La Figure 2.24(e) montre le bon asservissement et la bonne adaptation de la vitesse contrôlée en boucle fermée soit en régime statique qu'au régime transitoire. Les paramètres C_p^{opt} et λ_{opt} sont achevés comme les montrent les Figures 2.24(c) et 2.24(d). Le rendement aérodynamique est maximal sur toute la plage de la vitesse du vent comme montre la Figure 2.24(f).

Finalement, on s'aperçoit 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.

5. Modélisation des convertisseurs statiques

Le concept des éoliennes fonctionnants à vitesse variable nécessite un système qui permet d'ajuster la fréquence et la tension du générateur connecté au réseau de distribution. Les convertisseurs statiques à basent des composants d'électroniques de puissances se présentent comme solution dans ce constat. Evidemment, l'électronique de puissance est tellement intéressante dans les chaînes de conversions éoliennes à l'état actuel, son utilisation offre des avantages à la fois pour l'éolienne et le réseau électrique.

Les caractéristiques fondamentales des convertisseurs statiques à base des composants électroniques se résument en deux grands points :

- Le contrôle de la fréquence :

Les convertisseurs de puissances permettent effectivement d'appliquer le concept de vitesse variable, et c'est donc important du point de vue de l'éolienne. Ce qui offre par la suite :

- Un fonctionnement optimal de l'énergie.
- Un contrôle des charges consommatrices de vie pour les composants d'éoliennes.
- Minimisent les charges sur le système de transmission mécanique, car les variations de vitesse du vent sont absorbées par les changements de vitesse du rotor.
- Nécessaires dans le cas des éoliennes sans boîte de vitesse (entrainement direct), car ils agissent comme une boîte de vitesses électrique pour l'adaptation de vitesse.
- Permettent de réduire les émissions sonores à basse vitesse du vent.

Bien évidemment, les convertisseurs de puissances présentent aussi quelques inconvénients qu'ils sont résumés aux coûts des équipements nécessaires, et les pertes de puissances engendrées lors de leurs fonctionnements.

- Le contrôle de la tension du réseau :

Les convertisseurs de puissances offrent aux installations éoliennes la possibilité de devenir des éléments actifs du système électrique [33]. Pour le réseau électrique, les convertisseurs de puissances participent aux services système et présentent les avantages suivants :

- Le mouvement des puissances active et réactive est tellement contrôlable.
- Les fermes éoliennes ont une influence positive sur la stabilité du réseau.
- Ils améliorent la qualité de l'énergie électrique produite tout en en réduisant le niveau de scintillement lorsqu'ils filtrent les harmoniques basses et limitent la puissance de court-circuit.

Le principal inconvénient des convertisseurs de puissances pour le réseau se réside sur la génération des courants harmoniques élevés.

L'architecture des convertisseurs de puissances se basent sur les diodes (composants incontrôlables) et les interrupteurs électroniques (composants contrôlables), tels que les thyristors et transistors conventionnels ou commutables. On trouve dans cette deuxième famille de composants : les thyristors à coupure de grille (GTO), les transistors à effet de champ à semi-conducteur à oxyde métallique (MOSFET), les thyristors à commutation de grille intégrée (IGCT), les transistors à jonction bipolaire (BJT) et les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT). Le tableau 2.1 compare les valeurs nominales et les principales caractéristiques de ces interrupteurs électroniques [34].

	Type de l'interrupteur électronique				
	GTO	IGCT	BJT	MOSFET	IGBT
Tension maximale (V)	6000	6000	1700	1000	6000
Courant maximal (A)	4000	2000	1000	28	1200
fréquence de commutation (kHz)	0.2 - 1	1 - 3	0.5 - 5	5 - 100	2 - 20
Domaine d'application	Très forte puissances	Fortes puissances	Moyennes et fortes puissances	Faibles puissances	Moyennes et fortes puissances

Tableau 2. 1- Valeurs et caractéristiques maximales des interrupteurs électroniques

5.1. Modélisation des convertisseurs redresseur-onduleur

Les modèles des deux convertisseurs statiques utilisés dans le cadre de ce travail seront présentés comme suit [35] :

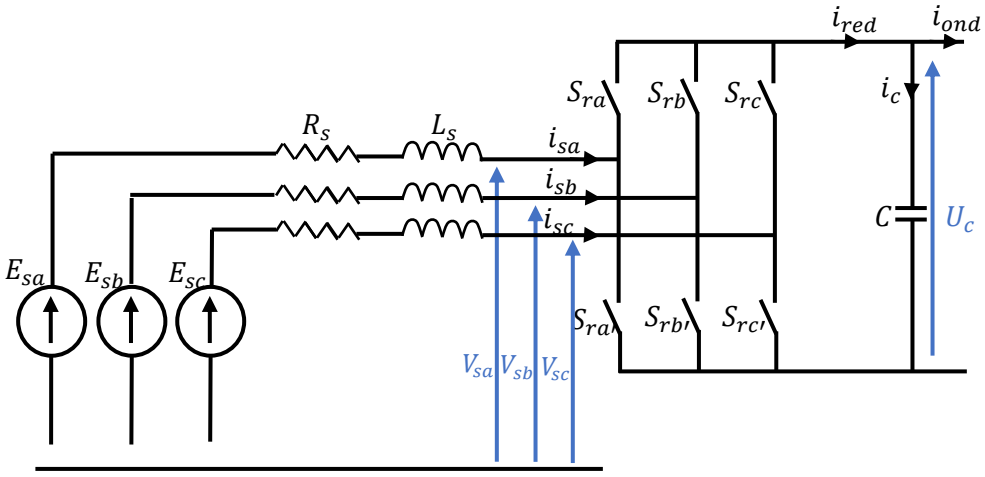


Figure 2. 25- Modèle de la chaîne du convertisseur côté machine

D'après le schéma bloc de la Figure 2.25, le convertisseur statique côté machine est un redresseur triphasé connecté aux enroulements du générateur éolien couplés en étoile. Le générateur est modélisé par sa force électromotrice $E_{s,abc}$, une résistance interne et inductance propre des enroulements notés R_s et L_s respectivement, des tensions statoriques notées $V_{s,abc}$ et des courants triphasés générés notés $i_{s,abc}$.

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

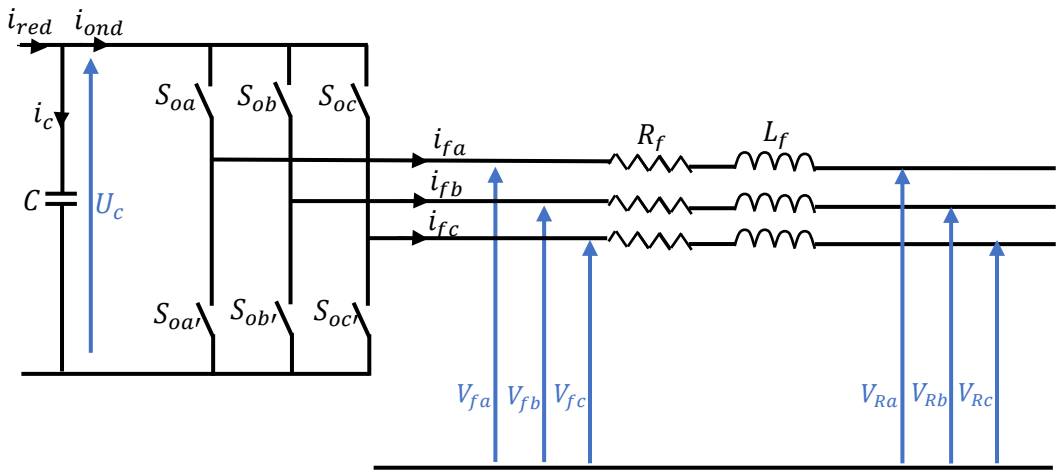


Figure 2. 26- Modèle de la chaîne du convertisseur côté réseau

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 résistance R_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 qu'ils sont formés par des transistors IGBT en antiparallèles à des diodes. Comme hypothèse, ils sont considérés tous idéaux, cela veut dire qu'ils ont une réponse instantanée aux signaux de commande, la position fermée est équivalent à une résistance nulle et la position ouverte équivalent à une résistance infinie.

Le modèle mathématique des fonctions de commutations des bras des convertisseurs (redresseur-onduleur) est définit par :

$$S_i = \begin{cases} 1, \rightarrow S_{i'} = 0 \\ 0, \rightarrow S_{i'} = 1 \end{cases} \tag{2.80}$$

Avec : i = ra, rb, rc, oa, ob, oc.

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

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{2S_{ra} - S_{rb} - S_{rc}}{3} U_C \\ V_{sb} = \frac{2S_{rb} - S_{ra} - S_{rc}}{3} U_C \\ V_{sc} = \frac{2S_{rc} - S_{rb} - S_{ra}}{3} U_C \end{cases} \tag{2.81}$$

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

$$\begin{cases} R_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} = E_{sa} - V_{sa} = E_{sa} - \frac{2S_{ra} - S_{rb} - S_{rc}}{3} U_C \\ R_s i_{sb} + L_s \frac{di_{sb}}{dt} = E_{sb} - V_{sb} = E_{sb} - \frac{2S_{rb} - S_{ra} - S_{rc}}{3} U_C \\ R_s i_{sc} + L_s \frac{di_{sc}}{dt} = E_{sc} - V_{sc} = E_{sc} - \frac{2S_{rc} - S_{rb} - S_{ra}}{3} U_C \end{cases} \quad (2.82)$$

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

$$i_C = i_{red} - i_{ond} = C.\frac{dU_C}{dt} \quad (2.83)$$

Or,

$$i_{red} = S_{ra} i_{sa} + S_{rb} i_{sb} + S_{rc} i_{sc} \quad (2.84)$$

Finalement, l'expression de la tension U_c sera alors :

$$C.\frac{dU_C}{dt} = S_{ra} i_{sa} + S_{rb} i_{sb} + S_{rc} i_{sc} - i_{ond} \quad (2.85)$$

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

$$\begin{cases} V_{fa} = \frac{2S_{oa} - S_{ob} - S_{oc}}{3} U_C \\ V_{fb} = \frac{2S_{ob} - S_{oa} - S_{oc}}{3} U_C \\ V_{fc} = \frac{2S_{oc} - S_{ob} - S_{oa}}{3} U_C \end{cases} \quad (2.86)$$

Le courant i_{ond} sera définit par :

$$i_{ond} = S_{oa} i_{fa} + S_{ob} i_{fb} + S_{oc} i_{fc} \quad (2.87)$$

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

$$\begin{cases} R_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} = V_{fa} - V_{Ra} = \frac{2S_{oa} - S_{ob} - S_{oc}}{3} U_C - V_{Ra} \\ R_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} = V_{fb} - V_{Rb} = \frac{2S_{ob} - S_{oa} - S_{oc}}{3} U_C - V_{Rb} \\ R_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} = V_{fc} - V_{Rc} = \frac{2S_{oc} - S_{ob} - S_{oa}}{3} U_C - V_{Rc} \end{cases} \quad (2.88)$$

III- Conclusion

Ce chapitre nous a permis de traiter la modélisation d'un système éolien à vitesse variable basé sur le générateur synchrone à aimant permanent. Après un rappel des notions d'énergie éolienne dans les réseaux électriques, un aperçu de l'énergie du vent ainsi que l'aspect physique du vent ont été décrits. La seconde partie du chapitre présente la modélisation analytique des différents composants de la chaîne éolienne tel que la génératrice synchrone à aimant permanent, les convertisseurs statiques de puissance, le filtre de raccordement au réseau ainsi que le modèle aérodynamique et mécanique de l'éolienne.

Dans la suite de ce chapitre, nous nous somme intéressé à la maximisation de la puissance extraite du vent via les algorithmes de contrôle 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 simulations des deux modes de contrôle montrent qu'ils ont de meilleures performances statiques et dynamiques sur toute la plage de vitesse du vent. Par conséquent, ces algorithmes de contrôle MPPT seront utilisés dans la suite de ce rapport pour les prochains chapitres dont le but d'élaborer les différentes stratégies de commandes pour contrôler le flux de puissance entre le générateur et le réseau électrique.

IV- Bibliographie

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

[2] Tounzi, A. (2000). Utilisation de l'Energie Eolienne dans la Production de l'Electricité. Revue, 24-38.

[3] Multon, B., ROBOAM, X., DAKYO, B., NICHITA, C., & GERGAUD, O. (2004). Aérogénérateurs électriques. Techniques de l'ingénieur. Génie électrique, 7(D3960).

[4] Siegfried Heier. (2006)."Wind Energy Conversion Systems", Wiley, ISBN 0-470-86899-6.

[5] FRANCOIS, B., ROBYNS, B., DE JAEGER, E., & MINN, F. (2005). Technologies d'éolienne de forte puissance connectée au réseau de moyenne tension: L'Energie éolienne. REE. Revue de l'électricité et de l'électronique, (5), 65-74.

[6] Polinder, H., De Haan, S. W., Dubois, M. R., & Slootweg, J. G. (2005). Basic operation principles and electrical conversion systems of wind turbines. Epe Journal, 15(4), 43-50.

[7] Larouci, C. (2005). L'énergie éolienne: état de l'art. Revue 3EI, (40), 33-40.

[8] Laverdure, N., Roye, D., Bacha, S., & Belhomme, R. (2004). Technologie des systèmes éoliens Intégration dans les réseaux électriques. La revue 3EI, (39).

[9] Philippe, L. Marc, R. Edmond S. (2001)."Eoliennes ", Techniques de l'ingénieur, BM 4640.

[10] Jean-Claude, S. (2006)."Nouvelles technologies de l'énergie 1", Herméslavoisier, pp. 137-178, ISBN Volume 1 :2-7462-1376-1.

[11] Rogez, V. (2004). Modélisation simplifiée de sources de production décentralisée pour des études de dynamique des réseaux. Application à l'intégration d'une production éolienne dans un réseau de distribution insulaire. Th: Génie Electrique: Université d'Artois, Béthune.

[12] Muljadi, E., Pierce, K., & Migliore, P. (2000, January). A conservative control strategy for variable-speed stall-regulated wind turbines. In 2000 ASME Wind Energy Symposium (p. 31).

[13] Stegmann, J. A., & Kamper, M. J. (2010, January). Economic and efficiency evaluation of different battery charging wind generator systems. In Southern African Universities Power Engineering Conference (SAUPEC), Johannesburg, South Africa, Citeseer.

[14] Karrari, M., Rosehart, W., & Malik, O. P. (2005). Comprehensive control strategy for a variable speed cage machine wind generation unit. IEEE Transactions on Energy Conversion, 20(2), 415-423.

[15] Van der Hoven, I. (1957). Power spectrum of horizontal wind speed in the frequency range from 0.0007 to 900 cycles per hour. Journal of meteorology, 14(2), 160-164.

[16] Gasch, R., & Twele, J. (Eds.). (2011). Wind power plants: fundamentals, design, construction and operation. Springer Science & Business Media.

[17] Heier, S. (1998). "Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems", Publications John Wiley & Sons, ISBN 0-471-97143-X.

[18] Retif, J. M. (2008). Commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones. INSA Lyon.

[19] Nahidmobarakeh, B. (2001). Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification" en ligne" des paramètres.

[20] Polinder, H., Van der Pijl, F. F., De Vilder, G. J., & Tavner, P. J. (2006). Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines. IEEE Transactions on energy conversion, 21(3), 725-733.

[21] Lesenne, J., Notelet, F., & Seguier, G. (1981). Introduction à l'électrotechnique approfondie (pp. 93-126). Technique et documentation.

[22] Mohan, N. (2014). Advanced electric drives: analysis, control, and modeling using MATLAB/Simulink. John wiley & sons.

[23] Ragot, P. (2008). Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents (No. THESIS). EPFL.

[24] Bernardinis, A. D. (2000). Étude et optimisation d'un ensemble alternateur à aimants-redresseur commandé: application à un véhicule hybride (Doctoral dissertation, Vandoeuvre-les-Nancy, INPL).

[25] Gaillard, A. (2010). Système éolien basé sur une MADA: contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service (Doctoral dissertation, Université Henri Poincaré-Nancy 1).

[26] Bousseau, P., Belhomme, R., Monnot, E., Laverdure, N., Boëda, D., Roye, D., & Bacha, S. (2006). Contribution of wind farms to ancillary services. Cigre, 21, 1-11

[27] 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.

[28] Burton, T., Jenkins, N., Sharpe, D., & Bossanyi, E. (2011). Wind energy handbook. John Wiley & Sons.

[29] Beltran, B. (2010). contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation: du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur (Doctoral dissertation).

[30] El Aimani, S. (2004). Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension. Ecole Centrale de Lille, Université des Sciences et Technologies de Lille.

[31] Hansen, A. D., Iov, F., Sørensen, P. E., Cutululis, N. A., Jauch, C., & Blaabjerg, F. (2007). Dynamic wind turbine models in power system simulation tool DIgSILENT.

[32] El Mourabit, Y., Derouich, A., El Ghzizal, A., El Ouanjli, N., & Zamzoum, O. (2020). Nonlinear backstepping control for PMSG wind turbine used on the real wind profile of the Dakhla-Morocco city. International Transactions on Electrical Energy Systems.. https://doi.org/10.1002/2050-7038.12297

[33] Sørensen, P. Bak-Jensen, B. Kristian, J. Hansen, A. D. Janosi, L.Bech, J. (2000)."Power Plant Characteristics of Wind Farms".In Wind Power for the 21st Century; Proceedings of the International Conference Kassel, Germany.

[34] Hansen, A. D., Sorensen, P., Janosi, L., & Bech, J. (2001, December). Wind farm modelling for power quality. In IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No. 37243) (Vol. 3, pp. 1959-1964). IEEE.

[35] Stevenson, P. (2015). Contribution au développement d'un concept d'hybridation énergétique: structures de commande d'un système intégré éolien-hydrolien (Doctoral dissertation, Le Havre).

CHAPITRE 3 : STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE GENERATEUR D'UN SYSTEME EOLIEN A BASE DE LA GSAP

Résumé : Ce chapitre permet d'introduire les concepts des différentes stratégies de commande appliquées au convertisseur statique côté machine. Les modèles analytiques des différents constituants de la chaîne de conversion éolienne sont décrites dans le chapitre précédent dont le modèle mathématique de la génératrice GSAP qui a été décrit en détail et qui a représenté d'une manière assez satisfaisante le comportement réel du générateur. Le contrôle vectoriel à flux orienté (FOC) est d'abord élaboré dans ce chapitre, la synthèse et la conception des régulateurs Proportionnel-Intégral et PI-Flou sont achevées. La deuxième partie du chapitre traite le contrôle direct du couple (DTC). Une synthèse des contrôleurs à hystérésis ainsi que les estimations nécessaires sont étudiés. La troisième partie du chapitre élabore le principe du contrôle Backstepping adaptatif appliqué au convertisseur statique côté machine. Des tests de robustesses et de performances des algorithmes de contrôle sont effectués à l'aide des simulations numériques via l'environnement Matlab/Simulink.

Notations utilisées dans le chapitre :

$\cos\varphi$: Facteur de puissance.

P_{nom} : Puissance nominale du générateur éolien.

P_{gen} : Puissance active du générateur.

Q_{gen} : Puissance réactive du générateur.

Rs : Résistance des enroulements de la génératrice.

Ls : Inductance synchrone des enroulements.

Vs : Tension aux bornes du stator.

Ψ_f : Valeur du flux d'aimant permanent.

ω_e : Pulsation électrique.

T_{tur}: Couple mécanique de la turbine.

T_{em}: Couple électromagnétique de la GSAP.

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

f_c: Somme des forces de frottement.

Ω: Vitesse de l'ensemble turbine-génératrice.

i_{sabc} : Intensités des courants des phases statoriques.

Ψ_{sabc} : Flux totaux à travers les bobines statoriques.

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

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Tensions terminales du stator dans le repère stationnaire.

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

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

$\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$: Composantes du flux statorique dans le plan stationnaire.

Ψ_s: Flux statorique.

L_d, L_q : Composantes directe et quadratique de l'inductance cyclique statorique.

s : Variable de Laplace.

ω_n : Pulsation naturelle du système deuxième ordre.

ζ: Coefficient d'amortissement du système deuxième ordre.

K_p: Gain proportionnel du correcteur PI.

K_i: Gain intégral du correcteur PI.

E_d, E_q : Termes de compensation.

T_e: Constante de temps de la machine.

G_u, G_e et G_{de}: Facteurs d'échelle du régulateur flou.

δ : Angle de puissance.

$H_{T_{em}}$: Erreur du couple électromagnétique.

H_{Ψ_s}: Erreur du flux statorique.

u : Entrée de commande.

θ : Vecteur paramétrique connu.

$[x]^T$: Vecteur d'état.

$\psi(x)$: Vecteur de fonction non-linéaire lisse.

y : Sortie du système.

ξ : Erreur entre la grandeur réelle et la consigne.

$\alpha(x)$: Fonction stabilisante.

V: Fonction candidate de Lyapunov.

I- Introduction

Historiquement, la production de l'énergie électrique a été inventée par Michael Faraday en 1831 sous forme d'un générateur DC (également appelé Faraday Disk). Bien entendu, cette production d'énergie électrique affronte plusieurs problèmes tels que les ressources limitées en combustibles fossiles et les sous-productions indésirables de l'utilisation des ressources en combustibles. Des solutions plus propres et plus durables pour un développement à long terme s'exposent comme des solutions prometteuses [1,2]. La production de l'énergie éolienne croît de manière plus significative que tout autre type et joue un rôle important dans l'approvisionnement énergétique des systèmes modernes [3,4].

A ce stade, la présence de l'électronique de puissance et les techniques de contrôle jouent un rôle essentiel dans les systèmes de génération/conversion d'énergie distribuée. La contribution de l'électronique de puissance et les techniques de contrôle dans les systèmes de génération et de conversion d'énergie se présentent essentiellement dans ce qui suit :

- L'interfaçage du convertisseur vers la ressource d'origine.
- La conversion de puissance intermédiaire via le bus continu.
- L'interfaçage de connexion au réseau de distribution.
- Les unités de contrôle et de surveillance.

Grâce à l'électronique de puissance et les techniques de contrôle, les performances des systèmes de génération/conversion d'énergie renouvelable ne cessent de s'améliorer.

La puissance active peut être acheminée dans les deux directions (éolienne / réseau) grâce à la technologie des convertisseurs de puissance dos-à-dos de source de tension. Par conséquent, il est possible de contrôler complètement la puissance (extraite / fournie) via un convertisseur de puissance dos à dos de source de tension à pleine puissance [5]. Avec les techniques de contrôle de plus en plus avancées, les convertisseurs statiques de puissance jouent un rôle très important non seulement pour réduire les contraintes mécaniques et augmenter le rendement énergétique, mais aussi pour faire de l'ensemble du système de génération une conversion d'énergie entièrement contrôlable [6]. L'utilisation des convertisseurs de puissance devient une solution attrayante pour les applications d'énergie produite connectées au réseau même s'il y a des pertes dues aux pertes de commutation [7].

L'étude des différentes stratégies de commandes dans ce présent chapitre est réservée à la génératrice synchrone à aimant permanent, dont la synthèse et la modélisation mathématique du générateur ont été détaillés dans le chapitre II. Le choix de la GSAP n'est pas fortuit, il est basé sur plusieurs avantages technologiques et économiques [8-10]. Plusieurs stratégies de contrôle pouvant être appliquées au système de conversion d'énergie éolienne basé sur une

GSAP. On trouve entre autres, le contrôle vectoriel à flux orienté communément appelé (FOC), le contrôle direct du couple appelé (DTC) et le contrôle non linéaire Backstepping. Ces trois stratégies de commandes seront appliquées au convertisseur statique côté machine afin de contrôler le couple électromagnétique ainsi que les puissances active et réactive du générateur éolien.

II- Contrôle vectoriel à flux orienté (FOC)

1. Objectif et principe du contrôle vectoriel

Le principe du contrôle vectoriel 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 ce contrôle 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.

Le contrôle vectoriel a été conçue la première fois par "Blaschke" en 1972 [11], après il a été développée par "Hasse" en 1979 [12]. L'idée est de décomposer le courant statorique de la machine en deux parties, l'une produit le couple électromagnétique et l'autre produit le flux. De plus, il faut choisir le système d'axe d-q comme référentiel [13,14].

Le contrôle vectoriel est généralement basé sur des régulateurs Proportionnel-Intégral, cependant, ce type de correcteur connu quelques désavantages au niveau de changement paramétrique de la machine. Une autre architecture se base sur les régulateurs flous, qui se présentent comme solution alternative du régulateur standard, sera étudiée dans ce chapitre.

Plusieurs lois de commandes des redresseurs ont été proposées dans la littérature [1, 11, 12,-15-21]. Le mode de contrôle de ces redresseurs peuvent 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.

2. La commande en couple électromagnétique de GSAP

Parmi les stratégies de la commande de la GSAP on trouve la stratégie de commande en couple électromagnétique. Cette commande se base sur le contrôle vectoriel des tensions statoriques. Cela implique qu'on doit imposer des tensions de références pour le redresseur triphasé afin de définir les signaux de commande des bras du redresseur, de telle sorte que les tensions statoriques du générateur soient similaires aux tensions de références imposées.

Cette stratégie de commande nécessite un découplage des composantes du courant statorique i_{sd} et i_{sq} définies dans le repère tournant d-q. Ce découplage rend la commande de la GSAP est similaire à la commande d'une MCC où le contrôle du couple électromagnétique s'effectue en contrôlant le courant i_{sq} et le contrôle du flux s'effectue en contrôlant le courant direct i_{sd} .

Le principe de la stratégie du contrôle en couple électromagnétique (évidemment contrôle en vitesse de rotation mécanique) est représenté dans le schéma bloc ci-dessous :

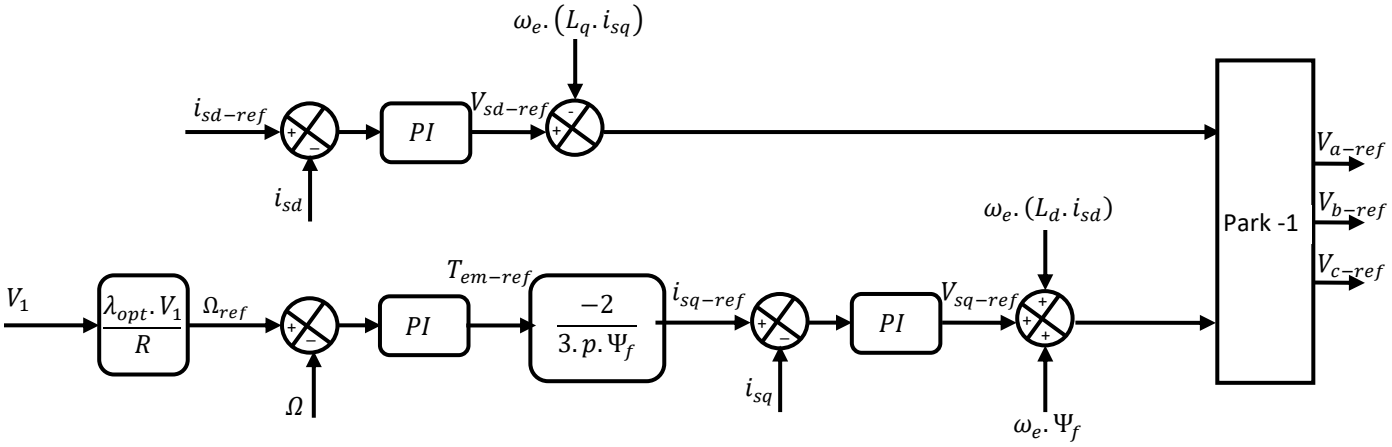


Figure 3. 1- Principe du contrôle en couple électromagnétique de GSAP

Les valeurs de références $V_{abc-ref}$ d'après la Figure 3.1 représentent les tensions de référence des tensions statoriques à imposer à l'entrée du convertisseur statique côté machine (redresseur) afin d'obtenir la vitesse de rotation mécanique désirée.

Les valeurs de références V_{sd-ref} et V_{sq-ref} représentent les tensions statoriques découplées, leurs expressions seront calculées suivant l'équation 2.36 :

$$\begin{cases} V_{sd-ref} = -(R_s + S.L_d).I_{sd} \\ V_{sq-ref} = -(R_s + S.L_q).I_{sq} \end{cases} \quad (3.1)$$

La synthèse des régulateurs PI se base sur l'équation 3.1 pour réguler les valeurs des courants statoriques i_{sd} et i_{sq}.

3. Conception des régulateurs

3.1. Principe 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.

Le contrôle vectoriel de GSAP est basé sur la capture de la position angulaire [22]. Le flux magnétique rotorique est produit par des aimants permanents et tourne à une vitesse égale à celle de synchronisme statorique.

Le modèle dans le repère rotatif de la machine synchrone à aimant permanent selon l'équation 2.27.

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s.i_{sd} - L_d\frac{d(i_{sd})}{dt} - \omega_e.\left(L_q.i_{sq}\right) \\ V_{sq} = -R_s.i_{sq} - L_q\frac{d(i_{sq})}{dt} + \omega_e.(L_d.i_{sd}) + \omega_e.\Psi_f \end{cases} \quad (3.2)$$

L'expression du couple électromagnétique de GSAP selon l'équation 2.32 est donnée par :

$$T_{em} = \frac{-3}{2}.p.[(\mathrm{L_d} - \mathrm{L_q})\mathrm{i}_{sd}.i_{sq} + \Psi_f.i_{sq}] \quad (3.3)$$

En partant de l'équation 3.3, le découplage peut être réalisé de telle sorte que le couple électromagnétique sera contrôlé uniquement par la composante du courant statorique quadrature i_{sq}. La formule finale pour une machine à pôles lisses ($\mathrm{L_d} = \mathrm{L_q}$)sera :

$$T_{em} = \frac{-3}{2}.p.\Psi_f.i_{sq} \quad (3.4)$$

Cependant, pour une machine à pôles saillants ou bien à pôle lisses, le contrôle vectoriel impose un courant statorique direct référence nul $i_{sd-ref} = 0\mathrm{A}$ pour aboutir toujours à l'expression du couple de la machine exprimée par la formule de l'équation 3.4.

Les puissances active et réactive du générateur peuvent être écrites respectivement par les équations 3.5 et 3.6 :

$$P_{gen} = \frac{3}{2}.\left[V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq}\right] \quad (3.5)$$

$$Q_{gen} = \frac{3}{2}.\left[V_{sq}i_{sd} - V_{sd}i_{sq}\right] \quad (3.6)$$

3.2. Synthèse du régulateur PI

Considérons le schéma bloc du système à réguler de la figure 3.1. Le régulateur PI utilisé pour commander la GSAP a comme expression $\frac{K_p s + K_i}{s}$. Où "K_p"présente le gain proportionnel du correcteur PI, "K_i" présente le gain intégral et "s" le variable de Laplace.
Compte tenu des expressions des équations 2.36, 2.37 et 2.38, on aura un système régulé de premier ordre des courants statoriques défini par la fonction de transfert suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s.I_{sd} - s.L_d.I_{sd} - E_q \\ V_{sq} = -R_s.I_{sq} - s.L_q.I_{sq} + E_d \end{cases} \quad (3.7)$$

Les termes de compensation E_d, E_q se considèrent comme éléments perturbateurs mesurables. 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.

$L_s = L_d = L_q$: Représente l'inductance statorique de la machine à pôles lisses.

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.

Les schémas blocs de Figures 3.2 et 3.3 présentent le système des courants régulés par le régulateur PI.

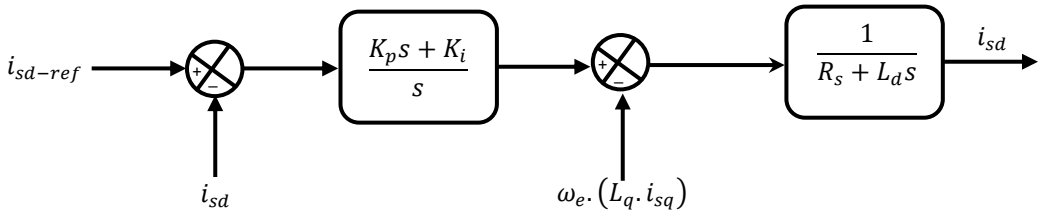


Figure 3. 2- Boucle de régulation du courant statorique direct

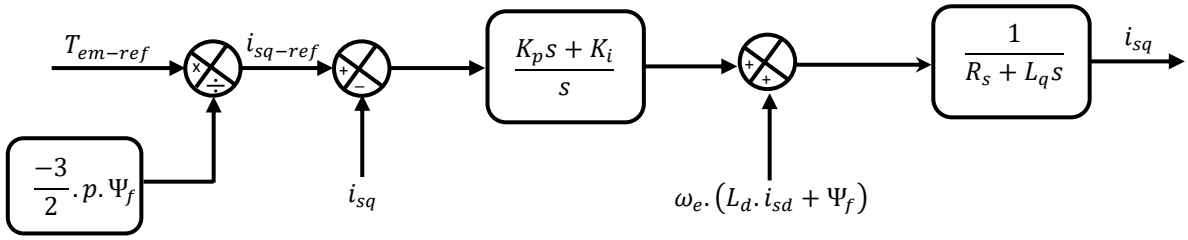


Figure 3. 3- Boucle de régulation du courant statorique quadrature

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 3.4.

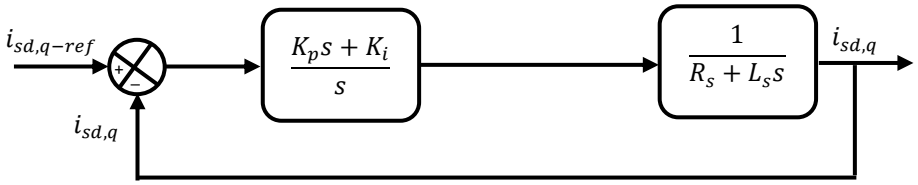


Figure 3. 4- Boucle de régulation simplifiée des courants statoriques

La fonction de transfert en boucle ouverte est définie par :

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

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 :

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

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

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

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

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 :

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

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.

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

La pulsation naturelle ω_n est obtenue par :

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T_e} \quad (3.19)$$

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

La structure du contrôle vectoriel de GSAP est représentée par la Figure 3.5 où V_{sd-ref} et V_{sq-ref} représentent les tensions de références appliquées au convertisseur statique côté machine.

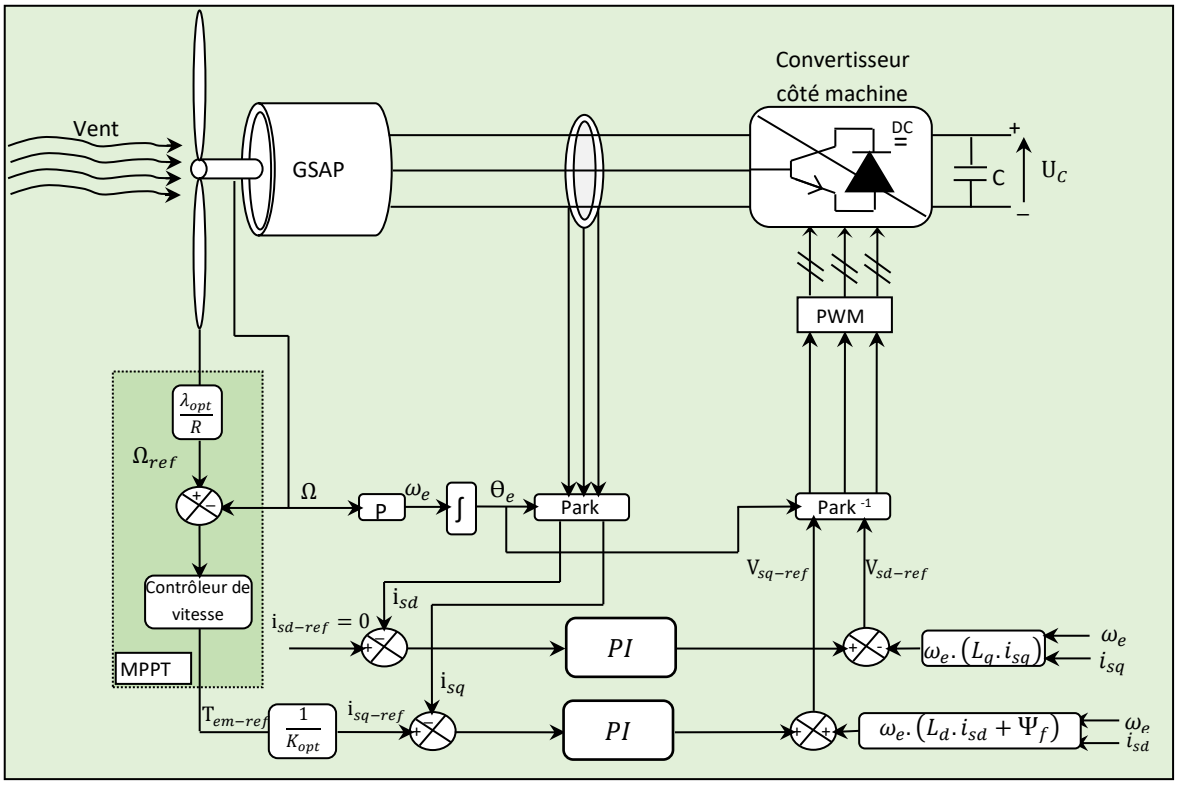


Figure 3. 5- Schéma bloc du contrôle vectoriel appliqué à GSAP utilisant des régulateurs PI

3.3. Synthèse des régulateurs flous

3.3.1. Applications de logique floue dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne

L'objectif de tout contrôle utilisé pour la prévision de la demande d'énergie est fondé sur les anomalies entre les systèmes réels et le modèle mathématique approprié. La différence entre les formulations réelles et mathématiques peut résulter de l'approximation du comportement complexe du système par un modèle mathématique, ou des changements dans les paramètres dynamiques du système. Pour ces raisons, les chercheurs utilisent divers contrôles intelligents et robustes tels que la logique floue, la génétique ou les algorithmes de réseaux de neurones pour résoudre les problèmes de variations paramétriques et pour disposer d'un système rapide, robuste et stable.

Étant donné que les contrôleurs conventionnels sont moins flexibles et ne peuvent pas gérer la non-linéarité, on va étudier le comportement d'un contrôleur flou pour réguler les courants statoriques employés dans le contrôle vectoriel. Le contrôleur flou est facile à implémenter et à comprendre en raison de leurs bases de règles. Il peut fonctionner avec des entrées inexactes et n'a pas besoin d'un modèle mathématique précis. Ce type de contrôleur gère le fonctionnement du système non linéaire SCEE et peut être insensible aux perturbations [23].

3.3.2. Concept du contrôleur flou

Le contrôleur flou est souvent exprimé comme une méthode de contrôle non linéaire. Ce contrôleur présente certains avantages par rapport au contrôleur traditionnel. Des gains variables peuvent être obtenus sur la base d'erreurs pour résoudre les problèmes produits par l'incertitude du système. Le schéma du contrôleur flou utilisé pour piloter le convertisseur côté machine est illustré à la Figure 3.6. Le processus de fuzzification reçoit deux grandeurs d'entrée à savoir : l'erreur (e) et sa dérivée (Δe). Il s'agit ensuite de la phase de décision de la commande appropriée en fonction des fonctions de règle d'inférence. Enfin, la phase de defuzzification des quantités floues est réglée pour fournir la variable de contrôle appropriée [23]. Le contrôleur flou offre des solutions plus efficaces que les autres contrôleurs conventionnels. La structure du contrôleur flou permet d'ajouter une amélioration au niveau de suivi des instructions de tout processus, entre autres dans les stratégies de contrôle des SCEE.

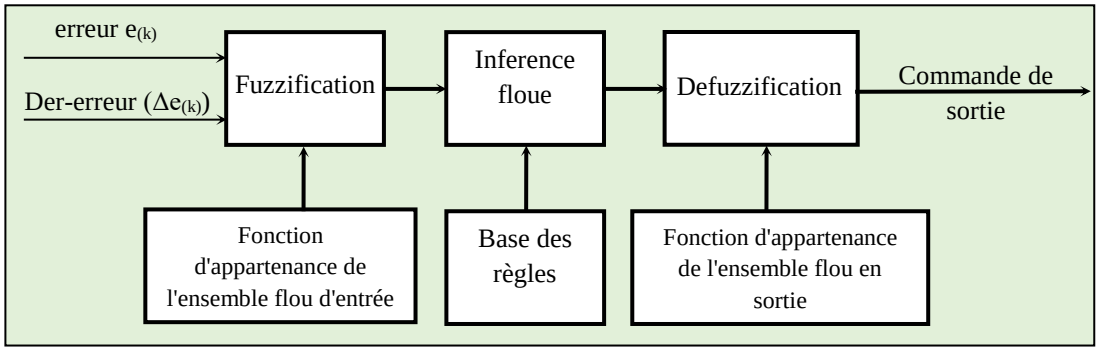


Figure 3. 6- Schéma du contrôleur flou

La structure de logique floue comprend un certain nombre d'actions : la fuzzification des grandeurs d'entrée qui sont définies comme l'erreur et sa dérivée, le choix de la décision appropriée en fonction des règles d'inférence du contrôleur flou et enfin la phase de defuzzification des éléments de sortie pour fournir une structure adéquate des signaux de commande. Les variables d'entrée FLC sont sélectionnées comme signaux qui doivent varier avec le changement de sortie.

Dans la phase de fuzzification, il est essentiel de convertir les entrées physiques en une forme linguistique compréhensible par le moteur d'inférence. Les variables linguistiques forment ensuite la base des règles floues nécessaires pour prendre la décision dans la phase d'inférence via un opérateur intelligent. L'inférence floue est une action qui est basée sur la comparaison de connaissances avec une expertise humaine selon les règles "Si .... Alors ....". Le tableau d'inférence est construit selon une analyse qualitative floue définie soit par l'inférence floue de Mamdani ou Sugeno [24,25]. Dans ce travail, la méthode d'inférence "Max-Min" a été choisie.

Le tableau 3.1 montre les règles de base choisies pour le contrôleur flou utilisé.

Cmd de sortie		**Der-erreur (Δe)**						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
Erreur (e)	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
	Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau 3. 1- Table de base des règles du contrôleur flou

Dans la plupart des cas, les règles floues seront très simples concernant (e) qui représente l'erreur et (Δe) qui représente la variation de l'erreur (e). Si nous prenons par exemple le cas

où ((e) est positif grand (PG) et (Δe) est négatif grand (NG)) alors, dans ce cas, la commande de sortie sera nulle (Z). Le transversal représentant des situations à peu près équivalentes.

La dernière phase de conception des contrôleurs flous est la defuzzification. Cette étape consiste à déterminer les quantités physiques de sortie des résultats d'inférence selon l'algorithme de defuzzification adopté. En fait, il existe plusieurs algorithmes à savoir : la defuzzification par la valeur maximale, la defuzzification par le centre maximal et la defuzzification par le centre de gravité. Ce dernier est le plus utilisé et il est choisi dans ce travail. La sortie et les entrées du FLC sont ajustées en fonction des gains pour représenter les variables utilisées à des intervalles normalisés [26].

La Figure 3.7 illustre la structure d'un contrôleur flou avec les fonctions d'appartenances.

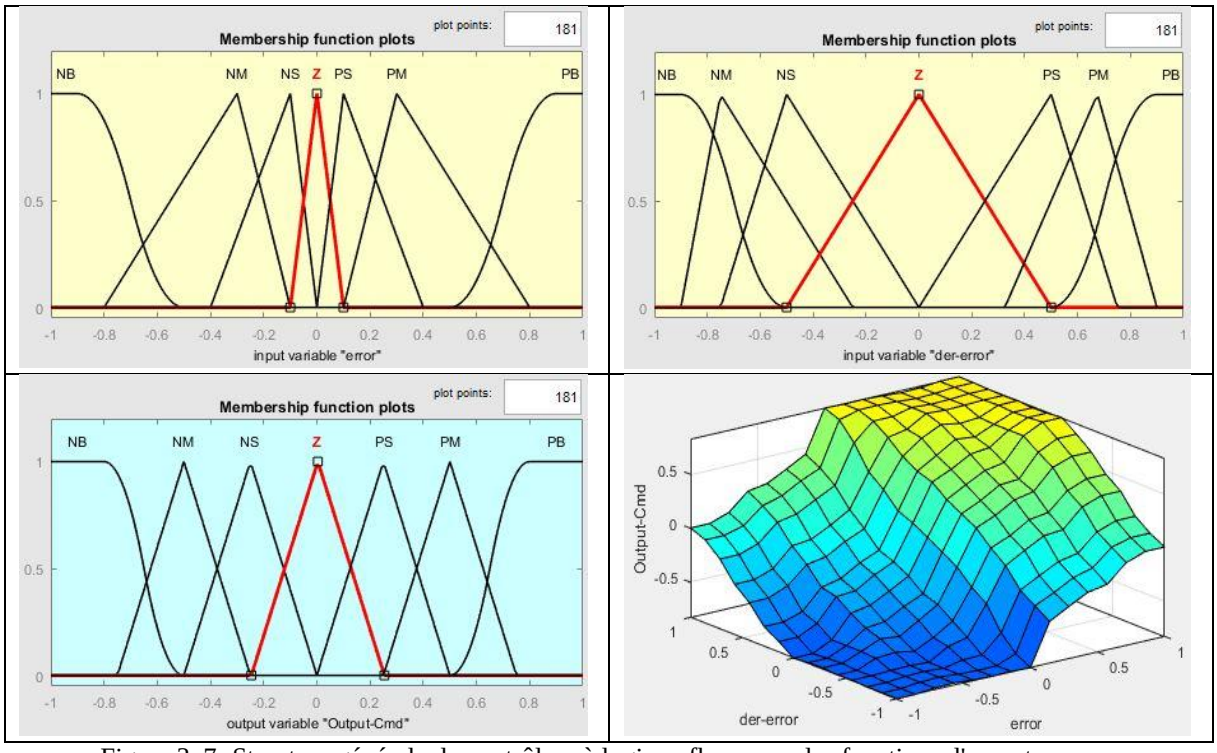


Figure 3. 7- Structure générale du contrôleur à logique floue avec les fonctions d'appartenances

- Réglage des facteurs d'échelle :

Afin de normaliser les variables physiques dans l'intervalle [-1 ; +1] on utilise très souvent des facteurs d'échelle. Ces facteurs se considèrent comme des éléments importants dans les blocs des régulateurs flous en raison de leurs impacts significatifs sur le comportement du régulateur flou. La figure 3.8 montre le schéma du contrôleur flou avec les facteurs d'échelle.

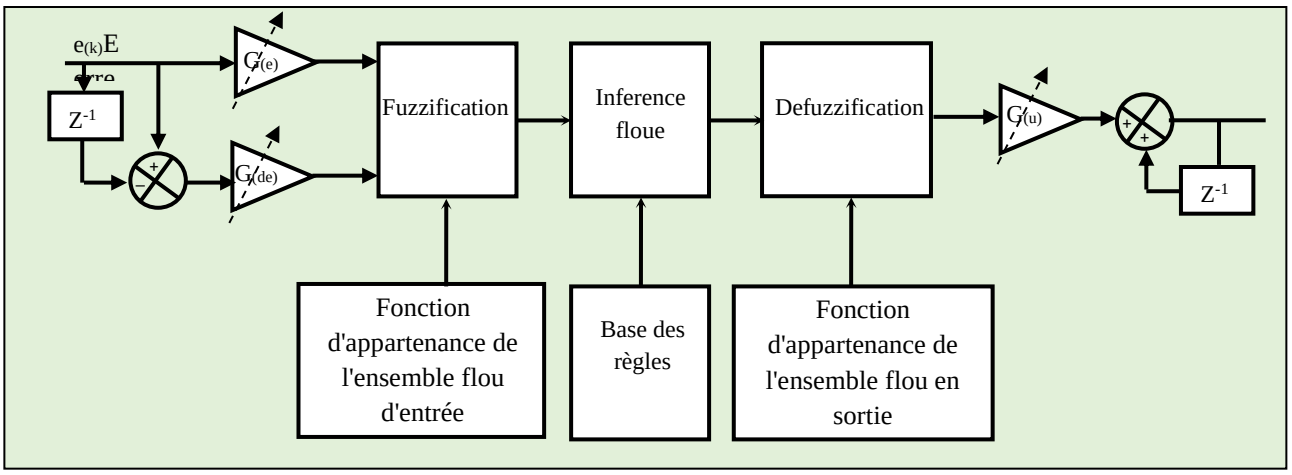


Figure 3. 8- Schéma bloc du contrôleur flou avec les facteurs d'échelle

La détermination des valeurs initiales des facteurs d'échelle se réside sur la corrélation entre ces facteurs du correcteur flou et les gains du correcteur PI [27]. Ils sont déterminés à partir des expressions suivantes :

$$G_e = \frac{K_i T_s}{G_u} \tag{3.20}$$

$$G_{de} = \frac{K_p}{G_u} \tag{3.21}$$

Avec :

"K_p" et "K_i" représentent les gains proportionnel et intégral respectivement du correcteur PI.

T_s : représente le temps d'échantillonnage.

G_u : représente le facteur d'échelle de sortie.

Généralement, le facteur d'échelle de sortie G_u aura moins d'influence sur le système par rapport aux facteurs d'échelle G_e et G_{de}. Dans la littérature, G_u prend une faible valeur comprise entre 1 et 3 [27].

Le schéma bloc général du contrôle vectoriel de la GSAP utilisant les régulateurs flous est présenté dans la Figure 3.9.

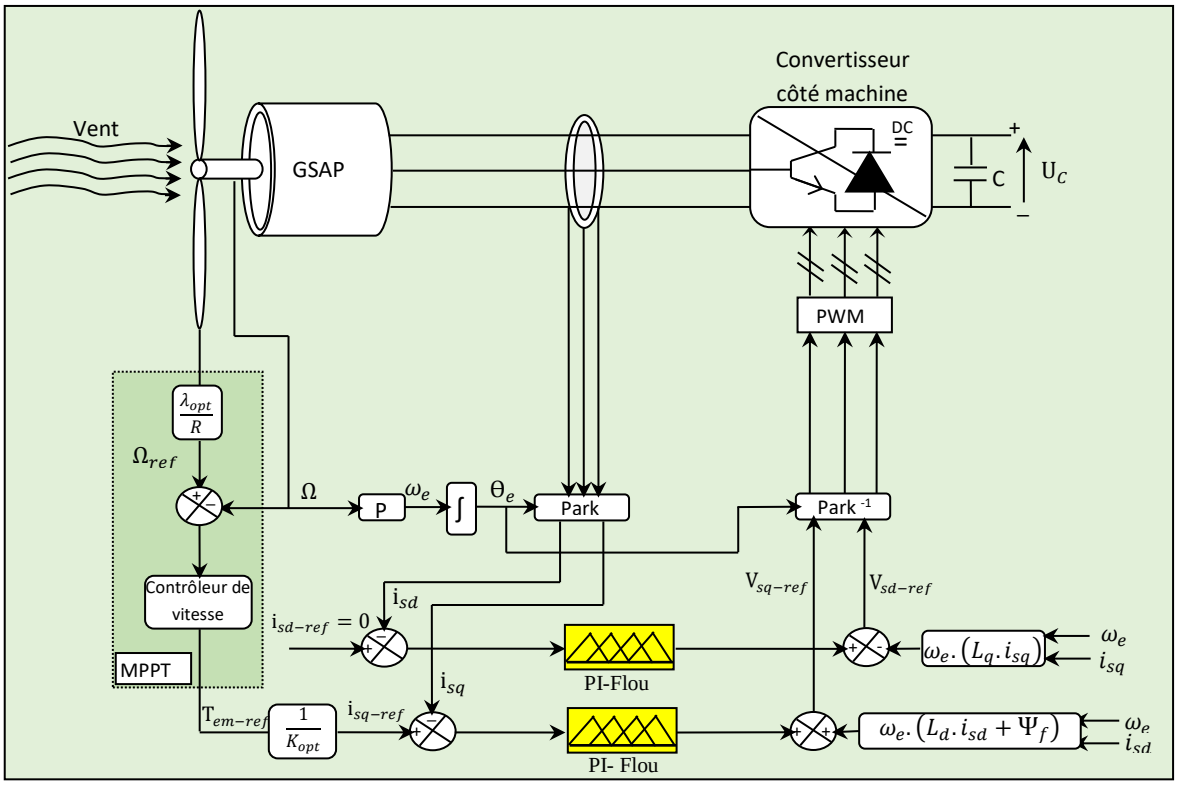


Figure 3. 9- Schéma bloc du contrôle vectoriel appliqué à GSAP utilisant des régulateurs PI-flous

4. Résultats de simulation

La stratégie de contrôle vectoriel de la GSAP a été validée par simulation numérique en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres du système éolien (Turbine + GSAP) sont donnés en annexe F. Le test de comparaison des performances de la régulation utilisant les correcteurs classiques PI et le correcteur PI-Flou effectué selon une série d'essais.

La comparaison se base sur les tests de robustesse, de suivi des consignes et la sensibilité à la perturbation extérieure.

4.1.Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations extérieures

4.1.1. Vitesse du vent variable

La turbine est entrainée par une vitesse du vent représentant une portion du vent mesuré de la ville de Dakhla pour avoir un vent fluctuant et réel. L'objectif de ce test est de vérifier le découplage entre les composantes du courant statorique, et par conséquent, une commande en couple électromagnétique de la GSAP.

Deux régulateurs seront étudiés dans ce test, le régulateur PI classique et le régulateur PI-Flou. Une comparaison entre les performances offertes par ces régulateurs sera abordée. Les Figures suivantes résument les résultats de simulation effectuée tout en appliquant l'algorithme de maximisation de puissance MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation mécanique.

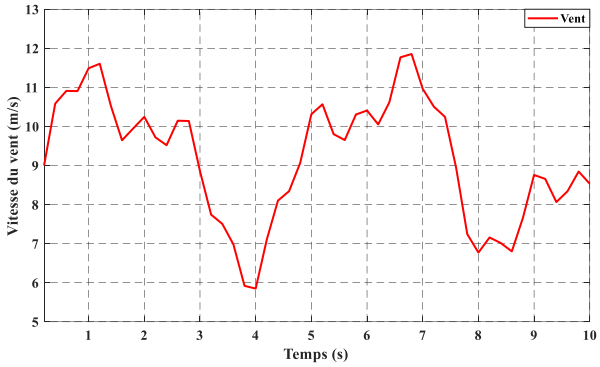


Figure 3. 10- Profil de vitesse en présence du vent fluctuant

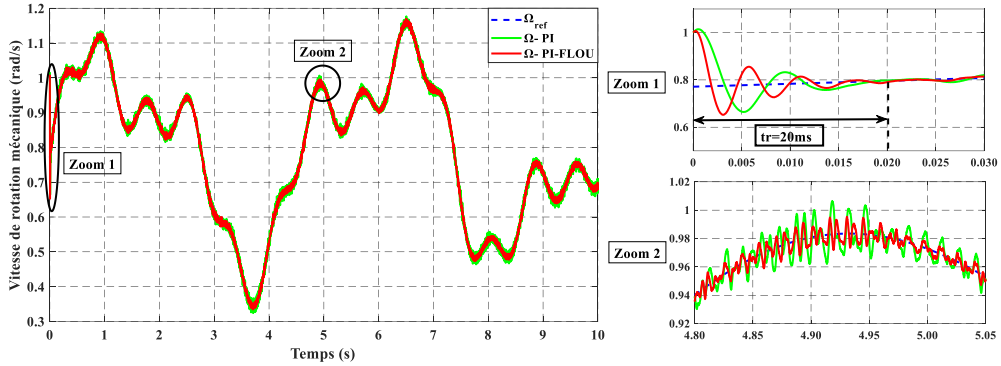


Figure 3. 11- Vitesse de rotation mécanique en présence du vent fluctuant

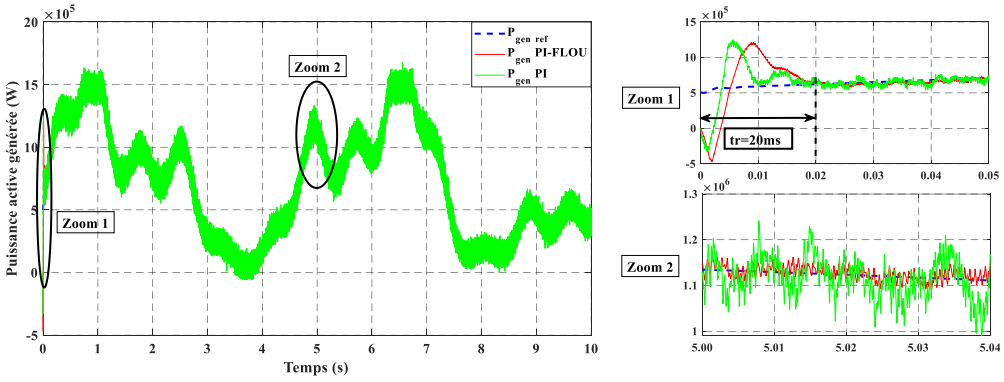


Figure 3. 12- Puissance active générée en présence vent fluctuant

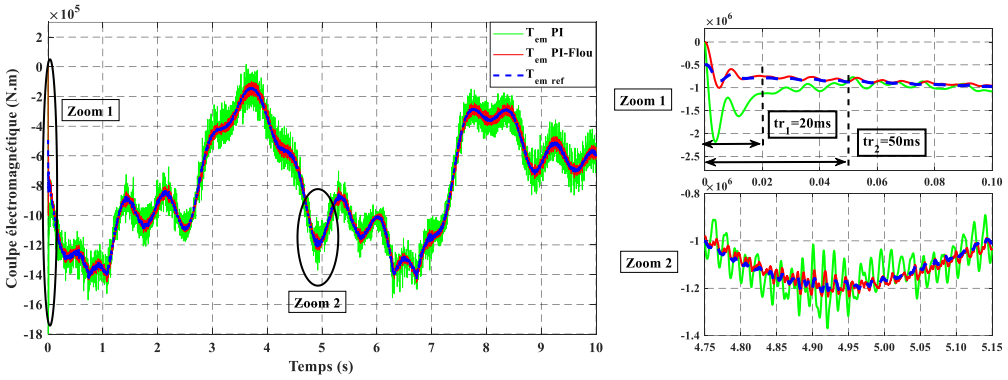


Figure 3. 13- Couple électromagnétique en présence du vent fluctuant

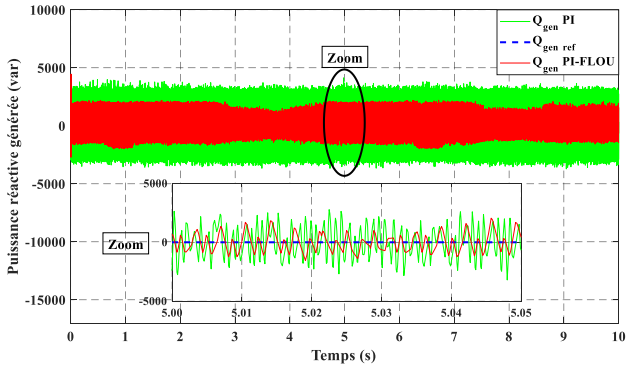


Figure 3. 14- Puissance réactive générée en présence du vent fluctuant

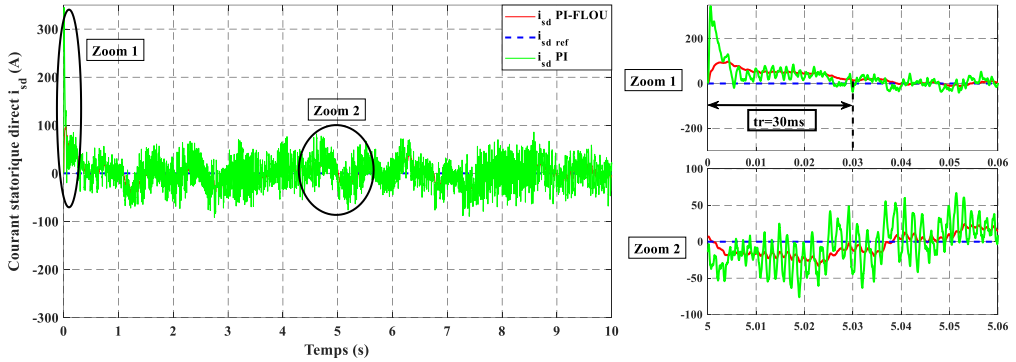


Figure 3. 15- Courant statorique direct i_{sd} en présence du vent fluctuant

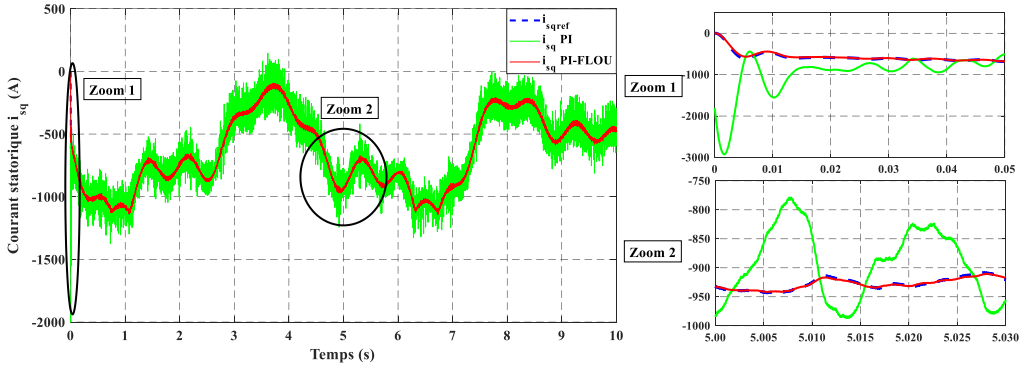


Figure 3. 16- Courant statorique quadrature i_{sq} en présence du vent fluctuant

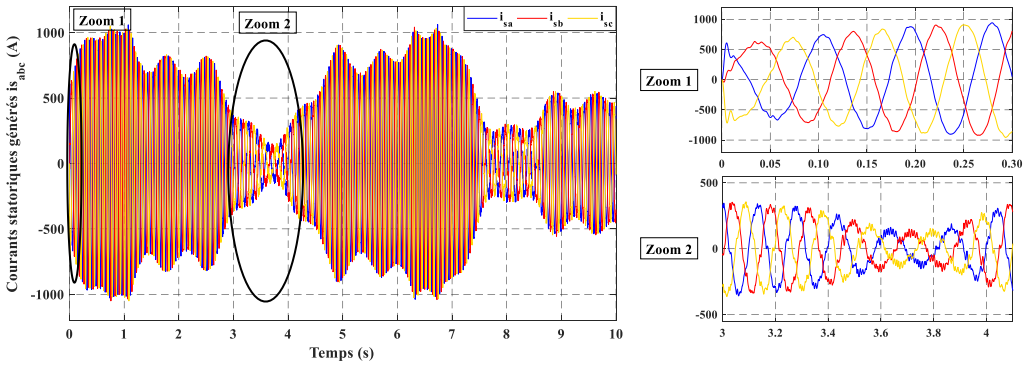


Figure 3. 17- Courants statoriques générés avec le régulateur PI en présence du vent fluctuant

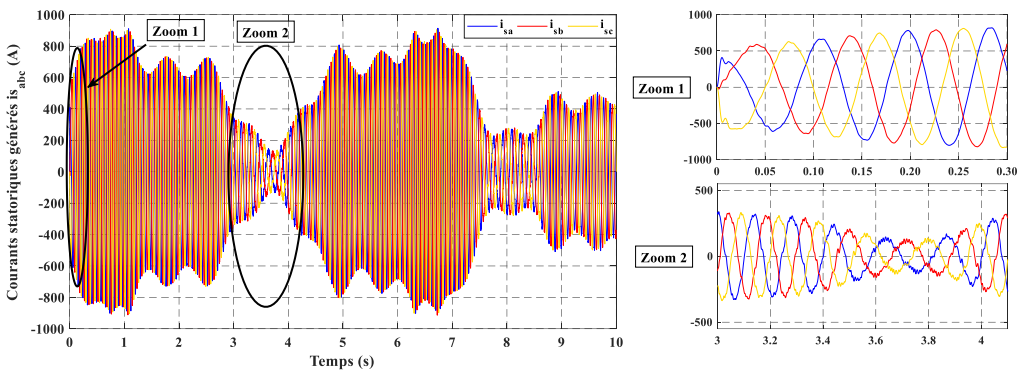


Figure 3. 18- Courants statoriques générés avec le régulateur PI-Flou en présence du vent fluctuant

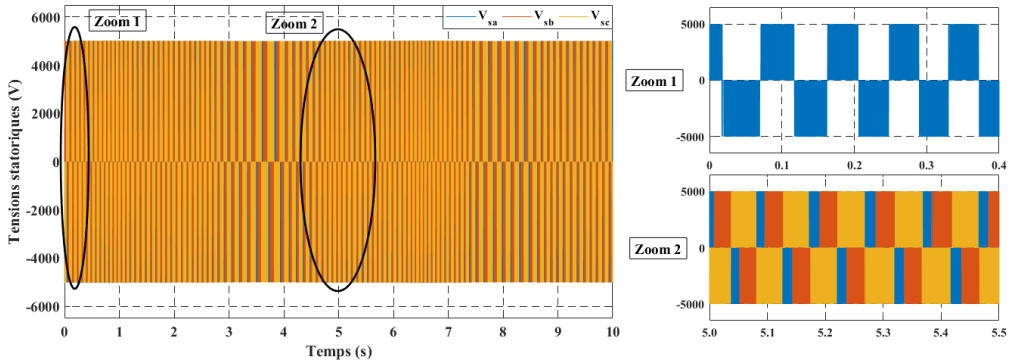


Figure 3. 19- Tensions triphasés statoriques

D'après les résultats trouvés pour cet essai en présence d'un vent fluctuant, on peut remarquer que la commande vectorielle basée sur les régulateurs PI-Flous offre des meilleurs résultats par rapport aux régulateurs PI classiques. D'autre part, les consignes fixées pour les deux méthodes de régulation (PI et PI-Flou) sont bien suivies aussi bien pour le couple électromagnétique, les puissances active et réactive ainsi que les courants statoriques générés. Cependant, les allures des courants statoriques présentent des ondulations dues aux commutations des interrupteurs électroniques du convertisseur statique côté machine. De plus, le courant de référence du courant statorique en quadrature $i_{sq\text{-}ref}$ provient du couple électromagnétique de référence ce qui justifie sa valeur variable ondulée comme montre la Figure 3.16- Zoom 1.

Par ailleurs, l'allure du courant statorique quadrature est proportionnelle au couple électromagnétique présenté à la Figure 3.13 et en valeur absolue à la puissance active présentée à la Figure 3.12. On constate alors que la puissance active générée est une conséquence directe du couple électromagnétique de la machine. En d'autre terme, la puissance active est contrôlée par le courant statorique de l'axe quadrature, tandis que la puissance réactive est conséquence directe du courant statorique de l'axe direct. La forme d'onde des courants statoriques générés pour les deux régulateurs PI et PI-Flou sont représentés respectivement aux Figures 3.17 et 3.18. On peut constater que les courants générés ont presque la forme sinusoïdale aussi bien pour le régime statique que pour le régime

dynamique. La fréquence des ondes triphasées est variable suivant la variation de la vitesse de rotation mécanique provoquée par la variation de la vitesse du vent. On peut remarquer d'après toujours les Figures 3.17 et 3.18 que l'amplitude des courants statoriques triphasés dépend de la valeur de la puissance du générateur tandis que la fréquence des ondes triphasés dépend directement de la vitesse de rotation mécanique. Ce qui justifie le rôle des convertisseurs statiques montés en dos-à-dos pour ajuster les grandeurs électriques fournies au réseau.

La Figure 3.19 représente les tensions statoriques triphasés, la forme des allures tensions est conséquence directe de la commutation des interrupteurs électroniques du convertisseur. Le Zoom 1 de la Figure 3.19 illustre une tension composée statorique d'amplitude 5000V, tandis que le Zoom 2 illustre une portion ajustée des tensions triphasées.

La rapidité du système est bien assurée, on peut l'observer dans les Figures 3.11, 3.12, 3.13 et 3.15. Un temps de réponse de 20ms est suffisant pour la poursuite de la vitesse de rotation mécanique sa valeur de référence. Le même temps de réponse se voit dans l'allure de la puissance active, tandis qu'une rapidité estimée nécessaire de 30ms pour le courant statorique direct pour rattraper sa valeur de référence. Le couple électromagnétique a besoin de 20ms pour le rattrapage de la valeur de référence si on utilise un régulateur PI-Flou, tandis qu'il a besoin de presque 50ms dans le cas de régulateur classique PI. On peut constater que même si la dynamique globale du système éolien reste relativement lente, la régulation des différentes grandeurs offre de bonne performance de poursuite.

4.1.2. Vitesse du vent constante et puissance réactive variable

Dans cet essai on impose des échelons de puissance réactive alors que la GSAP couplée à la turbine éolienne est entraînée par une vitesse du vent fixe de 9m/s. Cela consiste à imposer des valeurs en palier du courant statorique direct i_{sd}.

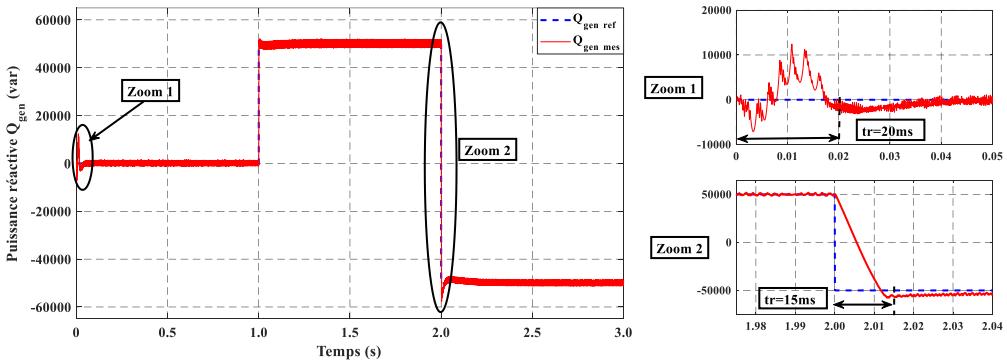


Figure 3. 20- Puissance réactive variable

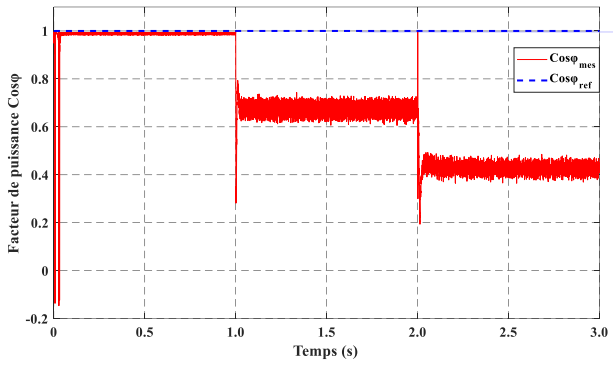


Figure 3. 21- Facteur de puissance relatif à la puissance réactive variable

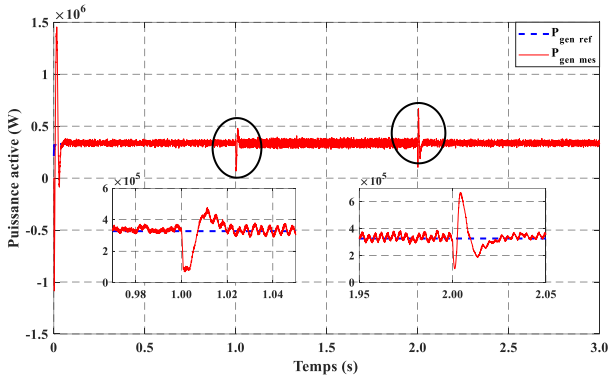


Figure 3. 22- Puissance active générée pour une vitesse du vent fixe et puissance réactive variable

Les résultats de ce deuxième test reposent sur la variation de la puissance réactive tout en gardant la vitesse du vent fixe à 9m/s. D'après la Figure 3.20 on constate que la rapidité du système est bien assurée selon le temps de réponse au niveau de poursuite de la puissance réactive à sa valeur de référence, ce temps de réponse ne dépasse pas les 20ms le cas défavorable en régime dynamique. La variation de la puissance réactive provoque des ondulations au niveau de la puissance active générée à t=1s et t=2s comme montre la Figure 3.22. Nous pouvons remarquer qu'au moment du changement de la puissance réactive il y a des pics qui restent considérablement acceptables vue la grande puissance de la GSAP, cependant, la puissance active reste tout au long quasi constante dans cet essai.

La variation de la puissance réactive engendre des variations au niveau du facteur de puissance comme montre la Figure 3.21. Pendant l'intervalle [0 ; 1s] où la puissance réactive est nulle, le facteur de puissance est presque égale à l'unité, néanmoins, la valeur de ce facteur de puissance se dégrade en changeant la valeur de la puissance réactive. Cela provoque par la suite un déphasage entre les grandeurs électriques tension/courant.

4.1.3. vitesse du vent échelons

Afin de remédier au problème du facteur de puissance et avoir un $\cos \varphi = 1$, on va procéder dans cet essai à un profil du vent échelons et on va réguler la puissance réactive à sa valeur de référence nulle. Les résultats de simulation du contrôle vectoriel seront illustrés ci-après.

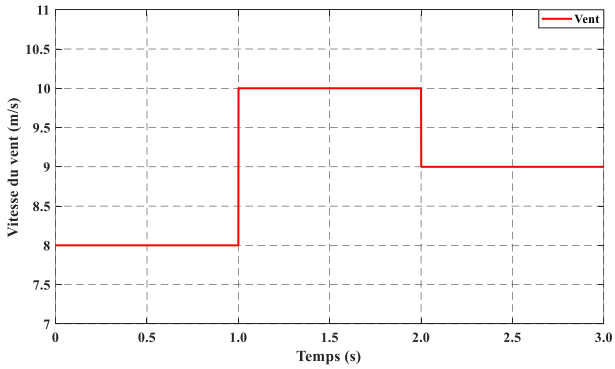


Figure 3. 23- Profil de vitesse du vent échelon

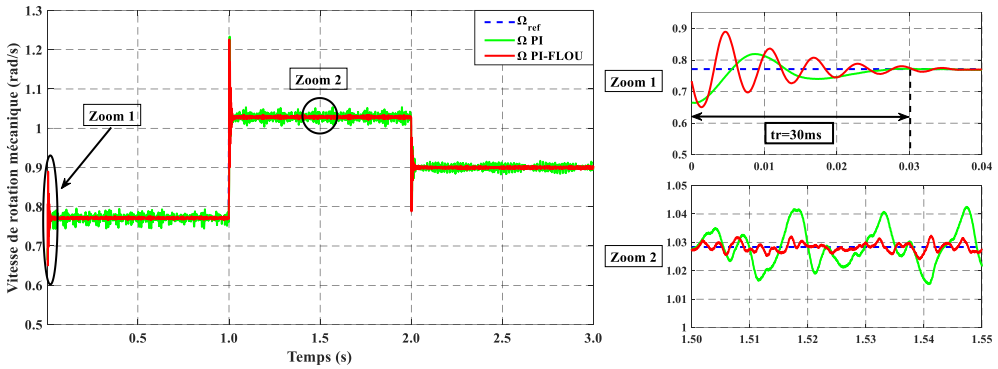


Figure 3. 24- Vitesse de rotation mécanique en présence du vent échelon

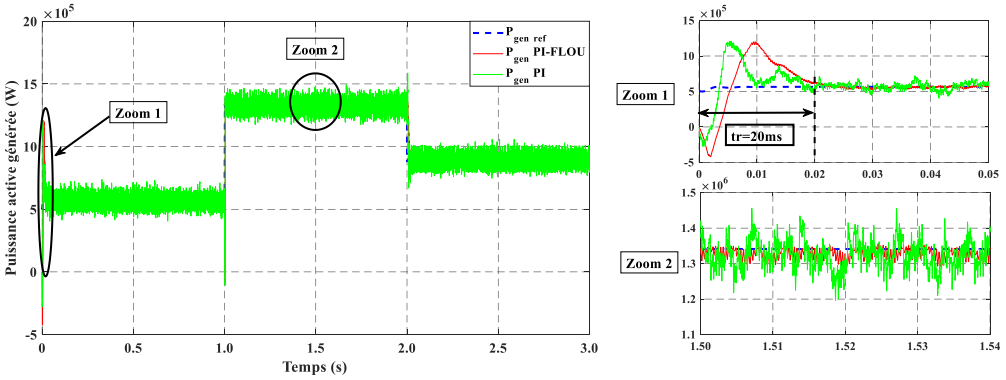


Figure 3. 25- Puissance active générée en présence du vent échelon

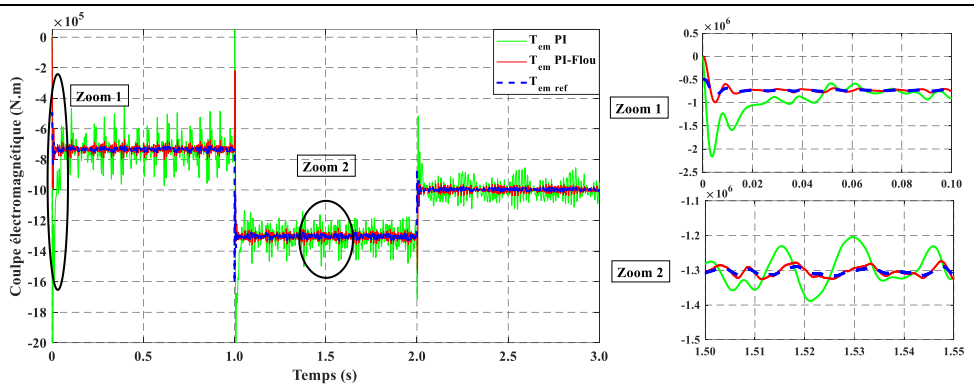


Figure 3. 26- Couple électromagnétique en présence du vent échelon

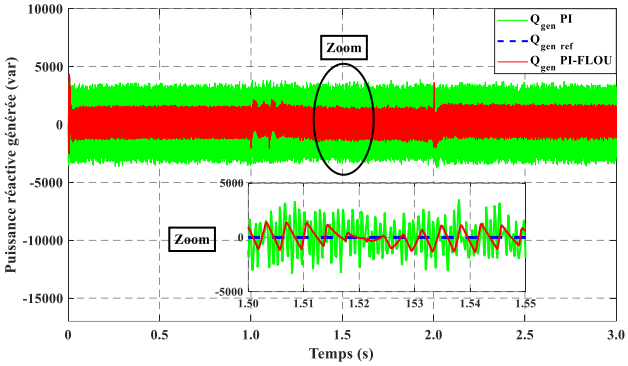


Figure 3. 27- Puissance réactive générée en présence du vent échelon

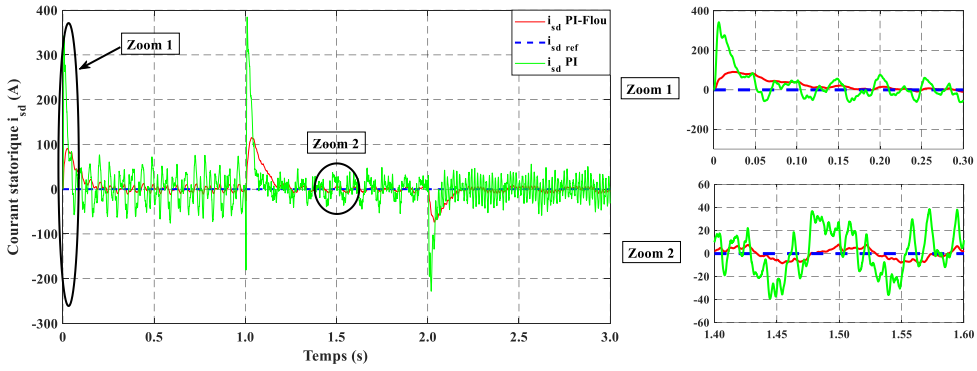


Figure 3. 28- Courant statorique direct i_{sd} en présence du vent échelon

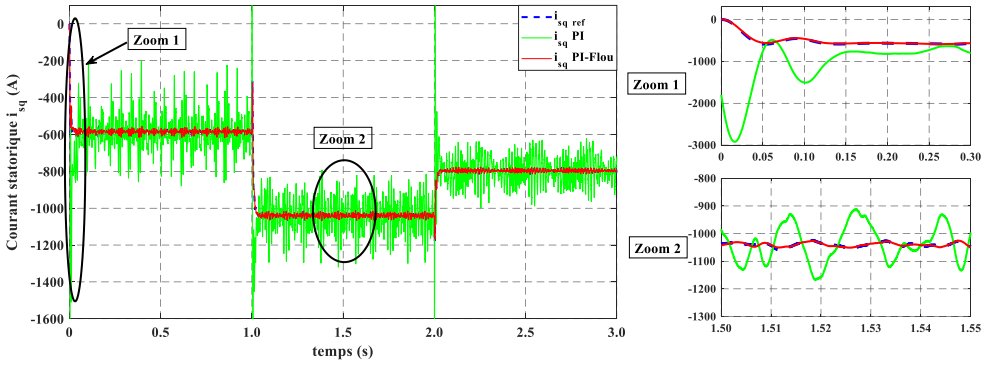


Figure 3. 29- Courant statorique quadrature i_{sq} en présence du vent échelon

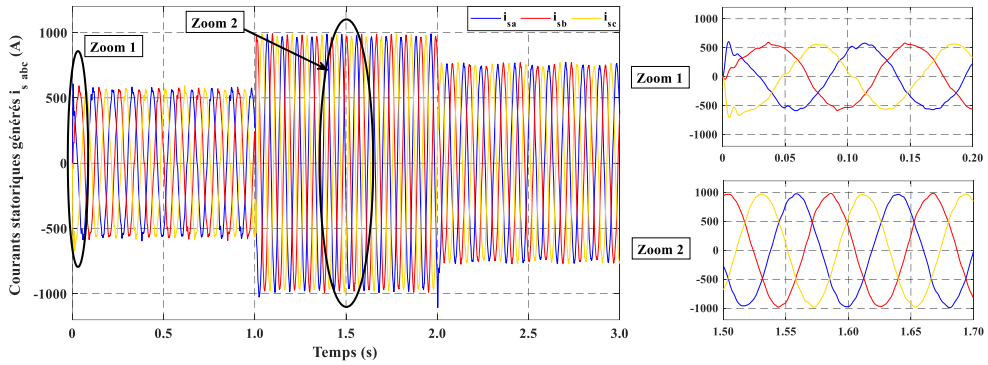


Figure 3. 30- Courants statoriques générés avec le régulateur PI en présence du vent échelon

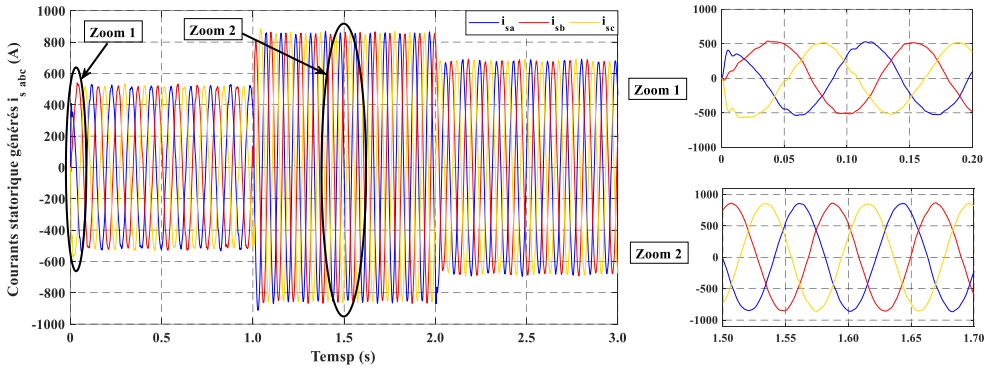


Figure 3. 31- Courants statoriques générés avec le régulateur PI-Flou en présence du vent échelon

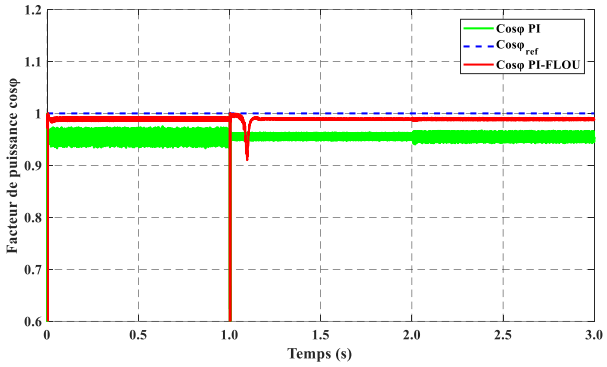


Figure 3. 32- Facteur de puissance en présence du vent échelon

D'après les résultats trouvés pour cet essai en présence d'un vent sous forme des échelons, on peut remarquer que les dynamiques du couple électromagnétique, des puissances et de vitesse de rotation sont bien appropriées. Le profil du vent est illustré dans la Figure 3.23, il représente des changements brutaux à t=1s et t=2s afin de tester la robustesse du système vis-à-vis la variation brutale des perturbations extérieures. La vitesse de rotation mécanique suit d'une façon optimale la valeur de référence comme montre la Figure 3.24, un temps de réponse qui ne dépasse pas les 30ms est suffisant pour rattraper la vitesse de référence. L'erreur statique assurée par le régulateur PI-Flou est bien minimale que celle obtenue par le régulateur PI classique d'après toujours la même figure.

Nous remarquons aussi d'après la Figure 3.25 que la puissance active produite possède la même forme que sa puissance de référence mécanique qui varie selon la variation du vent,

cela grâce à l'algorithme du contrôle qui permet de faire fonctionner la turbine éolienne dans les conditions optimales. Le couple électromagnétique représenté dans la Figure 3.26 suit d'une façon optimale sa valeur de référence et possède une forme similaire en valeur absolue la puissance active générée. La régulation via le contrôleur PI-Flou offre de bons résultats soit au niveau de rapidité qu'au niveau d'erreur statique selon toujours les Zoom de la Figure 3.26.

La Figure 3.27 illustre la puissance réactive pour les deux régulateurs (PI et PI-Flou). La puissance réactive suit toujours la référence nulle afin d'obtenir un fonctionnement avec $\cos\varphi = 1$. La valeur de la puissance réactive générée ne dépasse pas 4000var ce qui présente un taux de 0,26% par rapport à la puissance nominale de la GSAP :

$$\tau(\%)_{Q_{gen}} = \left[\left(\frac{4000}{1{,}5.10^6}\right).100\right] = 0{,}26\%.$$

Les Figures 3.28 et 3.29 représentent respectivement les allures des composantes du courant statorique direct et quadrature. D'après ces résultats on observe que les courants suivent ses valeurs de consignes avec une rapidité similaire à la dynamique du système qui se situe autour de 20ms. Les courants triphasés générés pour les deux régulateurs PI et PI-Flou sont représentés aux Figures 3.30 et 3.31. Nous observons que le régulateur PI-Flou offre de meilleurs résultats par rapport au régulateur classique. La forme d'onde pour les deux résultats se présente dans une qualité bien acceptée. On constate que la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation mécanique, c'est pour cette raison que la présence des convertisseurs statiques entre la GSAP et le réseau est obligatoire dans la technologie des éoliennes à vitesse variable afin d'ajuster les grandeurs électriques transitées au réseau.

Le facteur de puissance est quasi constant à la valeur proche de l'unité, ça se voit clairement dans la Figure 3.32 et pour les deux simulations PI et PI-Flou.

4.1.4. Test de robustesse

Dans le but d'éprouver l'étude de la stratégie du contrôle vectoriel 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.

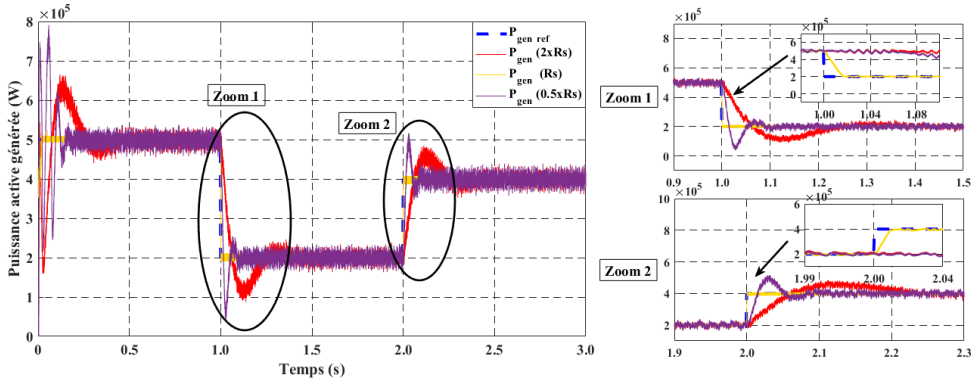


Figure 3. 33- Test de robustesse de la puissance active vis-à-vis le changement de la résistance

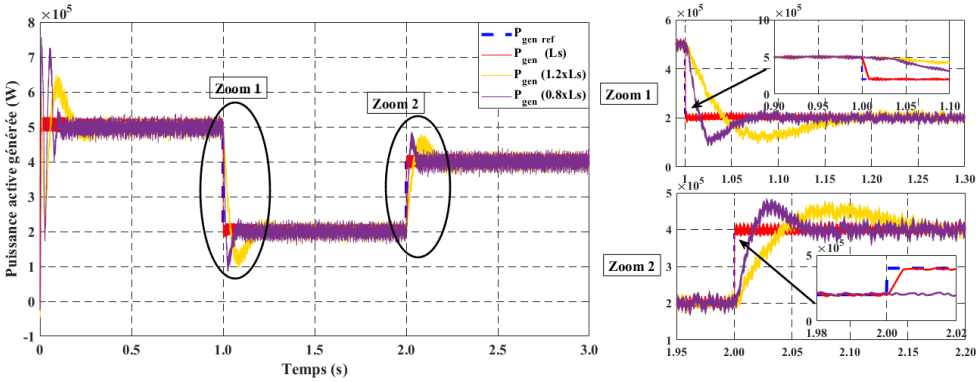


Figure 3. 34- Test de robustesse de la puissance active vis-à-vis le changement de l'inductance

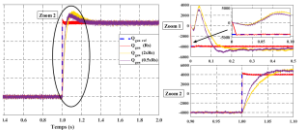


Figure 3. 35- Test de robustesse de la puissance réactive vis-à-vis le changement de la résistance

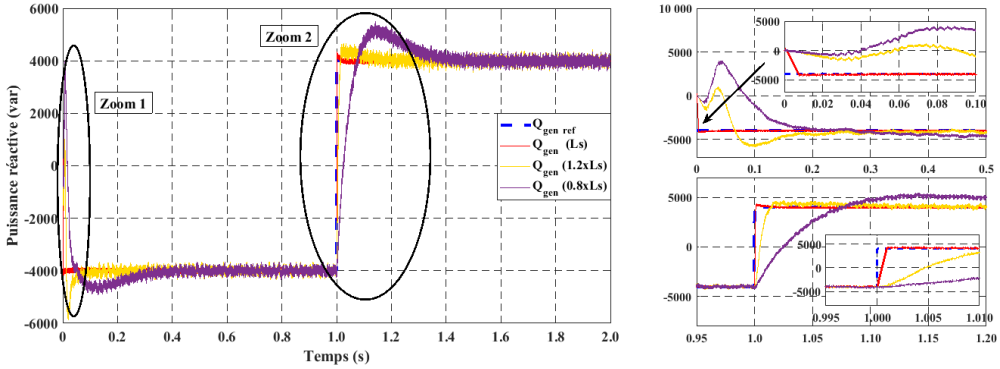


Figure 3. 36- Test de robustesse de la puissance réactive vis-à-vis le changement de l'inductance

D'après les figures de test de robustesse, on peut remarquer l'effet de la variation paramètrique de GSAP sur le contrôle vectoriel. Les Figures 3.33 et 3.35 remprésentent le comportement du contrôle vectoriel lors du changement de la résistance des enroulements

statoriques de (+100%) et (– 50%) 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'un 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 paramètriques de la machine affectent les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel. Ces varaitions 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 paramètriques n'est plus négligeable, et par conséquent, le contrôle vectoriel perd relativement l'efficacité de contrôle.

III- Contrôle direct du couple (DTC)

1. Objectif et principe du contrôle direct du couple

Durant les années 80, une stratégie de contrôle direct du couple nommée DTC (Direct Torque Control) est devenue populaire pour les entraînements de moteurs à courant alternatif à vitesse variable [28]. Ce contrôle direct du couple pour les moteurs asynchrones a été développé par les chercheurs japonais et allemands I. Takahashi et T. Noguchi en 1984-1985 [29-31] et Depenbrock en 1985 [32,33]. Plus tard, l'algorithme du contrôle DTC est mis en œuvre pour les applications de variateur de vitesse au moteur synchrone à aimants permanents [28, 34-36]. Actuellement, le schéma DTC est appliqué au système de conversion éolienne basée sur les générateurs à inductions [37,38]. Cependant, l'application du contrôle DTC pour les systèmes de conversion éoliens à vitesse variable basés sur les GSAP est moins accordée.

Dans le cas de la commande vectorielle vue précédemment, le concept du contrôle du couple électromagnétique se base sur le contrôle des courants statoriques i_{sd} et i_{sq}. Par conséquent, le contrôle du couple dans ce cas se fait indirectement en contrôlant les courants d'axes d et q dans un référentiel rotatif (d-q). Autrement dit, le contrôle vectoriel qui est déjà sensible aux variations paramétriques de la GSAP nécessite des transformations de coordonnées, ce qui engendre un retard dans le système de contrôle.

Dans le cas du contrôle direct du couple de GSAP, le couple électromagnétique et le flux sont directement contrôlés et d'une façon indépendante sans utiliser les régulateurs des courants statoriques i_{sd} et i_{sq}. La commande DTC utilise des contrôleurs d'hystérésis pour le contrôle du couple et de flux tout en sélectionnant les modes de commutation des interrupteurs électroniques du convertisseur statique côté machine comme indiqué sur la Figure 3.37.

Afin de garder les erreurs de couple et de flux limités dans les bandes des régulateurs hystérésis, une sélection des vecteurs de tension de commutation est bien choisie [35-36,39-40]. La sélection se fait suivant une table de recherche de vecteur de commutation comme indiqué dans le tableau 3.2 [35]. Le principe de la sélection des vecteurs de tension se base sur la détermination de la position du vecteur de flux statorique et les sorties des comparateurs à hystérésis.

Les régulateurs hystérésis comparent les valeurs de références du couple et de flux avec les valeurs estimées de ces grandeurs. Le principe de commande des régulateurs suit la règle suivante : Lorsque les valeurs estimées du couple/flux se positionnent en dessous de la limite de la bande d'hystérésis, la sortie d'état couple/flux devient élevée. Lorsque les valeurs estimées du couple/flux dépassent la limite de la bande d'hystérésis, la sortie d'état couple/flux devient faible [35,40]. Par conséquent, le vecteur de tension statorique peut être choisit de telle sorte que la logique de commutation satisfaite les sorties d'état du couple et de flux. Dans ce cas, on y trouve devant huit cas possibles de tension produite via le convertisseur statique. Six vecteurs de tension non nuls et deux vecteurs de tension nuls. L'association de la table de commutation et le bloc de commande d'hystérésis remplace le besoin du bloc MLI traditionnel.

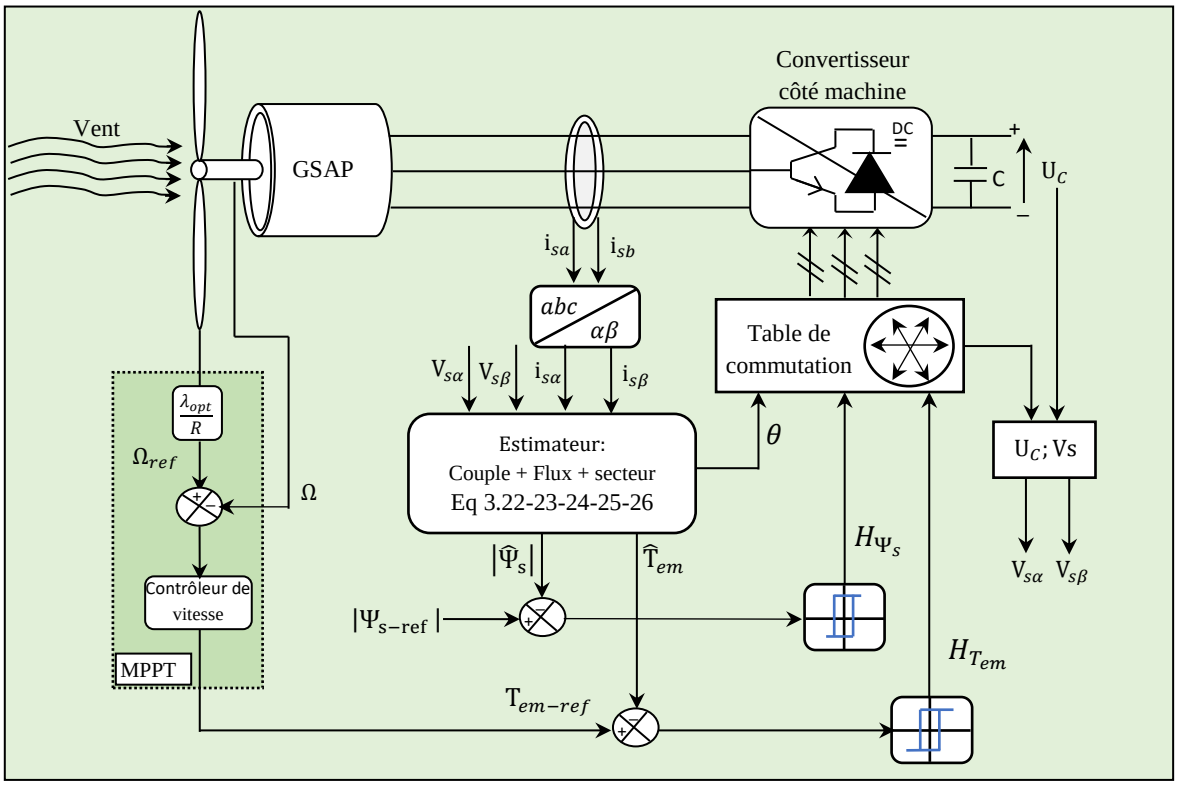


Figure 3. 37- Schéma de principe du contrôle direct du couple DTC pour GSAP

2. Avantages et inconvénients du contrôle direct du couple

Le contrôle direct du couple connu plusieurs avantages à savoir :

- La transformation des coordonnées n'est pas nécessaire, cela provient du fait que les grandeurs électriques sont présentées dans un repère lié au stator.
- Le bloc de la modulation de largeur d'impulsion MLI est absent.
- Utilisation d'un modèle simple de la GSAP
- La précision de l'angle de position rotorique n'est pas tellement exigée, cela provient du fait que la connaissance du secteur où se trouve le vecteur de flux est suffisante.
- Le découplage des courants statoriques avec les tensions de commande et inutile.
- Robuste aux variations paramétriques de la machine.
- La rapidité du couple électromagnétique est assurée.
- L'implémentation facile de l'algorithme dans les cartes à base de microprocesseur.

Les désavantages du contrôle direct du couple peuvent être résumés dans les points suivants :

- L'utilisation d'un estimateur du couple et de flux est indispensable.
- Problèmes engendrés du fonctionnement à basse vitesse.
- Utilisation des comparateurs à hystérésis mène aux fréquences variables de commutations.
- Fortes oscillations au niveau du couple électromagnétique.

3. Analyse de l'algorithme de contrôle

La Figure 3.38 représente la relation entre les références de flux statorique (abc – dq – αβ). La logique de commutation optimale provient essentiellement de la relation spatiale du flux de démarrage, de la tension statorique, du courant statorique et du flux rotorique de l'aimant permanent. Supposons que la résistance statorique 'Rs' est tellement petite voire nulle, on résulte que l'angle 'δ' entre les vecteurs des flux statorique et flux rotorique devient l'angle de puissance. À l'état stationnaire, 'δ' est constant correspondant à un couple de charge et les vecteurs de flux statorique et rotorique dans ce cas tournent à la vitesse synchrone. À l'état transitoire, 'δ' varie et les vecteurs de flux statorique et rotorique dans ce cas tournent à des vitesses différentes. L'objectif est toujours maintenir l'amplitude du flux statorique constante, et contrôler le couple électromagnétique via l'angle 'δ' entre les vecteurs de flux statorique et rotorique [35].

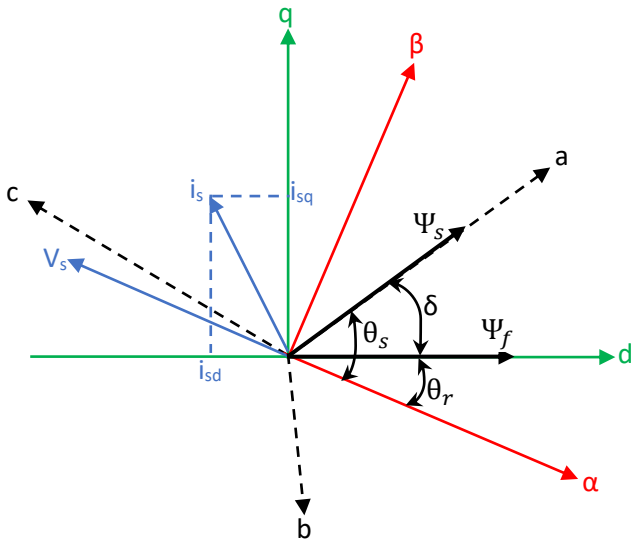


Figure 3. 38-Les vecteurs de flux statorique et rotorique dans différents référentiels

4. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

Le principal défi du contrôle DTC se réside sur l'estimation fiable de couple électromagnétique et du flux statorique. Les performances du contrôle sont tellement affectées par la précision au niveau de l'estimation de couple/flux [35]. Il existe plusieurs méthodes pour estimer le flux statorique. En utilisant le modèle de la tension statorique, le flux statorique peut être estimé en intégrant la différence entre la tension d'entrée et la chute de tension aux bornes de la résistance statorique.

$$\Psi_{s\alpha} = -\int_0^{Te}(V_{s\alpha} - R_s.i_{s\alpha})dt \tag{3.22}$$

$$\Psi_{s\beta} = -\int_0^{Te}(V_{s\beta} - R_s.i_{s\beta})dt \tag{3.23}$$

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

$$|\widehat{\Psi_s}| = \sqrt{{\Psi_{s\alpha}}^2 + {\Psi_{s\beta}}^2} \tag{3.24}$$

$$\angle\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}}\right) \tag{3.25}$$

Suivant les valeurs des composantes du flux statorique $\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$ on peut représenter le couple électromagnétique par la relation suivante :

$$\hat{T}_{em} = -\frac{3}{2}p\left(\Psi_{s\alpha}\mathrm{i}_{s\beta} - \Psi_{s\beta}\mathrm{i}_{s\alpha}\right) \tag{3.26}$$

En d'autre terme, le couple électromagnétique peut être calculé suivant les paramètres de GSAP et le terme de l'angle 'δ' comme suit :

$$T_{em} = -\frac{3p|\Psi_s|}{4L_dL_q}\left(2\Psi_f \mathrm{L}_q \sin\delta - |\Psi_s|\left(L_q - L_d\right)\sin 2\delta\right) \quad (3.27)$$

$\boldsymbol{\theta}$ (secteur vis-à-vis l'angle δ)		$\boldsymbol{\theta_1}$ [-30°,30°]	$\boldsymbol{\theta_2}$ [30°,90°]	$\boldsymbol{\theta_3}$ [90°,150°]	$\boldsymbol{\theta_4}$ [150°,210°]	$\boldsymbol{\theta_5}$ [210°,270°]	$\boldsymbol{\theta_6}$ [270°,330°]
Flux : H_{Ψ_s}	**Couple $H_{T_{em}}$**						
1	**1**	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$
	-1	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$
-1	**1**	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$
	-1	$V_{5(0,0,1)}$	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$

Tableau 3. 2- Table de commutation du contrôle DTC

5. Contrôle du vecteur flux statorique

5.1. Principe

Pour une machine synchrone à aimant permanent avec des enroulements équilibrés bien répartis sinusoïdalement, le vecteur de tension statorique peut être défini par :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \frac{2}{3}\left(V_{sa} + V_{sb}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{sc}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) \quad (3.28)$$

Avec l'axe de phase 'a' sera pris comme origine de phases. 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 machine (voir Figure 2.25 chapitre 2). Suivant l'état des interrupteurs électroniques du redresseur (commutateurs bidirectionnels de puissance idéaux avec leurs diodes antiparallèles) on a huit positions possibles des vecteurs de tension. Six vecteurs de tension non nulle à savoir: $V_{1(1,0,0)}$,$V_{2(1,1,0)}$,$V_{3(0,1,0)}$,$V_{4(0,1,1)}$,$V_{5(0,0,1)}$,$V_{6(1,0,1)}$, et deux correspondants aux vecteurs de tension nulle : $V_{0(0,0,0)}$ et $V_{7(1,1,1)}$. Les vecteurs de tension peuvent être exprimés par :

$$\bar{V}_s(S_{ra}, S_{rb}, S_{rc}) = \frac{2}{3}U_c\left(S_{ra} + S_{rb}e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_{rc}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) \quad (3.29)$$

La représentation des vecteurs de tension dans le repère (αβ) est présentée à la figure suivante où les vecteurs de tension sont décalés entre eux de $\frac{\pi}{3}$ formant ainsi 6 secteurs et leurs extrémités forment les sommets d'un hexagone régulier.

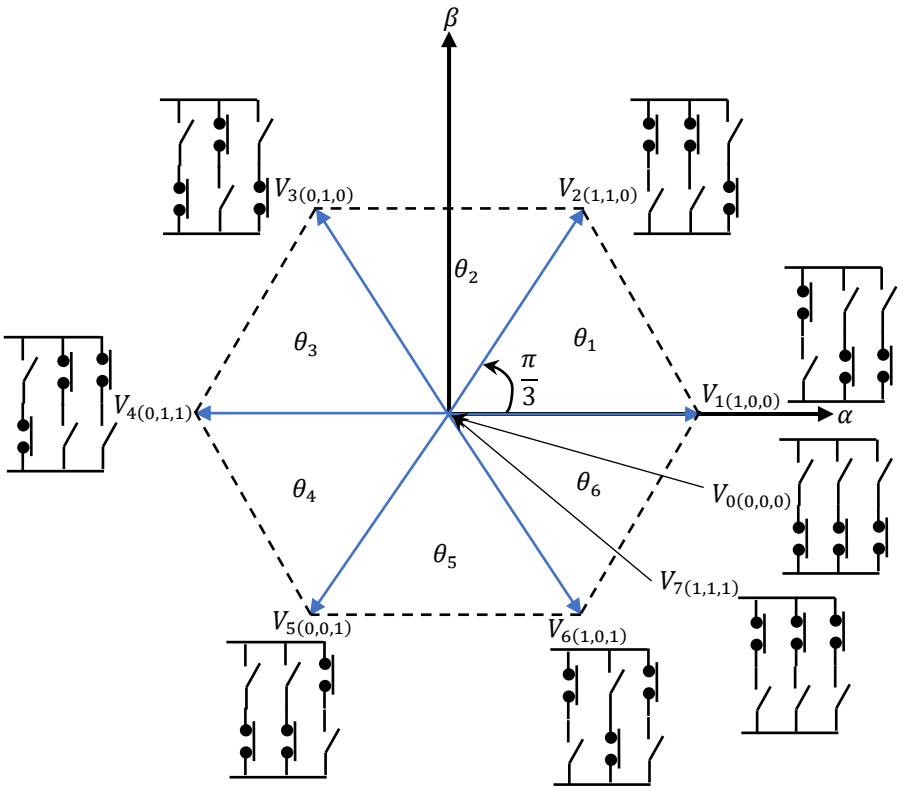


Figure 3. 39- Mode de commutation du redresseur et présentation des vecteurs de tension statorique

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 est le contrôle du couple électromagnétique et le flux statorique. Les comparateurs du couple et de flux utilisés dans le schéma de principe modelé dans la Figure 3.37 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 (-1 et 1). De plus, la variable 'δ' correspond à l'angle entre les vecteurs des flux statorique et flux rotorique identifie le secteur où le vecteur de tension se positionne.

5.2. Contrôle de l'amplitude du vecteur de flux statorique

Le contrôle dynamique de la machine peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de GSAP. Dans cette optique, on saisira le modèle vectoriel et par la suite on mettra les expressions correspondantes dans le plan stationnaire (α-β), ainsi, le flux statorique dans le référentiel fixe peut être s'écrit comme suit :

$$\Psi_s(t) = \int_0^{Te}(V_s - R_s.i_s)dt \qquad (3.30)$$

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

$$\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_{s0} + \int_0^{T_e} \bar{V}_s . dt \quad (3.31)$$

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

$$\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_{s0} + \bar{V}_s . T_e \quad (3.32)$$

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 :

$$\bar{\Psi}_s(k+1) = \bar{\Psi}_{s0}(k) + \bar{V}_s . T_e \quad (3.33)$$

$$\Delta\bar{\Psi}_s = \bar{V}_s . T_e \quad (3.34)$$

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 Rs, 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 3.40.

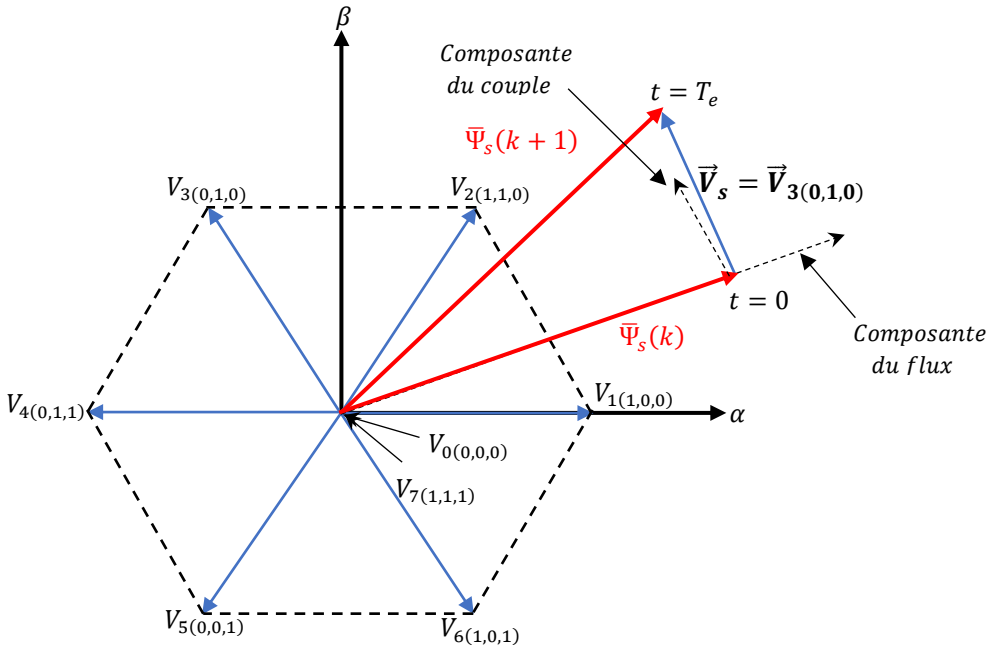


Figure 3. 40- Évolution du vecteur flux statorique dans le plan stationnaire (α-β)

5.3. Sélection d'un vecteur de tension statorique

La Figure 3.40 décrit le principe de sélection du vecteur de tension. Dans cet exemple, le vecteur V_3 est sélectionné afin de contrôler l'amplitude et diriger le flux statorique dans une trajectoire bien définit. Pour cela, le plan du vecteur de tension est subdivisé en six secteurs de θ_1 à θ_6 comme illustré dans la Figure 3.41. Dans chaque secteur, deux vecteurs de tension adjacents sont sélectionnés pour assurer l'amplitude du flux statorique Ψ_s limité dans une bande trajectoire. Si on prend à titre d'exemple le secteur θ_1, les vecteurs de tension V_2 et V_3 sont choisis pour augmenter ou diminuer respectivement l'amplitude du flux statorique. Par conséquent, l'amplitude de Ψ_s peut être contrôlée à la valeur requise en choisissant les vecteurs de tension appropriés.

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 θ_1 et on veut qu'il tourne dans le sens horaire, il suffit d'appliquer les vecteurs de tension V_5 et V_6 [35,40].

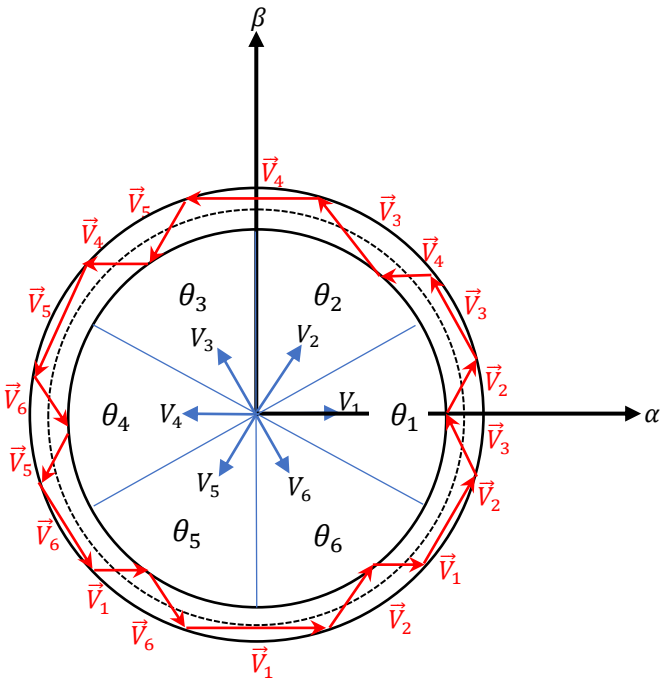


Figure 3. 41- Le contrôle de l'amplitude du flux statorique à l'aide des vecteurs tensions statoriques

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. L'équation (3.30) montre que si on applique des vecteurs de tension nuls, le flux statorique Ψ_s restera à sa position d'origine. Ce principe est valable pour la machine à induction où le vecteur du flux statorique est déterminé uniquement par la tension statorique, tandis que les tensions rotoriques sont toujours nulles à cause du court-circuitage des enroulements rotoriques. Cependant, dans le cas de la GSAP, le flux statorique Ψ_s changera à cause du flux rotorique Ψ_f crée par l'aimant qui tourne avec le rotor même

lorsque les vecteurs de tension nulles sont appliqués. Cela veut dire que le vecteur du flux statorique Ψ_s doit toujours être en mouvement par rapport au vecteur du flux rotorique. On résulte finalement que l'application des vecteurs de tension nuls n'est plus valable dans le cas de contrôle du flux statorique pour la machine synchrone à aimant permanent [35,40].

Le contrôle du couple électromagnétique se fait en contrôlant le sens de rotation du flux statorique Ψ_s selon l'équation (3.27). Pour un fonctionnement dans le sens antihoraire, si le couple électromagnétique réel est en dessous de sa valeur de référence, les vecteurs de tension qui maintiennent Ψ_s en rotation dans le même sens sont sélectionnés. Dans ce cas, l'angle 'δ' augmente et le couple réel par conséquent accroit aussi. Si le couple électromagnétique réel est en dessus maintenant de sa valeur de référence, les vecteurs de tension qui maintiennent Ψ_s en rotation dans le sens inverse sont sélectionnés à la place des vecteurs de tension nulle. Dans ce cas, l'angle 'δ' diminue et le couple électromagnétique diminue également. La sélection adéquate des vecteurs de tension garde le flux statorique Ψ_s tourne tout le temps selon sa trajectoire prédéterminée et contrôle l'évolution du couple électromagnétique.

Prenons l'exemple où le vecteur du flux statorique Ψ_s se positionne dans le secteur θ_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 3.42.

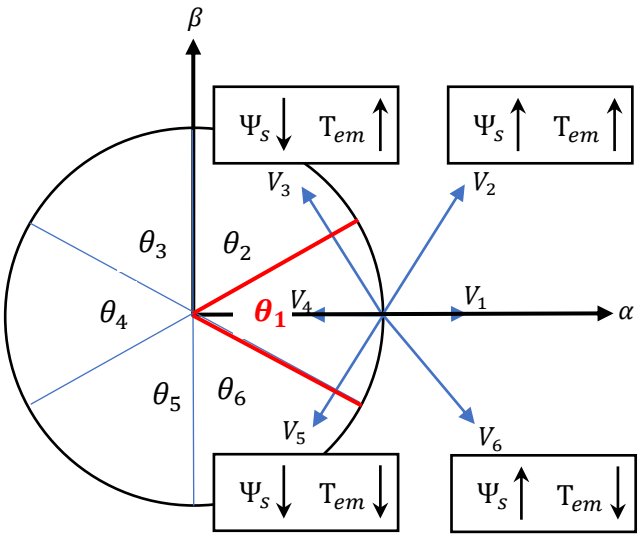


Figure 3. 42- Exemple des vecteurs des tensions appropriés pour le secteur θ1

Suivant le schéma de la Figure 3.42, le rôle du vecteur de tension statorique appliqué se résume dans les points suivant :

- Si V_2 est appliqué, alors Ψ_s croît et T_{em} croît.
- Si V_3 est appliqué, alors Ψ_s décroît et T_{em} croît.
- Si V_5 est appliqué, alors Ψ_s décroît et T_{em} décroît.

- Si V_6 est appliqué, alors Ψ_s croît et T_{em} décroît.

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

Les vecteurs de tension V_i et V_{i+3} ne sont pas utilisés pour évoluer le flux et le couple dans le secteur θ_1. Par conséquent, un bras du redresseur reste figé et permet par la suite de diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs électroniques.
Le tableau suivant récapitule l'application des vecteurs de tension pour la commande directe du couple.

	Couple électromagnétique	**Flux statorique**
Augmentation	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i+1} et V_{i-1}
Diminution	V_{i-1} et V_{i-2}	V_{i+2} et V_{i-2}

Tableau 3. 3- Tableau généralisé d'application des vecteurs de tension pour le contrôle DTC

6. Choix des comparateurs à hystérésis

Afin de limiter la fréquence de commutations, le seuil de basculement des grandeurs couple/flux est déterminé à partir des bandes de comparateurs à hystérésis. Le réglage des ondulations du couple et de flux est directement lié aux largeurs des bandes de comparateurs à hystérésis, par conséquent, le contrôle direct des grandeurs couple/flux devient plus simple par rapport au contrôle vectoriel. L'ajustement, la robustesse et la rapidité de la poursuite sont tellement assurés via ce type de régulateurs.

Deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux sont utilisés pour l'ajustement du couple électromagnétique et de flux statorique. La hauteur de la bande des comparateurs 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 :

$$\varepsilon\Psi_s = \Psi_{s-ref} - \hat{\Psi}_s \tag{3.35}$$

Avec :

Ψ_{s-ref} : représente le flux statorique de référence.
$\hat{\Psi}_s$: représente le flux statorique estimé.

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

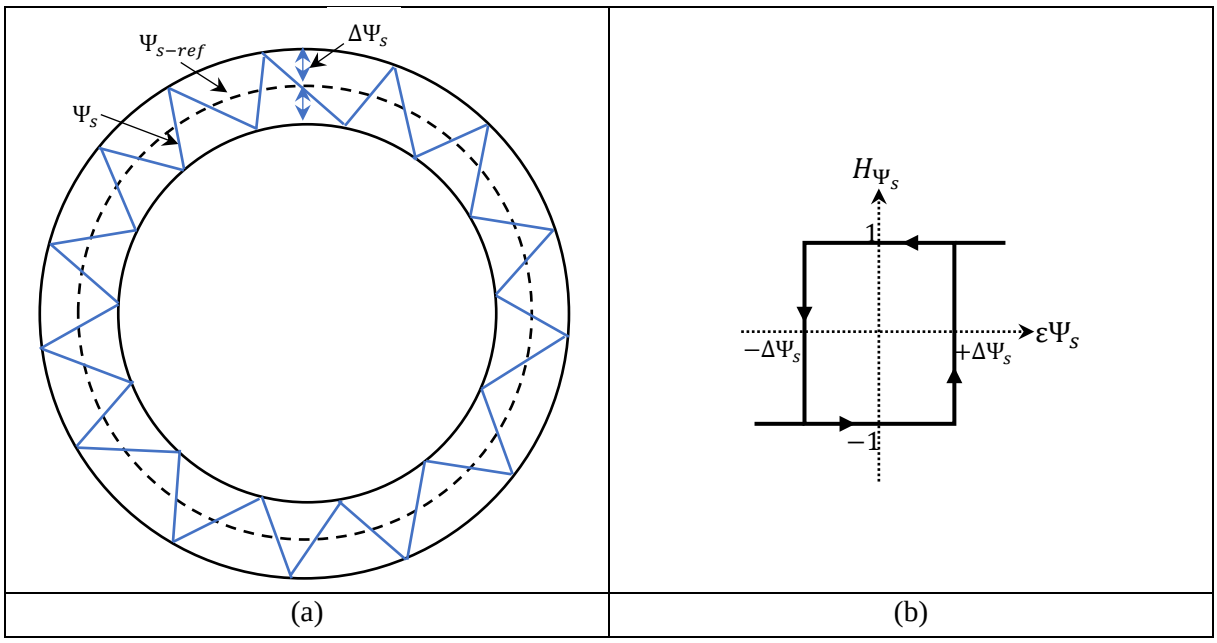


Figure 3. 43- Principe du comparateur à hystérésis : (a) la trajectoire du flux (b) comparateur à deux niveaux

Le principe de fonctionnement d'un tel comparateur 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 : $H_{\Psi_s} = -1$
- 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 : $H_{\Psi_s} = -1$

Avec :

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

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

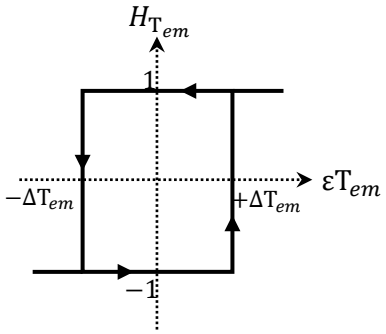


Figure 3. 44- Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du couple électromagnétique

Le principe de fonctionnement d'un tel comparateur 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 : $H_{T_{em}} = -1$
- 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 : $H_{T_{em}} = -1$

Avec :

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

7. Résultats de simulation

Le schéma de principe du contrôle direct du couple DTC tel qu'illustré à la Figure 3.37 pour une éolienne à vitesse variable à entraînement direct basée sur un GSAP de 1.5MW est implémenté dans l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres du système éolien sont présentés dans l'annexe F. La table de commutation dédiée au contrôle DTC est indiquée dans le tableau 3.2. Dans le but de tester le comportement de la régulation, deux types de tests ont été utilisés :

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

Les principales caractéristiques pour cette simulation sont :

- Les largeurs de bandes à hystérésis représentent 1 à 10% des valeurs nominales du couple et de flux.
- Le temps d'échantillonnage est fixé à 100µs (fréquence d'échantillonnage 10KHz).
- Tension de bus continu $U_C = 5000V$.

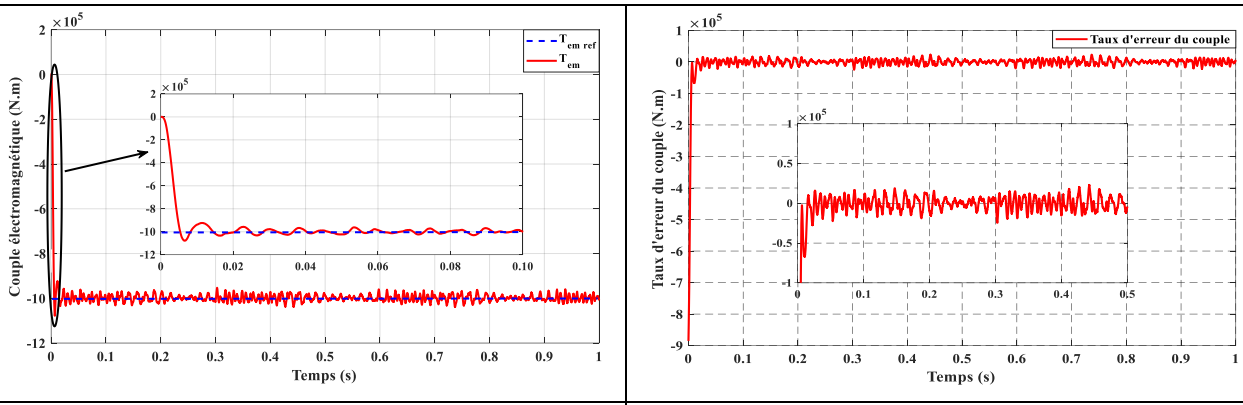
7.1. Test à vitesse du vent fixe

Ce premier test de simulation consiste à choisir une vitesse du vent fixe de 9m/s. On va imposer des échelons du flux statorique et du couple électromagnétique dans de cet essai afin de vérifier le découplage entres les grandeurs couple/flux de la machine GSAP. Pour cela, deux essais seront effectués :

- Découplage à couple fixe et flux variable.
- Découplage à couple variable et flux fixe.

7.1.1. Découplage à couple fixe et flux variable

Le couple électromagnétique de référence est maintenu à la valeur – 1e^6 N.m. Le flux statorique passe de 10Wb à 6Wb à l'instant t=0.5s.



(a) (b)

Figure 3. 45- Couple électromagnétique en présence du vent fixe (a) couple électromagnétique (b) erreur du couple

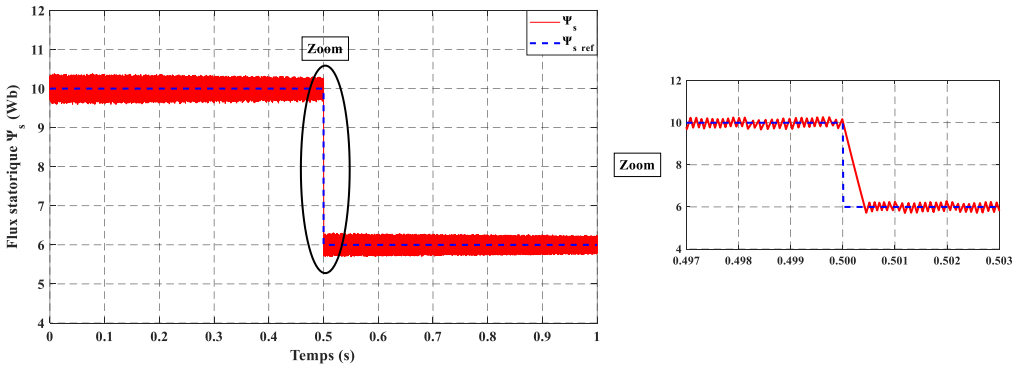


Figure 3. 46- Evolution du module de flux statorique en présence d'un vent fixe

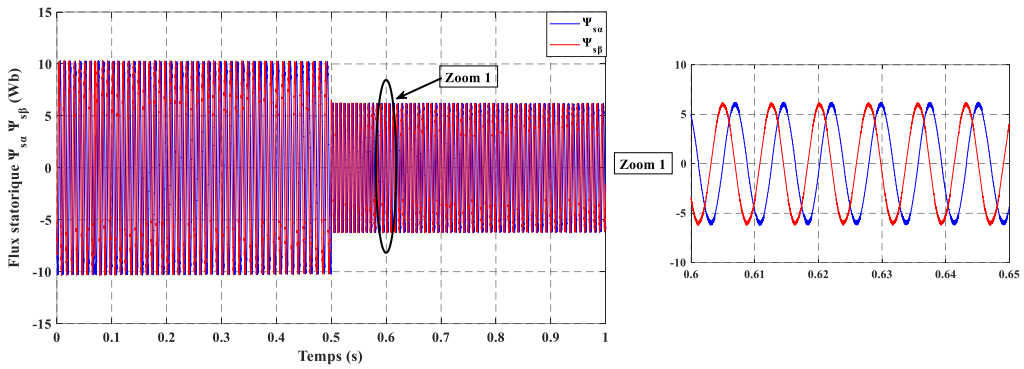


Figure 3. 47- Flux statoriques dans le plan stationnaire (α-β) en présence d'un vent fixe

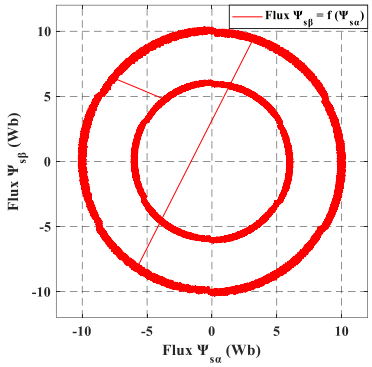


Figure 3. 48- Flux circulaire dans le plan complexe en présence d'un vent fixe

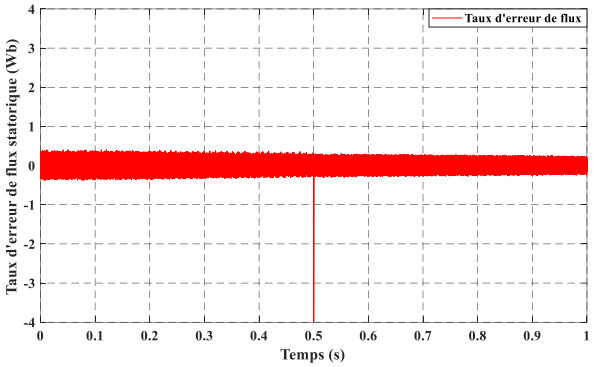


Figure 3. 49- Erreur du flux statorique en présence d'un vent fixe

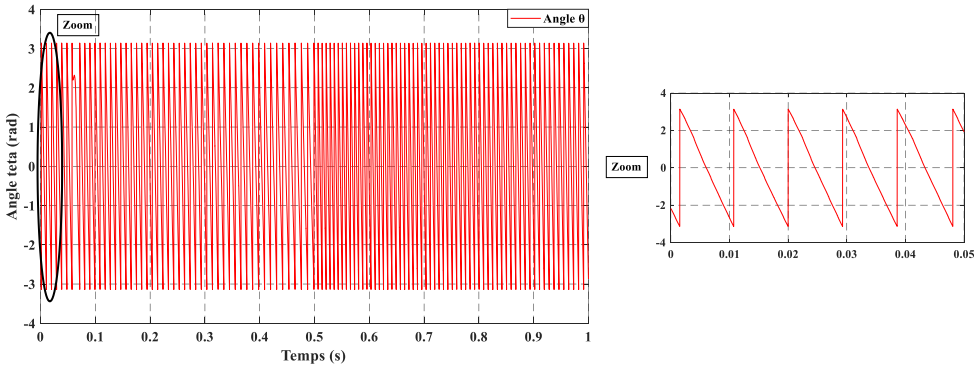


Figure 3. 50- Evolution de l'angle θ en présence d'un vent fixe

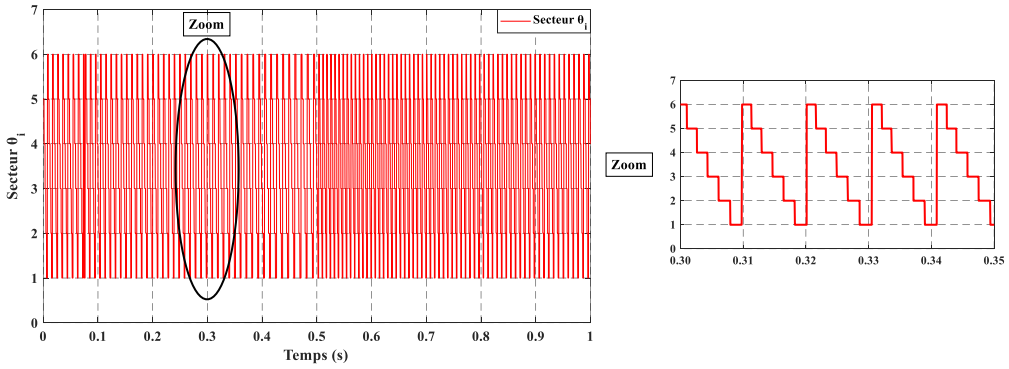


Figure 3. 51- Evolution du secteur sélectionné en présence d'un vent fixe

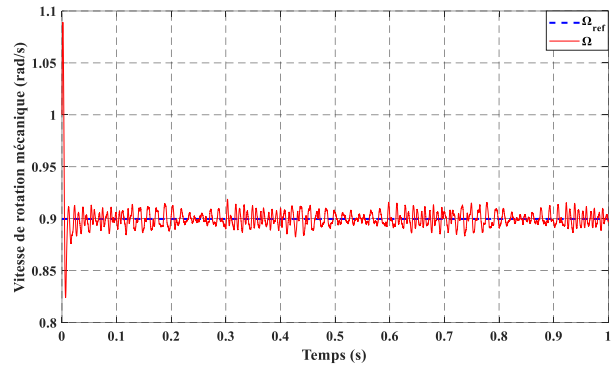


Figure 3. 52- Vitesse de rotation mécanique en présence d'un vent fixe

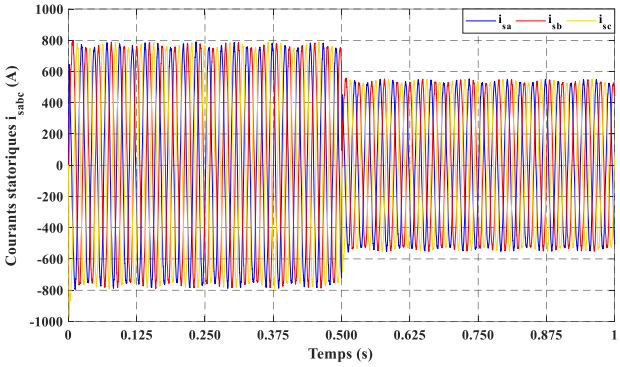


Figure 3. 53- Courants statoriques générés i_{sabc} en présence d'un vent fixe

D'après ces résultats trouvés, on peut constater la bonne dynamique du flux statorique et du couple électromagnétique de la GSAP. La Figure 3.45 (a-b) montre l'évolution du couple électromagnétique avec l'erreur entre le couple de référence et le couple réel. D'après cette figure, on remarque la dynamique rapide du couple avec un temps de réponse autour de 10ms. L'erreur du couple selon toujours l'effet loupe de la même figure, ne dépasse pas 5% ce qui atteste à la performance apportée par ce contrôle sur le couple électromagnétique de la machine. La figure 3.46 illustre l'évolution du module de flux statorique, le découplage est bien assuré entre le flux et le couple de la machine. Une dynamique très rapide vue dans le zoom de cette figure au niveau de la variation de consigne de flux magnétique. La même remarque est constatée pour le flux statorique dans les Figures 3.47-3.48-3.49. Les composantes de flux statorique dans le plan stationnaire (α-β) sont bien adéquates et sont décalées de 90° selon la Figure 3.47, l'amplitude se change d'une façon très rapide avec aucun dépassement remarquable. Un graphique circulaire qui rassemble ces composantes de flux est représenté dans la Figure 3.48, la trajectoire circulaire du chemin de flux statorique est bien respectée avec un changement au niveau d'amplitude de 10Wb à 6Wb. La figure 3.49 montre la valeur d'erreur de flux statorique entre le flux réel et celui de référence. Cette erreur ne dépasse pas 5% le cas défavorable.

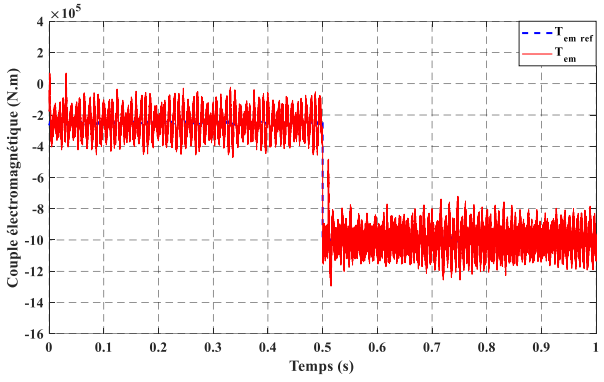
Les Figures 3.50-3.51 représentent l'évolution de l'angle θ et du secteur actif respectivement. Une évolution de ces deux éléments accentue le bon contrôle du flux statorique de la GSAP. La Figure 3.52 présente la vitesse de rotation mécanique pour un entrainement à vitesse du vent fixe. La vitesse de rotation mécanique suit d'une façon parfaite la consigne selon le

résultat exposé dans cette figure. Les courants statoriques générés sont illustrés dans la Figure 3.53. Ils ont une forme sinusoïdale et ils s'établissent rapidement au moment transitoire. Néanmoins, ils sont très riches en harmoniques à cause de la fréquence de commutation variable due à l'emploi des comparateurs de type hystérésis.

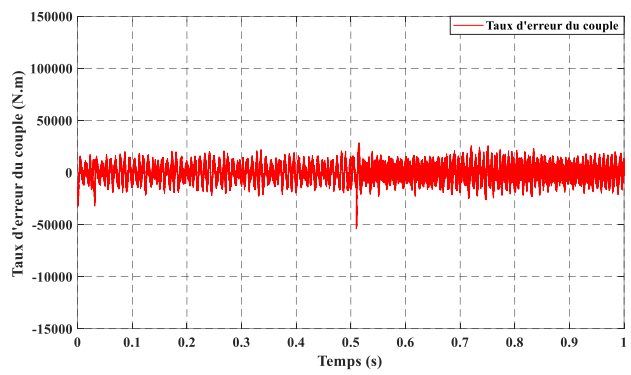
Finalement, et selon les résultats illustrés du couple et du flux, on constate que le contrôle et le découplage du couple et du flux sont transparents. Cependant, la forte ondulation du couple et les harmoniques des courants statoriques générés représentent les majeurs désavantages du contrôle direct du couple appliqué à la GSAP.

7.1.2. Découplage à couple variable et flux fixe

Le flux statorique sera maintenu à 10Wb tandis que le couple électromagnétique change de valeur de -2.5 e^5 N.m à -10 e^5 N.m à l'instant t=0.5s. Les résultats de simulation de cet essai sont présentés ci-dessous.



(a)



(b)

Figure 3. 54- Couple électromagnétique en présence du vent fixe (a) couple électromagnétique (b) erreur du couple

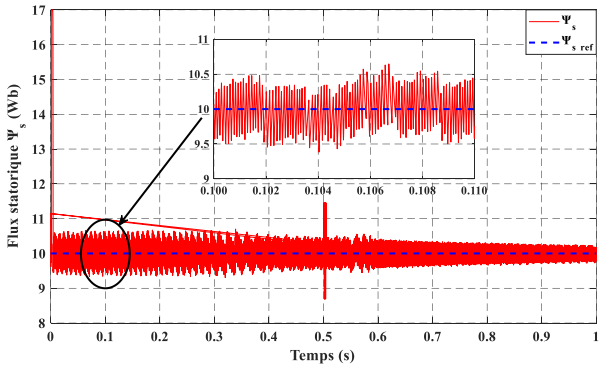


Figure 3. 55- Evolution du module de flux statorique en présence d'un vent fixe

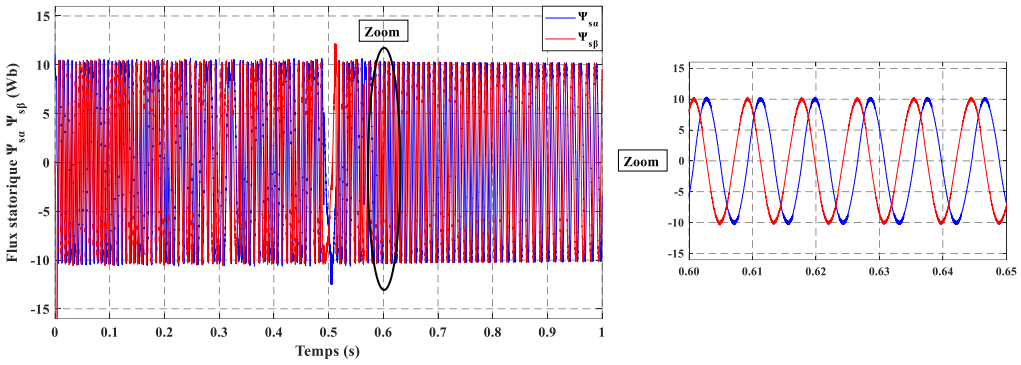


Figure 3. 56- Flux statoriques dans le plan stationnaire (α-β) en présence d'un vent fixe

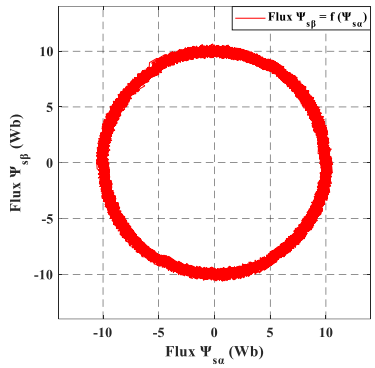


Figure 3. 57- Flux circulaire dans le plan complexe en présence d'un vent fixe

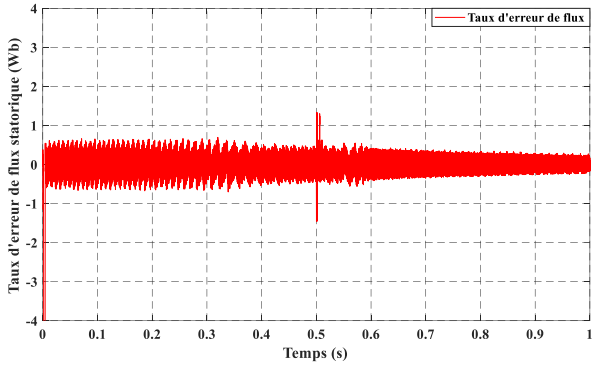


Figure 3. 58- Erreur du flux statorique en présence d'un vent fixe

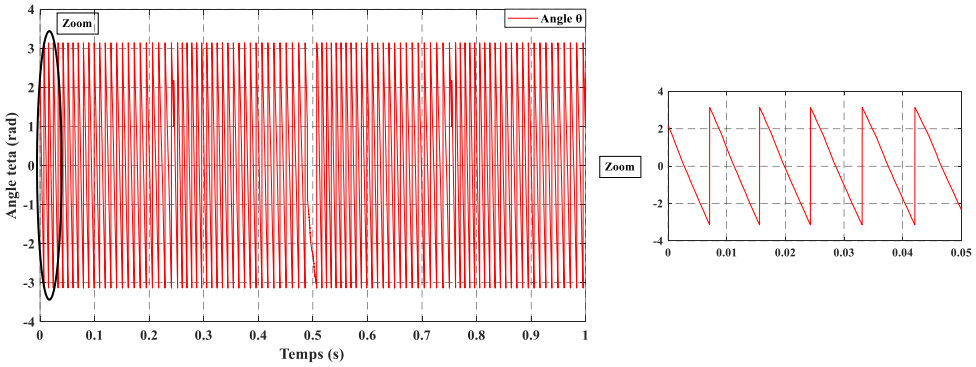


Figure 3. 59- Evolution de l'angle θ en présence d'un vent fixe

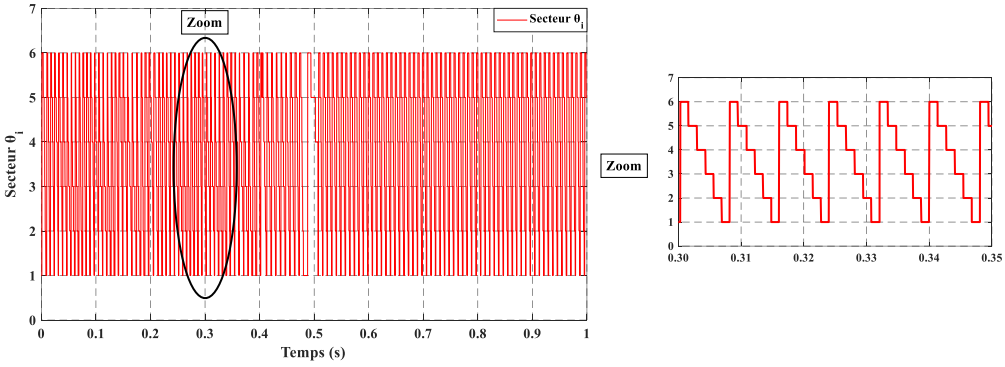


Figure 3. 60- Evolution du secteur sélectionné en présence d'un vent fixe

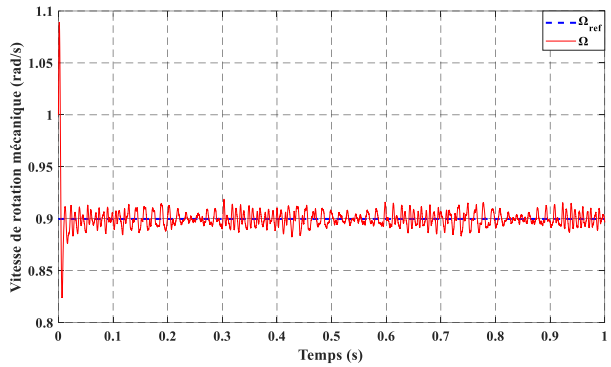


Figure 3. 61- Vitesse de rotation mécanique en présence d'un vent fixe

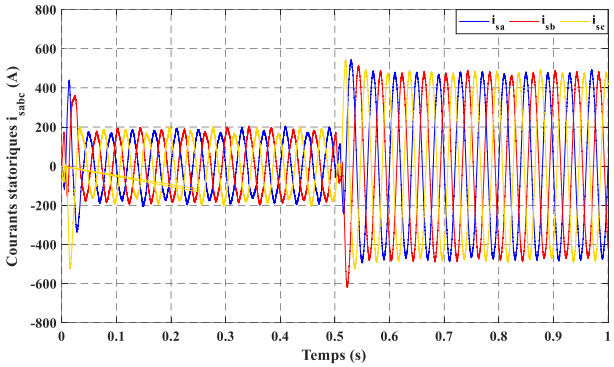


Figure 3. 62- Courants statoriques générés i_{sabc} en présence d'un vent fixe

Les résultats de ce deuxième test seront toujours faits en présence d'un vent à vitesse fixe. Cependant, le couple électromagnétique de référence soit sous forme d'échelons. Le flux statorique est maintenu constant à 10Wb. On observe les mêmes remarques que le premier test. Néanmoins, un léger dépassement des bandes des comparateurs à hystérésis constaté dans les Figures 3.54-3.55 qui illustrent les allures du couple électromagnétique et le flux statoriques respectivement. La dynamique reste très attrayante dans le contrôle DTC. Pourtant, les erreurs du couple et de flux illustrés dans les Figures 3.54(b) - 3.58 exposent le majeur inconvénient dudit contrôle. Cet inconvénient se présente en forte ondulation du couple électromagnétique et son conséquence dans le contrôle globale des systèmes éoliens et surtout pour les puissances élevées. Les composantes de flux statorique dans le repère stationnaire sont présentées dans la Figure 3.56 et la représentation circulaire dans la Figure 3.57. Généralement, la forme des composantes du flux statorique ($\Psi_{s\alpha}$; $\Psi_{s\beta}$) reste appropriée et le trajet du flux est quasiment circulaire.

La Figure 3.62 montre l'allure des courants statoriques générés. D'après cette figure, on observe la bonne réponse des courants aux variations provoquées par le couple électromagnétique. De plus, la forme d'onde sinusoïdale est très acceptable. On constate également que les courants statoriques s'établissent rapidement et ne présentent pas de grands dépassements au moment de transition.

7.2. Test à vitesse du vent variable

Dans ce test, la simulation a été effectuée en appliquant le même profil du vent employé dans la simulation du contrôle vectoriel. Il s'agit du vent mesuré dans la ville de Dakhla, ceci dans l'objectif de simuler les performances de la machine GSAP dans des situations proches de la réalité. L'algorithme de contrôle MPPT est appliqué en présence d'un vent fluctuant afin de provoquer le fonctionnement de l'éolienne dans la zone 2 (zone de maximisation de puissance- voir chapitre 2).

Les résultats de simulation de ce test sont présentés ci-dessous.

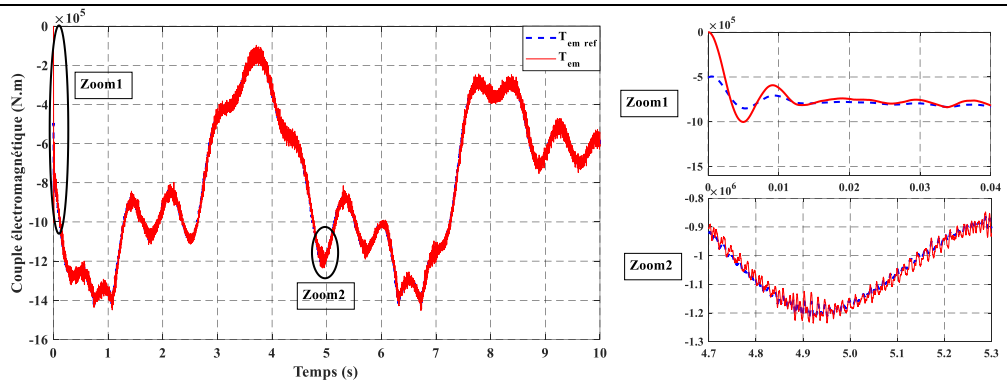


Figure 3. 63- Couple électromagnétique en présence du vent variable

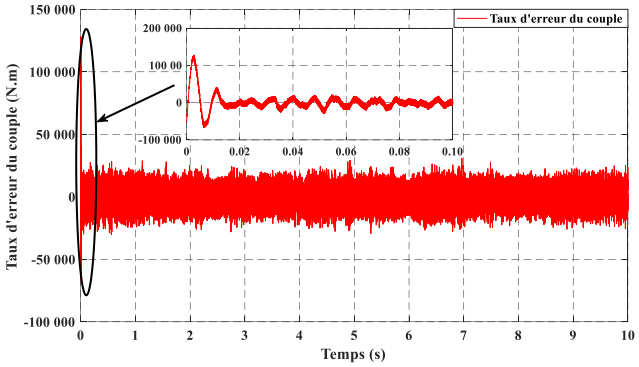


Figure 3. 64- Erreur du couple électromagnétique en présence d'un vent variable

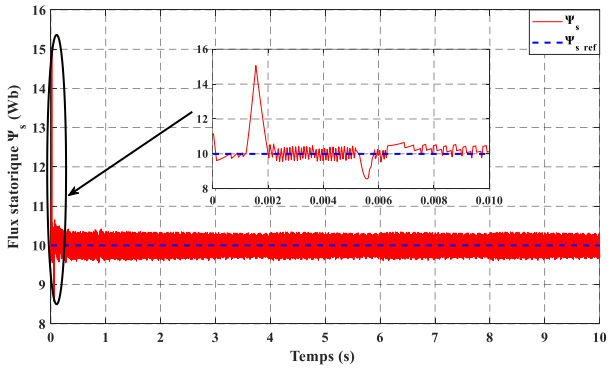


Figure 3. 65- Evolution du module de flux statorique en présence d'un vent variable

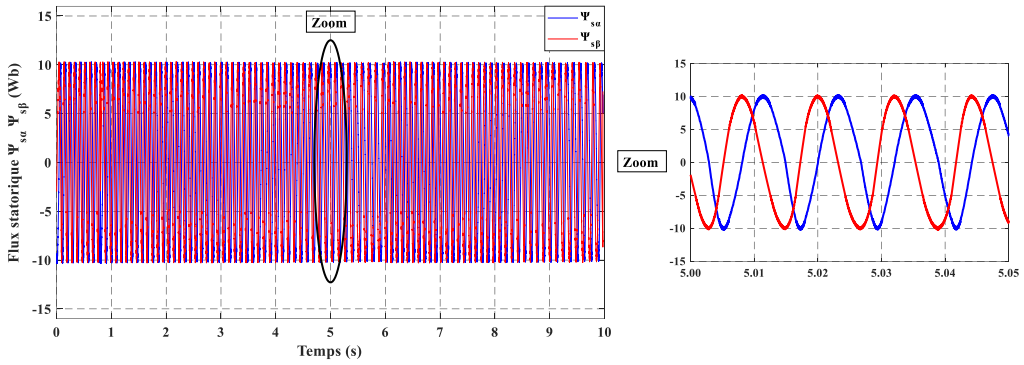


Figure 3. 66- Flux statoriques dans le plan stationnaire (α-β) en présence d'un vent variable

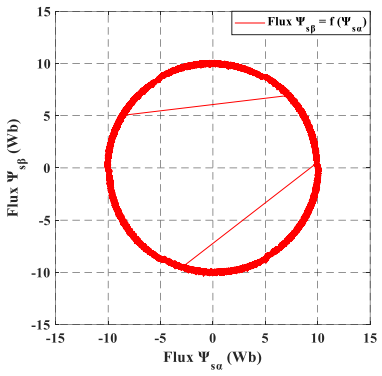


Figure 3. 67- Flux circulaire dans le plan complexe en présence d'un vent variable

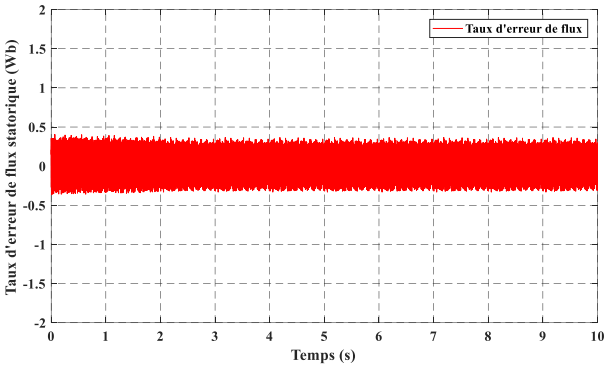


Figure 3. 68- Erreur du flux statorique en présence d'un vent variable

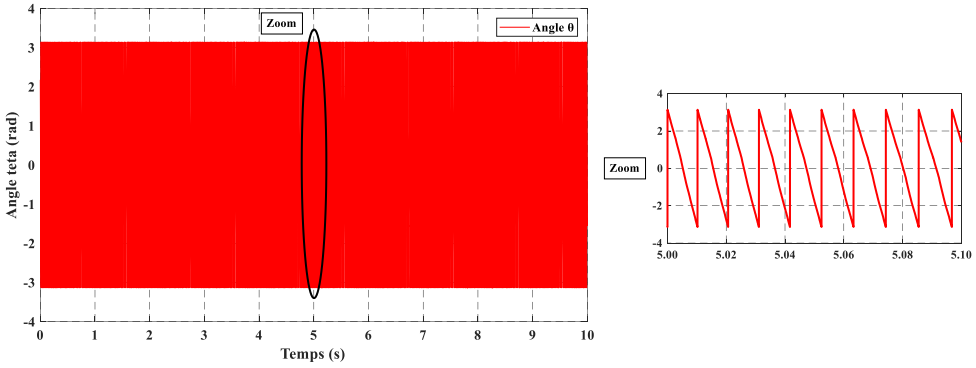


Figure 3. 69- Evolution de l'angle θ en présence d'un vent variable

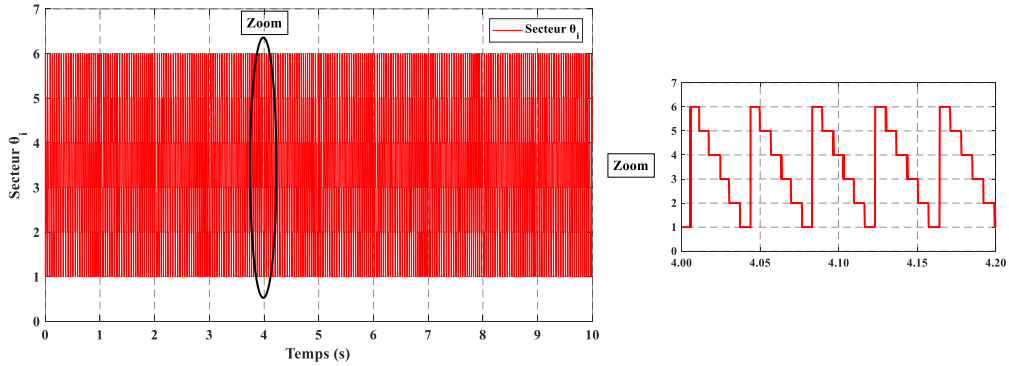


Figure 3. 70- Evolution du secteur sélectionné en présence d'un vent variable

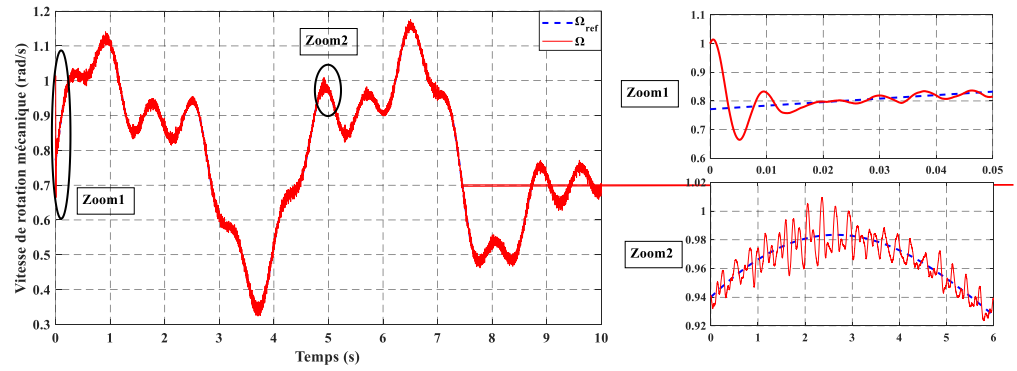


Figure 3. 71- Vitesse de rotation mécanique en présence d'un vent variable

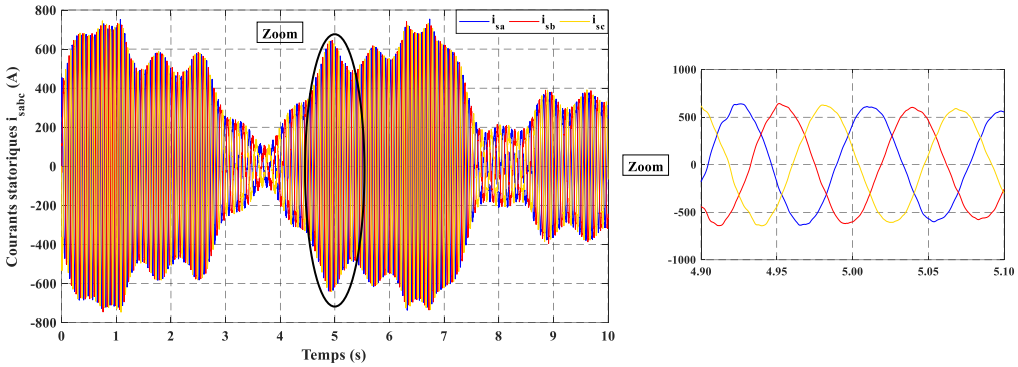


Figure 3. 72- Courants statoriques générés i_{sabc} en présence d'un vent variable

Le profil du vent dans ce test est pris d'une mesure réelle du vent de la ville de Dakhla. La stratégie de commande MPPT permet d'extraire la puissance maximale du vent et par conséquent, de produire un couple de référence optimal. La Figure 3.63 représente l'allure du couple électromagnétique avec sa référence, tandis que la Figure 3.65 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 fluctuante. Un temps de réponse autour de 10ms est suffisant pour que le couple rattrape sa valeur de consigne. De plus un taux d'erreur du couple ne dépasse pas 5% comme montre la Figure 3.64. La dynamique du flux statorique est très appropriée selon la Figure 3.65 avec un taux d'erreur de flux autour de 5% comme montre la Figure 3.68. Le suivi de consignes pour le couple et le flux est bien remarquable aussi bien pour le régime dynamique que le régime statique.

La Figure 3.66 représente les composantes de flux statorique dans le plan stationnaire et la Figure 3.67 représente la trajectoire du flux circulaire. D'après les résultats présentés dans ces deux figures, on affirme sur le bon contrôle du flux statorique soit au niveau du module ou bien au niveau d'orientation. Ce constat est observé aussi dans les deux Figures 3.69-3.70 qui représentent respectivement, l'évolution de l'angle θ et du secteur circulaire choisi.

La vitesse de rotation mécanique est représentée à la Figure 3.71 où on observe une bonne dynamique et un suivi excellent de la vitesse à sa valeur de référence. Cela grâce à la stratégie de commande MPPT appliquée dans ce test. D'autre part, les courants statoriques générés

présentés à la Figure 3.72 montrent une concordance adéquate avec l'évolution du couple électromagnétique de la GSAP. La fréquence des courants est bien variable selon la variation de la vitesse de rotation d'entrainement du générateur électrique.

Les observations majeures tirées à partir de ce contrôle direct de couple peuvent être résumées dans ce qui suit :

- Le contrôle DTC offre des performances similaires à celles obtenus du contrôle vectoriel pour la vitesse de rotation et les courants générés.
- Un contrôle direct du couple électromagnétique et du flux statorique sans transformation rotatif.
- Une structure de contrôle reste assez simple et aucune position du rotor n'est requise.
- Tous les calculs dans ce contrôle se font dans un cadre de référence lié au stator.
- La dépendance aux paramètres internes de la machine est minimale, ce qui offre une résistance aux variations paramétriques de la machine au moment du fonctionnement.
- Les inconvénients de ce contrôle se résident surtout au niveau des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique, ce qui engendre par la suite une détérioration de la durée de vie de la GSAP.

IV- Contrôle non linéaire Backstepping

1. Historique du contrôle Backstepping

Depuis quelques années, la communauté scientifique s'est tellement intéressée à la recherche des algorithmes de contrôles robustes conçus pour les systèmes réels qui sont principalement des systèmes non-linéaires. Le contrôle non linéaire Backstepping se présente comme solution prometteuse dans le domaine de contrôle des systèmes non linéaires. Evidemment, le contrôle des systèmes non linéaires nécessite des contrôles robustes pour garantir un niveau de stabilité et avoir un rendement opérant. L'origine du contrôle Backstepping est pratiquement n'est pas clair à cause de plusieurs travaux de recherches publiés durant les années 80 et au début des années 90. Toutefois, le contrôle Backstepping a reçu une attention particulière selon les travaux de Feurer en 1978 [41] et par la suite les travaux de professeur V.Kokotovic et Sussmann en 1989 [42] qui s'est basé sur les travaux de Feurer et de Tsinias [43]. C'est à partir de 1992 que Kannellkapoullos a présentait les lois de contrôle utilisant l'algorithme de commande Backstepping pour une variété des systèmes non linéaires [44].

L'algorithme de contrôle Backstepping reste moins restrictif et n'oblige pas la linéarité des systèmes non linéaires. L'origine du mot « Backstepping » est justifiée par le processus récursif intrinsèque de la commande au moment de synthèse. Ce contrôle permet de synthétiser la loi de commande des systèmes non linéaires en adoptant la théorie de Lyapunov

afin de stabiliser les systèmes [45]. Cette théorie est un outil important pour les systèmes linéaires et non linéaires. Cependant, la recherche de la fonction appropriée de Lyapunov pour les systèmes non linéaires reste une tâche tellement gênante. Dans ce cas, l'expérience et l'imagination de la réponse du système soit la méthode la plus utilisée dans la plupart des cas. De plus, on choisit toujours une fonction Lyapunov définie positive et sa dynamique doit être négative pour assurer la stabilité générale du système [46]. Le contrôle Backstepping offre des meilleures performances pour les systèmes non linéaires, notamment la robustesse aux variations paramétriques des machines, la rapidité et la stabilité globale des systèmes. Plusieurs recherches dans la littérature prouvent les attributions apportées par ce contrôle [47-52].

2. Principe de la commande Backstepping

L'algorithme de contrôle Backstepping comme la plupart des contrôles non linéaires, se base sur la théorie de la stabilité de Lyapunov. L'idée de base consiste à représenter le système complexe à commander en plusieurs sous-systèmes d'ordre 1 qui seront montés en cascade stables au sens de Lyapunov. Chaque sous-système offre une commande virtuelle pour le prochain sous-système afin d'obtenir une convergence du système global vers son état d'équilibre. La recherche d'une loi de commande qui rend la dérivée d'une fonction de Lyapunov négative n'est pas toujours facile, cependant, la commande récursive Backstepping offre des solutions adaptatives en fondant progressivement la fonction de Lyapunov adaptée au système étudié, et par conséquent, rendre la dérivée de cette fonction négative. De cette façon, on garantit la stabilité intégrale asymptotique du système en poursuite et en régulation [53,54].

On distingue deux type de commandes Backstepping, le premier type s'appelle la commande Backstepping non adaptative. Cette commande est utilisée lorsqu'on connut à priori les paramètres du système étudié. Le deuxième type s'appelle la commande Backstepping adaptative, elle est utilisée lorsqu'on ignore les paramètres du système. À ce stade, une loi d'adaptation est employée et la commande offre une méthode itérative et systématique permettant de construire les différentes étapes indispensable de la commande adaptative des systèmes non linéaires basée sur la fonction de Lyapunov, à savoir :

- Loi de commande : sert à répondre aux spécifications exigées.
- Loi d'adaptation : sert à estimer les différents paramètres inconnus afin qu'ils convergent vers leurs propres valeurs sans affecter la stabilité globale du système.
- Fonction de Lyapunov : sert à choisir la fonction adéquate afin de garantir la stabilité et la convergence du système vers son état d'équilibre.

Dans le but de garantir la stabilité des systèmes étudiés, ce triplet d'opérations doit être exécuté conjointement.

3. Synthèse de la commande Backstepping non adaptative

Le schéma bloc de principe de la commande non adaptative d'un système non linéaire en boucle fermée est représenté à la Figure 3.73 [55].

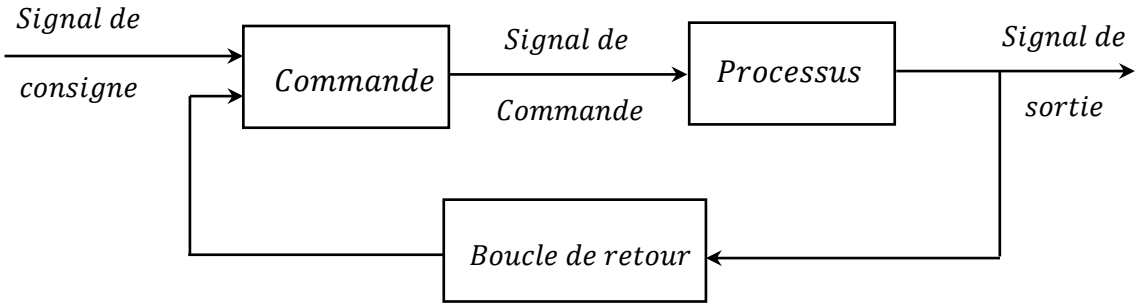


Figure 3. 73- Schéma bloc de principe de la commande non adaptative

3.1. Système du premier ordre de la commande non adaptative

Considérons le système non-linéaire du premier ordre suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = \psi(x)^T.\theta + u \\ y = x \end{cases} \tag{3.36}$$

Avec :

u : représente l'entrée de la commande.
θ : représente le vecteur paramétrique connu.
$[x]^T$: représente le vecteur d'état.
$\psi(x)$: représente le vecteur de fonction non-linéaire lisse ($\psi(0) = 0$).
y : Représente la sortie du système.

La fonction stabilisante adoptée est définit comme suit :

$$\alpha(x) = -k.\left(x - x_{ref}\right) - \psi(x)^T.\theta \tag{3.37}$$

L'erreur entre la variable x et la grandeur de référence x_{ref} est définit par l'expression :

$$\xi = x - x_{ref} \tag{3.38}$$

La dynamique de l'erreur donne :

$$\dot{\xi} = \dot{x} - \dot{x}_{ref} \tag{3.39}$$

La fonction candidate de Lyapunov sera définit par l'expression [56] :

$$V = \frac{1}{2}\,\xi^2 \tag{3.40}$$

La fonction d'erreur est choisie de telle sorte que la dérivée de la fonction candidate de Lyapunov sera :

$$\dot{V} = \xi\,\dot{\xi} = \xi\left(\dot{x} - \dot{x}_{ref}\right) = \xi\left[\psi(x)^T.\theta + u - \dot{x}_{ref}\right] \tag{3.41}$$

La stabilité du système modélisé par l'équation 3.36 est assurée si la dynamique $\dot{V}$ soit négative, par conséquent, l'erreur converge vers zéro. Dans ce cas, la commande u est choisie de telle sorte que :

$$\xi\left[\psi(x)^T.\theta + u - \dot{x}_{ref}\right] = -k.\xi^2 \tag{3.42}$$

Avec : k est une constante positive. D'où :

$$u = -k.\xi - \psi(x)^T.\theta + \dot{x}_{ref} \tag{3.43}$$

L'équation 3.41 devient après simplification :

$$\dot{V} = -k.\xi^2 \tag{3.44}$$

L'équilibre du système est globalement asymptotiquement stable si on choisit $k > 0$.

3.2. Système de deuxième ordre de la commande non adaptative

Considérons le système non-linéaire de deuxième ordre suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \psi(x_1)^T.\theta + x_2 \\ \dot{x}_2 = u \\ y = x_1 \end{cases} \tag{3.45}$$

x_2 Représente la commande virtuelle de l'état x_1 selon l'équation 3.45. La fonction stabilisante dans ce cas sera définie comme suit :

$$\alpha_1(x_1) = -k_1.\left(x_1 - x_{1ref}\right) - \psi(x_1)^T.\theta \tag{3.46}$$

Avec k_1 une constante positive.

Supposant que $\alpha_1(x_1) = x_2$.

On définit les erreurs dans ce cas comme suit :

$$\begin{cases} \xi_1 = x_1 - x_{1ref} \\ \xi_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{x}_{1ref} \end{cases} \tag{3.47}$$

x_2 ne représente pas la vraie commande pour le système d'équation 3.45. Ce système est reformulé selon l'équation 3.47 par :

$$\begin{cases}\dot{\xi}_1 = -k_1\xi_1 + \xi_2 \\ \dot{\xi}_2 = u - \frac{\partial\alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \psi(x_1)^T.\theta) - \ddot{x}_{1ref} - \frac{\partial\alpha_1}{\partial x_{1ref}}\dot{x}_{1ref}\end{cases} \quad (3.48)$$

On définit la loi de commande $u = \alpha_2(x_1, x_2)$ afin de mettre la négativité de la fonction de Lyapunov. La fonction candidate de Lyapunov est définit par l'expression :

$$V = \frac{1}{2}\,\xi_1{}^2 + \frac{1}{2}\,\xi_2{}^2 \quad (3.49)$$

La dynamique de cette fonction donne :

$$\dot{V} = \xi_1\,\dot{\xi}_1 + \xi_2\,\dot{\xi}_2 = -k_1\xi_1^2 + \xi_2\left[u + \xi_1 - \frac{\partial\alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \psi(x_1)^T.\theta) - \ddot{x}_{1ref} - \frac{\partial\alpha_1}{\partial x_{1ref}}\dot{x}_{1ref}\right] \quad (3.50)$$

La commande u est choisie de telle sorte que $\dot{V}$ soit négative. L'expression de la commande u soit alors :

$$u = \alpha_2(x_1, x_2) = -k_2\xi_2^2 - \xi_1 + \frac{\partial\alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \psi(x_1)^T.\theta) + \ddot{x}_{1ref} + \frac{\partial\alpha_1}{\partial x_{1ref}}\dot{x}_{1ref} \quad (3.51)$$

Finalement, on trouve que la dynamique s'écrit :

$$\dot{V} = -k_1\xi_1^2 - k_2\xi_2^2 \leq 0 \quad (3.52)$$

L'équilibre du système de deuxième ordre est globalement asymptotiquement stable si on choisit k_1 et k_2 des constantes positives.

4. Synthèse de la commande Backstepping adaptative

La commande adaptative offre une méthode itérative et systématique, elle fait appel aux trois parties essentielles à une commande adaptative qui se base sur la théorie de Lyapunov, à savoir : la loi de commande, la loi d'adaptation et la fonction candidate de Lyapunov.

Le schéma bloc de principe de la commande adaptative d'un système non linéaire en boucle fermée est représenté à la Figure 3.74 [55].

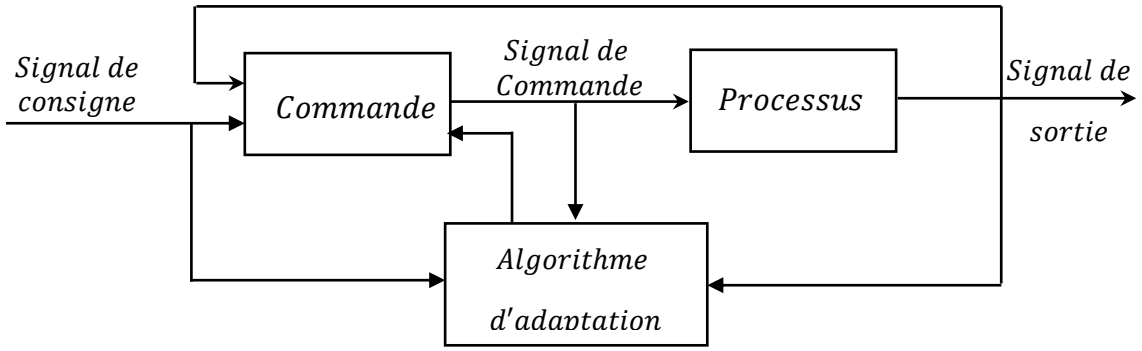


Figure 3. 74- Schéma bloc de principe de la commande adaptative

Considérons le système non linéaire ayant une forme dite triangulaire de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \psi_1(x_1)^T.\theta + x_2 \\ \dot{x}_2 = \psi_2(x_1, x_2)^T.\theta + x_3 \\ \quad . \\ \quad . \\ \dot{x}_{n-1} = \psi_{n-1}(x_1, \dots\dots\dots, x_{n-1})^T.\theta + x_n \\ \dot{x}_n = \psi_n(x)^T.\theta + \Phi(x).u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.53)$$

Avec :

u : représente l'entrée de la commande.

θ : représente le vecteur paramétrique de coefficients constants.

$[x]^T$: représente le vecteur d'état.

$\psi_i(x)$: représente le vecteur de fonctions non-linéaires.

y : Représente la sortie du système.

$\Phi(x)$: représente une fonction qui satisfait la condition : $\Phi(x) \neq 0$ quelque soit $x \in R^n$.

4.1. Système du premier ordre de la commande adaptative

Considérons le système non-linéaire du premier ordre suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = \psi(x)^T.\theta + u \\ y = x \end{cases} \quad (3.54)$$

La conception de la commande adaptative sert à remplacer le vecteur des paramètres "θ" par son estimation "$\hat{\theta}$" dans la fonction stabilisante de l'équation 3.37. De cette manière le contrôle adaptatif Backstepping devient insensible aux variations paramètriques du fait que les paramètres réels sont remplacés par ses valeurs estimées.

L'erreur entre la variable x et la grandeur de référence x_{ref} est définit par :

$$\xi = x - x_{ref} \quad (3.55)$$

La dynamique de l'erreur est alors :

$$\dot{\xi} = \dot{x} - \dot{x}_{ref} \quad (3.56)$$

La fonction candidate de Lyapunov sera définit dans ce cas par l'expression :

$$V = \frac{1}{2}\,\xi^2 + \frac{1}{2}\tilde{\theta}^T\frac{\tilde{\theta}}{\Upsilon} \quad (3.57)$$

Avec :

$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ Ce qui donne par la suite $\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\theta} - \dot{\hat{\theta}}$ avec $\dot{\theta} = 0$.

Υ : représente le gain d'adaptation.

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov sera alors :

$$\dot{V} = \xi.\dot{\xi} - \tilde{\theta}^T \Upsilon^{-1} \dot{\hat{\theta}} = \xi\left(\dot{x} - \dot{x}_{ref}\right) - \tilde{\theta}^T \Upsilon^{-1} \dot{\hat{\theta}} = \xi\left(\psi(x)^T.\theta + u - \dot{x}_{ref}\right) - \tilde{\theta}^T \Upsilon^{-1} \dot{\hat{\theta}} \quad (3.58)$$

Si on remplace "θ" par "$\tilde{\theta} + \hat{\theta}$" on aura :

$$\dot{V} = \xi\left[\psi(x)^T.\hat{\theta} + \psi(x)^T.\tilde{\theta} + u - \dot{x}_{ref}\right] - \tilde{\theta}.\Upsilon^{-1}\dot{\hat{\theta}} = \xi\left[\psi(x)^T.\hat{\theta} + u - \dot{x}_{ref}\right] + \xi.\psi(x)^T.\tilde{\theta} - \tilde{\theta}.\Upsilon^{-1}\dot{\hat{\theta}} = \xi\left[\psi(x)^T.\hat{\theta} + u - \dot{x}_{ref}\right] + \tilde{\theta}\left(\xi.\psi(x)^T - \Upsilon^{-1}\dot{\hat{\theta}}\right) = -k\xi^2 \quad (3.59)$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov est composée de deux termes. Le premier terme comprend la commande "u" et le deuxième terme comprend la dynamique du vecteur paramétrique estimé "$\dot{\hat{\theta}}$".

D'après l'équation 3.59 on peut tirer les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \psi(x)^T.\hat{\theta} + u - \dot{x}_{ref} = -k\xi \implies u = -k\xi - \psi(x)^T.\hat{\theta} + \dot{x}_{ref} \\ \xi.\psi(x)^T - \Upsilon^{-1}\dot{\hat{\theta}} = 0 \implies \dot{\hat{\theta}} = \Upsilon.\xi.\psi(x)^T \end{cases} \quad (3.60)$$

4.2. Système de deuxième ordre de la commande adaptative

Considérons le système non-linéaire de deuxième ordre suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \psi(x_1)^T.\theta + x_2 \\ \dot{x}_2 = u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.71)$$

On remplace le vecteur des paramètres "θ" par son estimation "$\hat{\theta}$" dans les équations 3.46 et 3.47.

$$\alpha_1\left(x_1, \hat{\theta}\right) = -k_1.\left(x_1 - x_{1ref}\right) - \psi(x_1)^T.\hat{\theta} \quad (3.72)$$

Avec k_1 une constante positive.

Les erreurs seront présentées comme suit :

$$\begin{cases}\xi_1 = x_1 - x_{1ref} \\ \xi_2 = x_2 - \alpha_1(x_1, \hat{\theta}) - \dot{x}_{1ref}\end{cases} \quad (3.73)$$

L'équation 3.51 va être soutenue par le terme $V_2(x_1, x_2, \hat{\theta})$ qui sert à compenser les transitions des paramètres estimés. Ce qui donne :

$$u = \alpha_2(x_1, x_2, \hat{\theta}) = -k_2\xi_2 - \xi_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}\left(x_2 + \psi(x_1)^T.\hat{\theta}\right) + V_2(x_1, x_2, \hat{\theta}) + \ddot{x}_{1ref} + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_{1ref}}\dot{x}_{1ref} \quad (3.74)$$

La dérivée des erreurs est calculée dans ce cas :

$$\begin{cases}\dot{\xi}_1 = \xi_2 + \alpha_1 + \psi(x_1)^T.\theta = -k_1\xi_1 + \xi_2 + \psi(x_1)^T.\tilde{\theta} \\ \dot{\xi}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \psi(x_1)^T.\theta) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}}\dot{\hat{\theta}} - \ddot{x}_{1ref} - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_{1ref}}\dot{x}_{1ref}\end{cases} \quad (3.75)$$

$$\begin{cases}\dot{\xi}_1 = \xi_2 + \alpha_1 + \psi^T.\theta = -k_1\xi_1 + \xi_2 + \psi^T.\tilde{\theta} \\ \dot{\xi}_2 = -k_2\xi_2 - \xi_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}\psi^T.\tilde{\theta} - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}}\dot{\hat{\theta}} + V_2(x_1, x_2, \hat{\theta}) - \ddot{x}_{1ref} - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_{1ref}}\dot{x}_{1ref}\end{cases} \quad (3.76)$$

D'après l'équation 3.76, on choisit le terme compensateur V_2 comme suit :

$$V_2(x_1, x_2, \hat{\theta}) = \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}}\dot{\hat{\theta}} \quad (3.77)$$

La loi de mise à jour sera définit par :

$$\dot{\hat{\theta}} = \Upsilon.\tau_2(x, \hat{\theta}) \quad (3.78)$$

La fonction candidate de Lyapunov est considérée comme suit :

$$V_2 = \frac{1}{2}\xi_1^2 + \frac{1}{2}\xi_2^2 + \frac{1}{2}\tilde{\theta}^T\frac{\tilde{\theta}}{\Upsilon} \quad (3.79)$$

Puisque $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ alors $\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\theta} - \dot{\hat{\theta}} = -\dot{\hat{\theta}}$ avec $\dot{\theta} = 0$.

La dérivée de la fonction V_2 donne :

$$\dot{V}_2 = -k_1\xi_1^2 - k_2\xi_2^2 + [\xi_1 \quad \xi_2]\begin{bmatrix}\psi(x)^T \\ \frac{-\partial \alpha_1}{\partial x_1}\psi^T\end{bmatrix}\tilde{\theta}^T - \tilde{\theta}^T\Upsilon^{-1}\dot{\hat{\theta}} = -k_1\xi_1^2 - k_2\xi_2^2 + \tilde{\theta}^T\Upsilon^{-1}\left(\Upsilon\begin{bmatrix}\psi & \frac{-\partial \alpha_1}{\partial x_1}\psi\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\xi_1 \\ \xi_2\end{bmatrix} - \dot{\hat{\theta}}\right) \quad (3.80)$$

Afin d'éliminer l'erreur paramétrique $\tilde{\theta}$, on adopte la solution de mise à jour suivante :

$$\dot{\hat{\theta}} = \Upsilon\tau_2(x,\hat{\theta}) = \Upsilon\begin{bmatrix}\psi & \frac{-\partial\alpha_1}{\partial x_1}\psi\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\xi_1\\ \xi_2\end{bmatrix} \quad (3.81)$$

Ce qui assure la négativité de la dérivée de la fonction $\dot{V}_2$ et par conséquent la stabilité globale du système. L'expression de la derivée de $\dot{V}_2$ devient :

$$\dot{V}_2 = -k_1\xi_1^2 - k_2\xi_2^2 \leq 0 \quad (3.82)$$

Avec : k_1 et k_2 des constantes positives.

5. Application du contrôle Backstepping à la génératrice synchrone à aimant permanent

Le contrôle Backstepping est basé 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. Le but de ce contrôle est la commande du couple électromagnétique de la machine en contrôlant la vitesse de rotation mécanique (la stratégie de la commande en couple). Cette commande se base sur le contrôle vectoriel des tensions statoriques, cela veut dire qu'on doit imposer des tensions de références pour le convertisseur côté machine pour déterminer les signaux de commande des bras du redresseur. Cette stratégie de commande nécessite un découplage des composantes du courant statorique i_{sd} et i_{sq} définies dans le repère tournant d-q similaire au contrôle vectoriel. Par conséquent, le contrôle du couple électromagnétique s'effectue en contrôlant le courant i_{sq} et le contrôle du flux s'effectue en contrôlant le courant direct i_{sd} .

Le modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère rotatif est définit par :

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s.i_{sd} - L_d\frac{d(i_{sd})}{dt} - \omega_e.(L_q.i_{sq}) \\ V_{sq} = -R_s.i_{sq} - L_q\frac{d(i_{sq})}{dt} + \omega_e.(L_d.i_{sd}) + \omega_e.\Psi_f \end{cases} \quad (3.83)$$

L'expression du couple électromagnétique de GSAP est donnée par :

$$T_{em} = \frac{-3}{2}.p.[(\mathrm{L_d} - \mathrm{L_q})\mathrm{i}_{sd}.i_{sq} + \Psi_f.i_{sq}] \quad (3.84)$$

Si la machine est à pôles lisses ($\mathrm{L_d} = \mathrm{L_q}$) le couple électromagnétique devient :

$$T_{em} = \frac{-3}{2}.p.\Psi_f.i_{sq} \quad (3.85)$$

D'autre part, l'équation mécanique est définit par :

$$T_{tur} - T_{em} - f_c.\Omega = J.\frac{d\Omega}{dt} \quad (3.86)$$

D'après les systèmes d'équation 3.83, 3.84 et 3.86, le modèle du système est définit par :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{sd})}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}.i_{sd} - \frac{L_q}{L_d}.\omega_e.i_{sq} - \frac{1}{L_d}V_{sd} \\ \frac{d(i_{sq})}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}.i_{sq} + \frac{L_d}{L_q}.\omega_e.i_{sd} + \frac{1}{L_q}.\omega_e.\Psi_f - \frac{1}{L_q}V_{sq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}T_{tur} - \frac{1}{J}T_{em} - \frac{f_c}{J}.\Omega = \frac{1}{J}T_{tur} + \frac{3}{2}.\frac{p}{J}.\left[\left(\mathrm{L_d} - \mathrm{L_q}\right)\mathrm{i}_{sd}.i_{sq} + \Psi_f.i_{sq}\right] - \frac{f_c}{J}.\Omega \end{cases} \quad (3.87)$$

5.1. La commande Backstepping non adaptative appliquée à la GSAP

Selon les équations du système 3.87 et en se basant sur l'hypothèse que tous les paramètres du système éolien -les paramètres de GSAP inclus- sont connus, la conception de la commande Backstepping non adaptative peut être déterminée en suivant trois essentielles étapes :

- Étape 1 : Conception du contrôleur de la vitesse de rotation mécanique :

L'erreur de la vitesse de rotation mécanique est définie par l'expression suivante :

$$\xi_1 = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3.88)$$

La dynamique de cette erreur selon les équations 3.87 et 3.88 peut être obtenue par :

$$\dot{\xi}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J}T_{tur} - \frac{3}{2}.\frac{p}{J}.\left[\left(\mathrm{L_d} - \mathrm{L_q}\right)\mathrm{i}_{sd}.i_{sq} + \Psi_f.i_{sq}\right] + \frac{f_c}{J}.\Omega \quad (3.89)$$

Dans le cas où la machine est à pôles lisses on aura $\left(\mathrm{L_d} = \mathrm{L_q} = \mathrm{L_s}\right)$ ce qui offre la simplification suivante dans l'expression de la dynamique de l'erreur de la vitesse mécanique.

$$\dot{\xi}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J}T_{tur} - \frac{3}{2}.\frac{p}{J}.\Psi_f.i_{sq} + \frac{f_c}{J}.\Omega \quad (3.90)$$

La fonction candidate de Lyapunov est mis sous la forme suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}\xi_1^2 \quad (3.91)$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}_1 = \xi_1\dot{\xi}_1 = \xi_1\left[\dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J}T_{tur} + \frac{3}{2}.\frac{p}{J}.\Psi_f.i_{sq} + \frac{f_c}{J}.\Omega\right] \quad (3.92)$$

En se basant sur la conception du contrôle Backstepping, les composantes du courants statorique quadratique i_{sq} et direct i_{sd} sont choisies comme étant des entrées virtuelles. Ces entrées virtuelles sont connues dans la terminologie du contrôle Backstepping comme des fonctions stabilisatrices :

$$\begin{cases} i_{sd-ref} = 0 \\ i_{sq-ref} = \frac{J}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\xi_1 - \dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J}T_{tur} - \frac{f_c}{J}.\Omega\right) \end{cases} \quad (3.93)$$

Afin de garantir la stabilité du système, nous avons choisi la constante k_1 positive de telle sorte que les entrées virtuelles i_{sd-ref} et i_{sq-ref} assuraient la négativité de la fonction de Lyapunov choisie.

Dans ce cas, la dynamique de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1.\xi_1^2 \leq 0 \tag{3.94}$$

- Étape 2 : Conception du contrôleur des composantes du courant statorique :

Les erreurs des grandeurs des courants sont définies par les expressions suivantes :

$$\xi_2 = i_{sq-ref} - i_{sq} \tag{3.95}$$

$$\xi_3 = i_{sd-ref} - i_{sd} = -i_{sd} \tag{3.96}$$

Les dynamiques des erreurs selon les équations du système 3.87, 3.90, 3.95 et 3.96 sont présentées comme suit :

$$\dot{\xi}_1 = \frac{3}{2.J} p.\Psi_f.\xi_2 - k_1.\xi_1 \tag{3.97}$$

$$\dot{\xi}_2 = \dot{i_{sq-ref}} - \dot{i_{sq}} = \frac{J}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\xi_1 - \ddot{\Omega}_{ref} - \frac{f_c}{J}.\dot{\Omega}\right) + \frac{R_s}{L_q}.i_{sq} - \frac{L_d}{L_q}.\omega_e.i_{sd} - \frac{1}{L_q}.\omega_e.\Psi_f + \frac{1}{L_q}V_{sq} \tag{3.98}$$

$$\dot{\xi}_3 = \dot{i_{sd-ref}} - \dot{i_{sd}} = -\dot{i_{sd}} = \frac{R_s}{L_d}.i_{sd} + \frac{L_q}{L_d}.\omega_e.i_{sq} + \frac{1}{L_d}V_{sd} \tag{3.99}$$

- Étape 3 : Conception des entrées de commande réelles de contrôle et analyse de stabilité :

Les tensions de références statoriques sont le entrées de commande réelles, pour les déterminer on adopte une nouvelle fonction candidate de Lyapunov définie positive.

$$V_2 = \frac{1}{2}\xi_1^2 + \frac{1}{2}\xi_2^2 + \frac{1}{2}\xi_3^2 \tag{3.100}$$

La dérivée temporelle de cette fonction candidate est obtenue en se basant sur les équations 3.97, 3.98 et 3.99.

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \xi_2\dot{\xi}_2 + \xi_3\dot{\xi}_3 = -k_1.\xi_1^2 - k_2.\xi_2^2 - k_3.\xi_3^2 + \xi_2.\left[\frac{J}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\xi_1 - \ddot{\Omega}_{ref} - \frac{f_c}{J}.\dot{\Omega}\right) + \frac{R_s}{L_q}.i_{sq} - \frac{L_d}{L_q}.\omega_e.i_{sd} - \frac{1}{L_q}.\omega_e.\Psi_f + \frac{1}{L_q}V_{sq} + k_2.\xi_2\right] + \xi_3.\left[\frac{R_s}{L_d}.i_{sd} + \frac{L_q}{L_d}.\omega_e.i_{sq} + \frac{1}{L_d}V_{sd} + k_3.\xi_3\right] \tag{3.101}$$

Afin de garantir la stabilité de la dynamique des courants, nous choisissons les constantes k_1, k_2 et k_3 des constantes positives. De plus, les tensions de références statoriques permettent d'assurer la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov choisie. Pour cela les expressions des tensions statoriques de références seront établies comme suit :

$$V_{sd-ref} = -R_s.i_{sd} - L_q.\omega_e.i_{sq} - L_d.k_3.\xi_3 \quad (3.102)$$

$$V_{sq-ref} = \frac{J.L_q}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(k_1.\xi_1 + \ddot{\Omega}_{ref} + \frac{f_c}{J}.\dot{\Omega}\right) - R_s.i_{sq} + L_d.\omega_e.i_{sd} + \omega_e.\Psi_f - L_q.k_2.\xi_2 \quad (3.103)$$

Par conséquent, la dynamique de la fonction de Lyapunov sera :

$$\dot{V}_2 = -k_1.\xi_1^2 - k_2.\xi_2^2 - k_3.\xi_3^2 \leq 0 \quad (3.104)$$

5.2. La commande Backstepping adaptative appliquée à la GSAP

La commande Backstepping non adaptative est basée sur l'hypothèse que tous les paramètres du système (les paramètres de GSAP inclus) sont connus et invariants. Ce postulat n'est généralement pas vrai. En fait, les paramètres varient avec les conditions de fonctionnement du système telles que le changement de la température, les effets de la saturation magnétique et la variation du couple de charge [57]. Par conséquent, les non-linéarités et les incertitudes des paramètres inconnus doivent être prises en compte dans la conception du contrôleur en utilisant des estimateurs (observateurs) qui vont par la suite améliorer la robustesse du système vis-à-vis les variations paramétriques et les bruits de mesure. Dans ce deuxième algorithme de contrôle, nous adoptons les vecteurs des paramètres réels du système (les paramètres de GSAP inclus) par leurs valeurs estimatifs.

On définit les paramètres système comme suit :

$$\begin{cases} a_1 = R_s \\ a_2 = L_d = L_q = L_s \\ a_3 = J \\ a_4 = \frac{T_{tur}}{J} \\ a_5 = \frac{f_c}{J} \end{cases} \quad (3.105)$$

Le système des paramètres 3.105 sera remplacé par :

$$[\hat{a}_1 \ \hat{a}_2 \ \hat{a}_3 \ \hat{a}_4 \ \hat{a}_5]^T \quad (3.106)$$

On définit les erreurs de ces paramètres comme suit :

$$\begin{cases} \tilde{a}_1 = \hat{a}_1 - a_1 \\ \tilde{a}_2 = \hat{a}_2 - a_2 \\ \tilde{a}_3 = \hat{a}_3 - a_3 \\ \tilde{a}_4 = \hat{a}_4 - a_4 \\ \tilde{a}_5 = \hat{a}_5 - a_5 \end{cases} \quad (3.107)$$

La fonction stabilisatrice définit dans l'équation 3.93 sera réécrite comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd-ref} = 0 \\ i_{sq-ref} = \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\xi_1 - \dot{\Omega}_{ref} + \hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega\right) \end{cases} \quad (3.108)$$

La dynamique des erreurs est redéfinie selon les équations 3.87, 3.97, 3.98, 3.99, 3.107 et 3.108 par :

$$\dot{\xi}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - a_4 + \frac{3}{2}.\frac{p}{a_3}.\Psi_f.\xi_2 - \frac{3}{2}.\frac{p}{J}.\Psi_f.i_{sq-ref} + a_5.\Omega = \frac{3}{2}.\frac{p}{a_3}.\Psi_f.\xi_2 + \frac{\tilde{a}_3}{a_3}\left(-k_1.\xi_1 - \dot{\Omega}_{ref} + \hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega\right) + \tilde{a}_4 - \tilde{a}_5.\Omega - k_1.\xi_1 \quad (3.109)$$

$$\dot{\xi}_2 = \frac{\hat{a}_1}{a_2}.i_{sq} - \frac{\tilde{a}_1}{a_2}.i_{sq} - \frac{\hat{a}_2}{a_2}.\omega_e.i_{sd} + \frac{\tilde{a}_2}{a_2}.\omega_e.i_{sd} - \frac{1}{a_2}.\omega_e.\Psi_f + \frac{1}{a_2}.V_{sq} + \frac{\dot{\hat{a}}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\xi_1 - \dot{\Omega}_{ref} + \hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega\right) + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\dot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref} + \dot{\hat{a}}_4 - \dot{\hat{a}}_5.\Omega\right) - \frac{\tilde{a}_3}{a_3}(k_1 - \hat{a}_5).i_{sq} - (k_1 - \hat{a}_5).i_{sq} - \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5)(\tilde{a}_4 - \tilde{a}_5) + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5)(\hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega) \quad (3.110)$$

$$\dot{\xi}_3 = \frac{\hat{a}_1}{a_2}.i_{sd} - \frac{\tilde{a}_1}{a_2}.i_{sd} + \frac{\hat{a}_2}{a_2}.\omega_e.i_{sq} - \frac{\tilde{a}_2}{a_2}.\omega_e.i_{sq} + \frac{1}{a_2}V_{sd} \quad (3.111)$$

Les lois de commande sont conçues de telle sorte que les erreurs de courants dynamiques sont stabilisées comme suit :

$$V_{sd-ref} = -\hat{a}_1.i_{sd} - \hat{a}_2.\omega_e.i_{sq} - k_3.\hat{a}_2.\xi_3 \quad (3.112)$$

$$V_{sq-ref} = -\hat{a}_1.i_{sq} + \hat{a}_2.\omega_e.i_{sd} + \omega_e.\Psi_f + k_2.\hat{a}_2.\xi_2 - \hat{a}_2\left[\frac{\dot{\hat{a}}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\xi_1 - \dot{\Omega}_{ref} + \hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega\right) + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\dot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref} + \dot{\hat{a}}_4 - \dot{\hat{a}}_5.\Omega\right) - (k_1 - \hat{a}_5).i_{sq} + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5)(\hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega)\right] \quad (3.113)$$

Avec : k_2 et k_3 sont des constantes positives.

En remplaçant les valeurs des tensions statoriques exprimées par les équations 3.112 et 3.113 dans les équations 3.110 et 3.111.

$$\dot{\xi}_3 = -k_3.\xi_3 - \frac{\tilde{a}_1}{a_2}.i_{sd} - \frac{\tilde{a}_2}{a_2}.\omega_e.i_{sq} - k_3.\frac{\tilde{a}_2}{a_2}.\xi_3 \quad (3.114)$$

$$\dot{\xi}_2 = -k_2.\xi_2 - \frac{\tilde{a}_1}{a_2}.i_{sq} + \frac{\tilde{a}_2}{a_2}.\omega_e.i_{sd} + k_2.\xi_2\frac{\tilde{a}_2}{a_2} - \frac{\tilde{a}_3}{a_3}(k_1 - \hat{a}_5).i_{sq} - \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5)(\tilde{a}_4 - \tilde{a}_5) + \frac{\tilde{a}_2}{a_2}\left[\frac{\dot{\hat{a}}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\xi_1 - \dot{\Omega}_{ref} + \hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega\right) + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\dot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref} + \dot{\hat{a}}_4 - \dot{\hat{a}}_5.\Omega\right) - (k_1 - \hat{a}_5).i_{sq} + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5)(\hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega)\right] \quad (3.115)$$

- Adaptation des paramètres et analyse de stabilité

La dernière phase est la détermination des lois d'adaptation des paramètres. Pour cela, une nouvelle fonction de Lyapunov est définie avec des gains d'adaptation selon l'expression suivante :

$$V_3 = \frac{1}{2}\left(\xi_1^2 + \xi_2^2 + \xi_3^2 + \frac{\hat{a}_1^2}{a_2\Upsilon_1} + \frac{\hat{a}_2^2}{a_2\Upsilon_2} + \frac{\hat{a}_3^2}{a_3\Upsilon_3} + \frac{\hat{a}_4^2}{\Upsilon_4} + \frac{\hat{a}_5^2}{\Upsilon_5}\right) \quad (3.116)$$

Tel que : Υ_i $(i = 1,2,3,4,5)$ sont les gains positifs d'adaptation.

La dérivée temporelle de l'équation 3.116 donne :

$$\dot{V}_3 = \xi_1\dot{\xi}_1 + \xi_2\dot{\xi}_2 + \xi_3\dot{\xi}_3 + \frac{\hat{a}_1\dot{\hat{a}}_1}{a_2\Upsilon_1} + \frac{\hat{a}_2\dot{\hat{a}}_2}{a_2\Upsilon_2} + \frac{\hat{a}_3\dot{\hat{a}}_3}{a_3\Upsilon_3} + \frac{\hat{a}_4\dot{\hat{a}}_4}{\Upsilon_4} + \frac{\hat{a}_5\dot{\hat{a}}_5}{\Upsilon_5} \quad (3.117)$$

$$\dot{V}_3 = -k_1.\xi_1^2 - k_2.\xi_2^2 - k_3.\xi_3^2 - \frac{\frac{3}{2}p.\Psi_f}{a_3}.\xi_1.\xi_2 + \frac{\tilde{a}_1}{a_2}\left(\frac{\dot{\hat{a}}_1}{\Upsilon_1} - i_{sd}.\xi_3 - i_{sq}.\xi_2\right) + \frac{\tilde{a}_2}{a_2}\left[\frac{\dot{\hat{a}}_2}{\Upsilon_2} - \xi_3.\omega_e.i_{sq} + \xi_2(\omega_e.i_{sd} - \xi_1.\xi_2) + \frac{\dot{\hat{a}}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\xi_1 - \dot{\Omega}_{ref} + \hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega\right) + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\dot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref} + \dot{\hat{a}}_4 - \dot{\hat{a}}_5.\Omega\right) - (k_1 - \hat{a}_5).i_{sq} + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5)(\hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega)\right] + \frac{\tilde{a}_3}{a_3}\left[\frac{\dot{\hat{a}}_3}{\Upsilon_3} + \xi_1\left(-k_1.\Omega - \dot{\Omega}_{ref} + \hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega\right) - (k_1 - \hat{a}_5).i_{sq}.\xi_2\right] + \tilde{a}_4\left[\frac{\dot{\hat{a}}_4}{\Upsilon_4} + \xi_1 - \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5).\xi_2\right] + \tilde{a}_5\left[\frac{\dot{\hat{a}}_5}{\Upsilon_5} - \xi_1.\Omega + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5).\xi_2.\Omega\right] \quad (3.118)$$

Les lois d'adaptation des paramètres sont déterminées de telle sorte que la dérivée de la fonction candidate de Lyapunov est semi-définie négative comme suit :

$$\dot{\hat{a}}_1 = -\Upsilon_1\left(-i_{sd}.\xi_3 - i_{sq}.\xi_2\right) \tag{3.119}$$

$$\dot{\hat{a}}_2 = -\Upsilon_2\left[\xi_3.\omega_e.i_{sq} + \xi_2(-\omega_e.i_{sd} + \xi_1.\xi_2) + \frac{\dot{\hat{a}}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\xi_1 - \dot{\Omega}_{ref} + \hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega\right) + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}\left(-k_1.\dot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref} + \dot{\hat{a}}_4 - \dot{\hat{a}}_5.\Omega\right) - (k_1 - \hat{a}_5).i_{sq} + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5)(\hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega)\right] \tag{3.120}$$

$$\dot{\hat{a}}_3 = -\Upsilon_3\left[\xi_1\left(-k_1.\Omega - \dot{\Omega}_{ref} + \hat{a}_4 - \hat{a}_5.\Omega\right) - (k_1 - \hat{a}_5).i_{sq}.\xi_2\right] \tag{3.121}$$

$$\dot{\hat{a}}_4 = -\Upsilon_4\left[\xi_1 - \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5).\xi_2\right] \tag{3.122}$$

$$\dot{\hat{a}}_5 = -\Upsilon_5\left[-\xi_1.\Omega + \frac{\hat{a}_3}{\frac{3}{2}p.\Psi_f}(k_1 - \hat{a}_5).\xi_2.\Omega\right] \tag{3.123}$$

Finalement, la dynamique de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_3 = -k_1.\xi_1^2 - k_2.\xi_2^2 - k_3.\xi_3^2 - \frac{\frac{3}{2}p.\Psi_f}{a_3}.\xi_1.\xi_2 \leq 0 \tag{3.124}$$

La structure du contrôle Backstepping non linéaire adaptative de GSAP est représentée à la Figure 3.75 où V_{sd-ref} et V_{sq-ref} représentent les tensions de références appliquées au convertisseur statique côté machine.

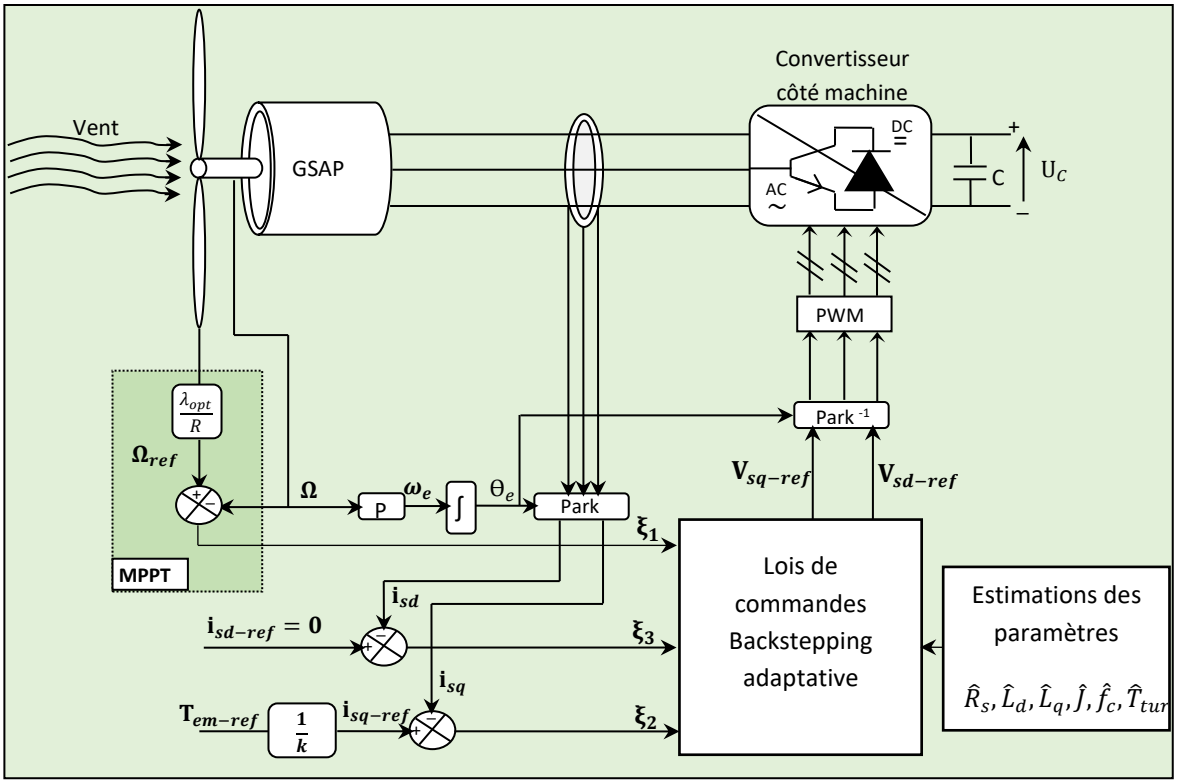


Figure 3. 75-Schéma de principe du contrôle Backstepping adaptative pour GSAP

6. Résultats de simulation

La stratégie de contrôle Backstepping adaptative de la GSAP a été validée par simulation numérique en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres du système éolien (Turbine + GSAP) sont donnés en annexe F. Ce test permet d'évaluer les performances statiques et transitoires du système éolien, ainsi que la robustesse du contrôle vis-à-vis les changements paramétriques de la GSAP et la sensibilité face aux perturbations extérieures.

Dans le but de tester le comportement du contrôle non linéaire Backstepping, deux types de tests ont été utilisés :

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

6.1. Test de performance en présence d'un vent fixe

Ce premier test consiste à entrainer la turbine éolienne par une vitesse du vent sous forme d'échelon similaire au profil du vent Figure 3.23. La puissance réactive est maintenue égale à zéro afin d'obtenir le fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Les résultats de simulation du contrôle Backstepping seront illustrés ci-dessous.

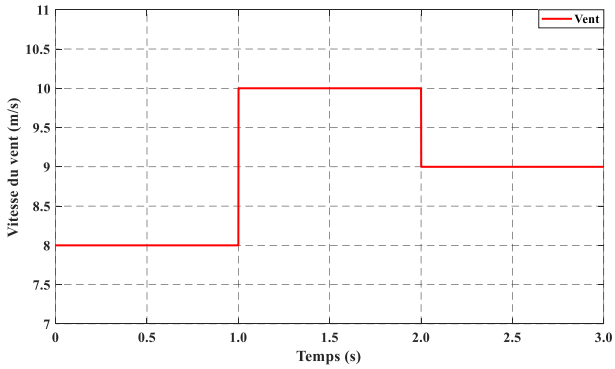


Figure 3. 76- Profil de vitesse du vent échelon

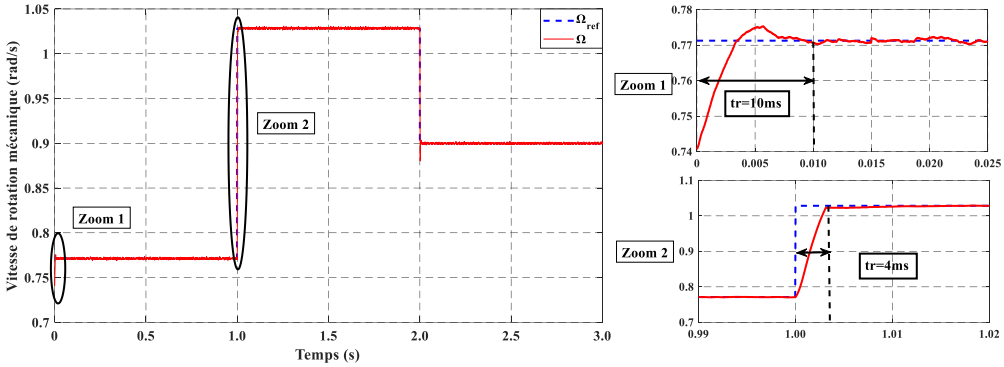


Figure 3. 77- Vitesse de rotation mécanique en présence du vent échelon

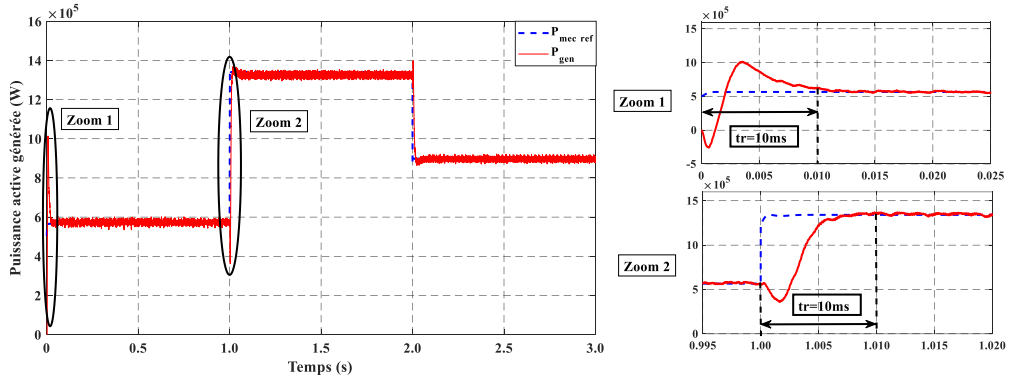


Figure 3. 78- Puissance active générée en présence du vent échelon

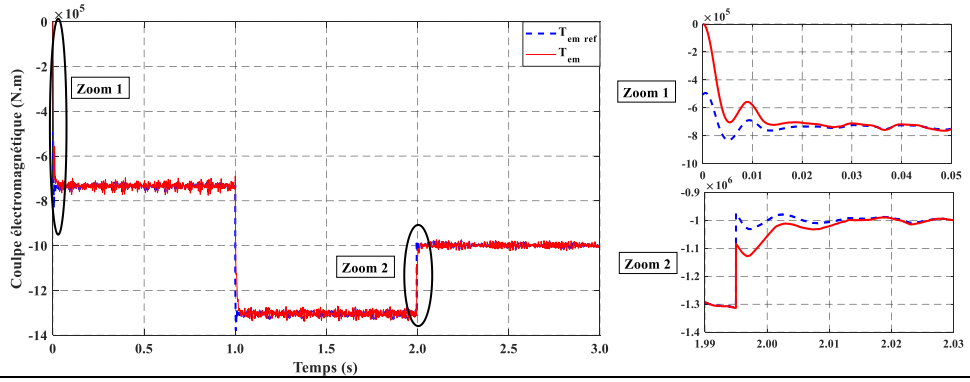


Figure 3. 79- Couple électromagnétique en présence du vent échelon

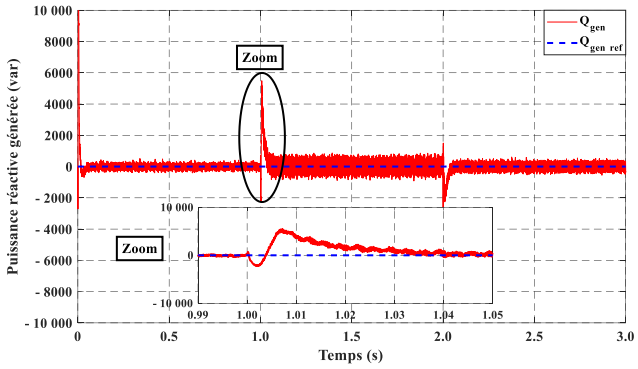


Figure 3. 80- Puissance réactive générée en présence du vent échelon

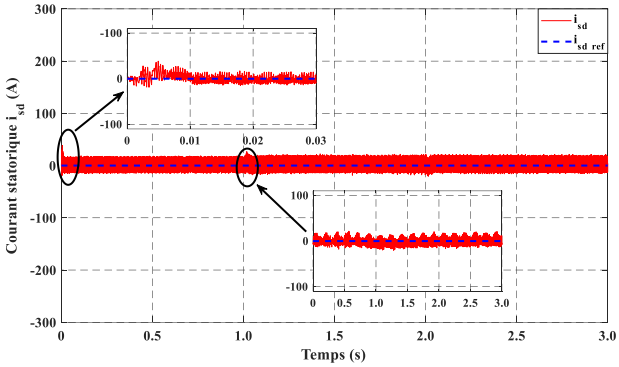


Figure 3. 81- Courant statorique direct isd en présence du vent échelon

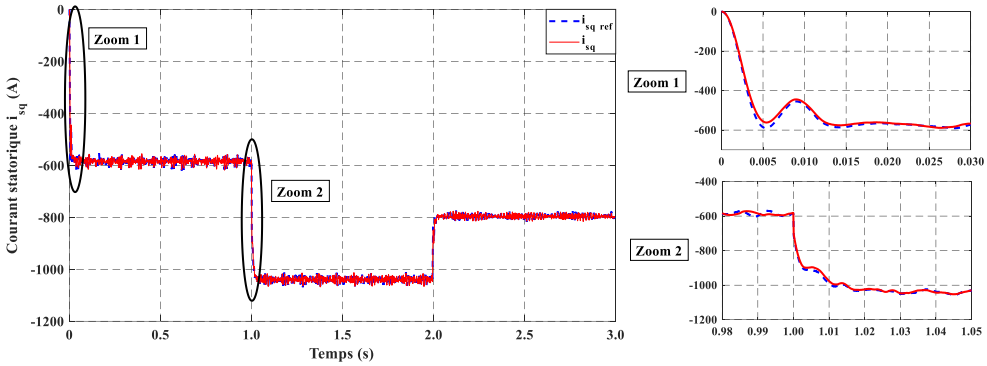


Figure 3. 82- Courant statorique quadrature isq en présence du vent échelon

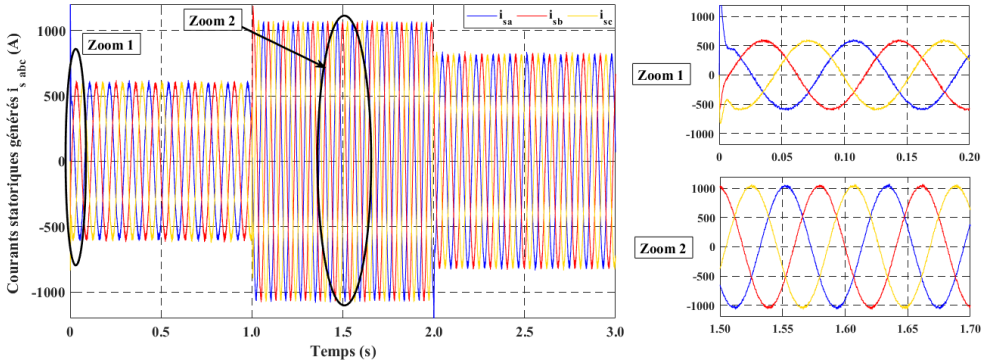


Figure 3. 83- Courants statoriques générés i_{sabc} en présence du vent échelon

Les résultats de ce test de performances sont obtenus en présence d'un vent sous forme des échelons. Les majeures constatations se résident sur la haute performance de poursuite des différentes grandeurs commandées avec des taux d'erreur statique faible. La Figure 3.77 montre que la réponse de la vitesse de rotation mécanique, suit avec une bonne approximation, la vitesse de rotation de référence. Un temps de réponse de 10ms, le cas défavorable, est suffisant pour que la turbine rattrape l'évolution de la vitesse de référence. Une bonne précision, due à une faible erreur statique, est constatée d'après cette figure.

Les Figures 3.78 et 3.79 représentent les allures de la puissance active générée et le couple électromagnétique de la GSAP respectivement. D'après ces deux figures, on peut remarquer que les références sont bien suivies. Les profils de ces deux allures sont adéquats, en valeur absolue, avec de très bonne poursuite de référence. Nous constatons aussi que les ondulations du couple électromagnétique sont dues à la variation du couple mécanique d'entrainement de référence. Cependant, le taux d'ondulation du couple électromagnétique, obtenu via le contrôle Backstepping, est beaucoup plus faible par rapport à celle obtenu dans les deux précédentes commandes (FOC, DTC). La puissance active générée par la GSAP suit d'une façon optimale la puissance mécanique de référence, les deux allures sont conséquences direct de la variation du vent.

Le fonctionnement avec facteur de puissance unitaire est bien assuré via la régulation de la puissance réactive illustrée à la Figure 3.80. La poursuite de la référence de la puissance réactive est bien assurée, cependant, on observe des pics au niveau de la variation de signal vent à t=1s et t=2s. Le taux de la puissance réactive par rapport à la puissance nominale de la machine ne dépasse pas 0,066% ce qui offre un fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité. $\tau(\%)_{Q_{gen}} = \left[\left(\frac{1000}{1{,}5.10^6}\right).100\right] = 0{,}066\%$.

La régulation de composantes du courant statorique i_{sd} et i_{sq} est bien assurée via le contrôle non linéaire adaptatif. Nous remarquons d'après les Figures 3.81 et 3.82 que le présent contrôle ajuste d'une façon optimale les courants statoriques direct et quadratique. La variation remarquée au niveau du courant quadratique est due à la variation du courant quadratique de référence. Bien entendu, le courant de référence i_{sq-ref} est obtenu à partir du couple électromagnétique de référence, ce qui justifie l'ondulation observée au niveau du Zoom 1-2 de la Figure 3.82. Nous observons aussi que le courant d'axe direct i_{sd} suit correctement sa référence nulle. La bonne qualité des courants statoriques dans le référentiel tournant génère des courants triphasés de bonne qualité comme montre la Figure 3.83. La forme d'onde de ces courants est de forme sinusoïdale, cependant, la fréquence des courants change avec le changement de la vitesse de rotation mécanique qui est proportionnelle à la variation de la vitesse du vent. C'est pourquoi que les convertisseurs statiques sont indispensables dans cette architecture des éoliennes à vitesse variable.

6.2. Test de performance en présence d'un vent fluctuant

Dans ce deuxième test, l'intérêt est porté à l'analyse du comportement de la GSAP en régime dynamique. La puissance réactive est toujours maintenue nulle afin d'assurer le fonctionnement avec $\cos\varphi = 1$. Le profil du vent est variable dans ce test, il est similaire du vent illustré dans la Figure 3.10. L'algorithme de maximisation de puissance MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation mécanique est retenu afin d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent. Les figures ci-après résument les résultats de simulation de la commande Backstepping adaptative appliquée à la GSAP.

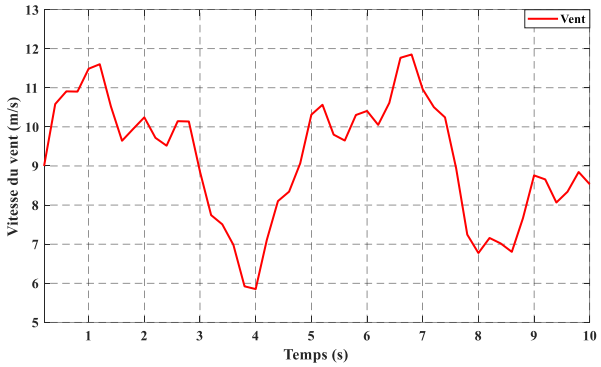


Figure 3. 84- Profil de vitesse en présence du vent variable

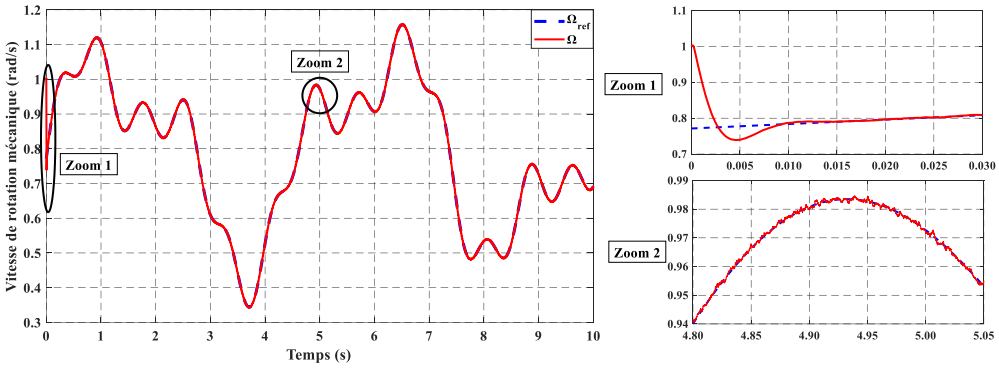


Figure 3. 85- Vitesse de rotation mécanique en présence du vent variable

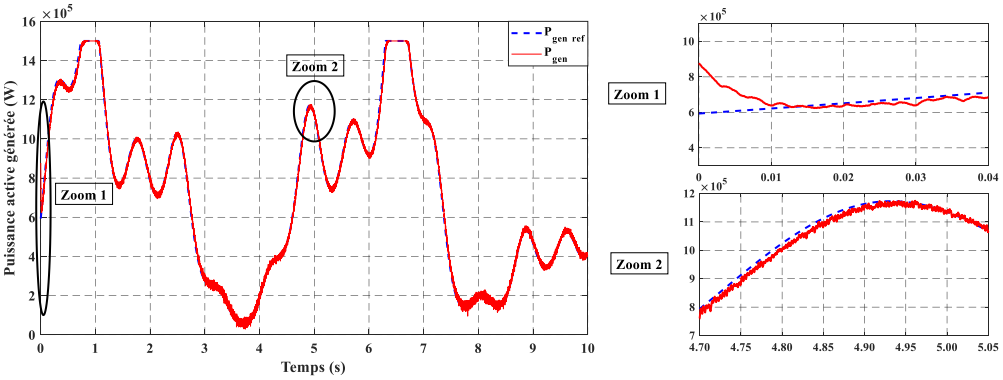


Figure 3. 86- Puissance active générée en présence du vent variable

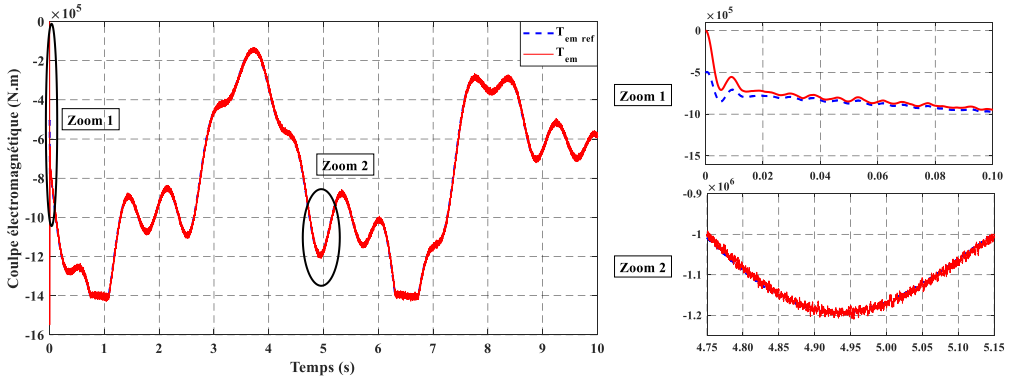


Figure 3. 87- Couple électromagnétique en présence du vent variable

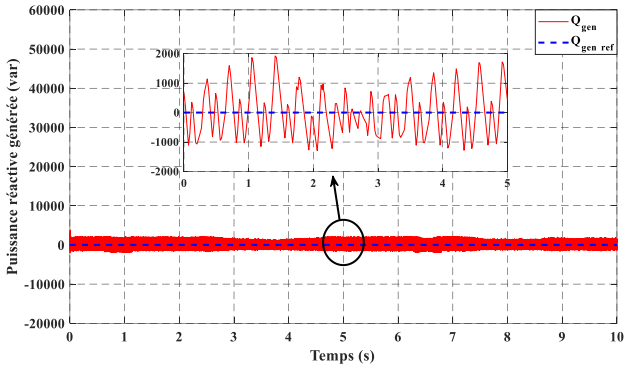


Figure 3. 88- Puissance réactive générée en présence du vent variable

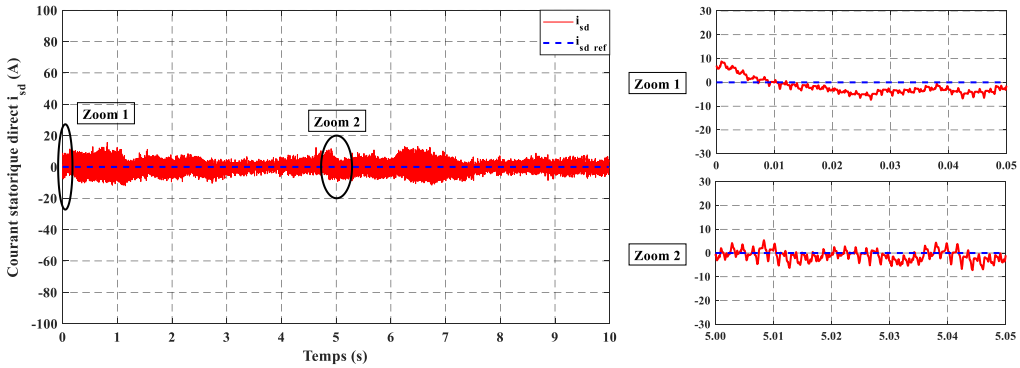


Figure 3. 89- Courant statorique direct i_{sd} en présence du vent variable

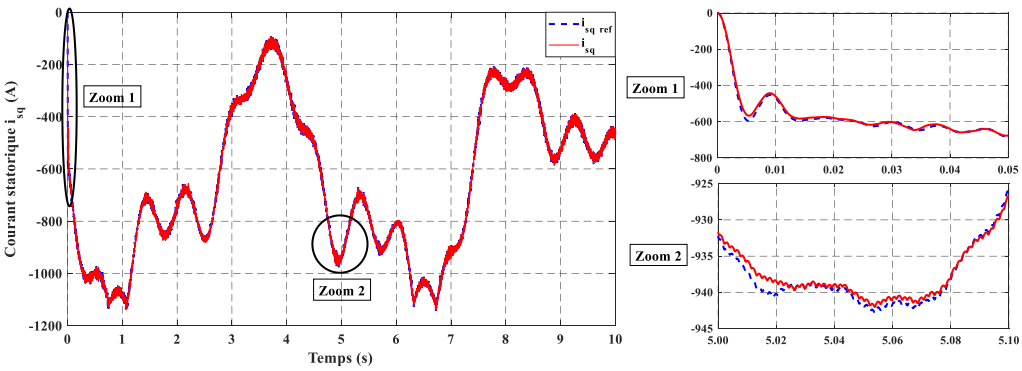


Figure 3. 90- Courant statorique quadrature i_{sq} en présence du vent variable

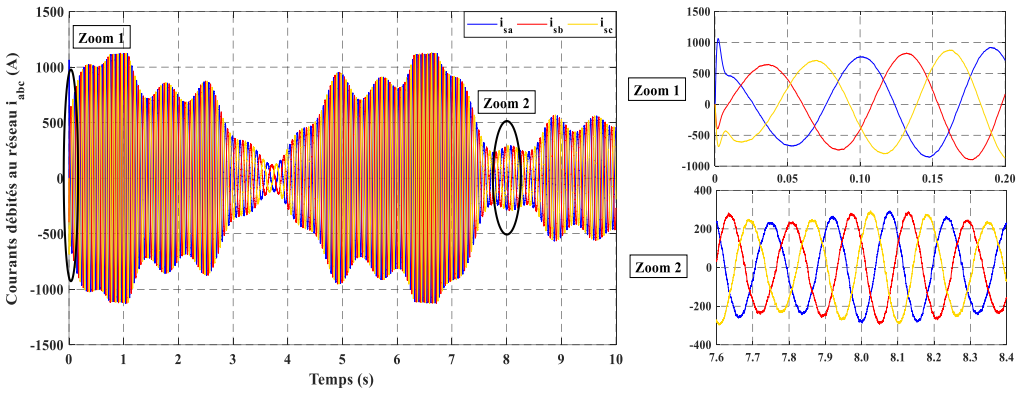


Figure 3. 91- Courants statoriques générés en présence du vent variable

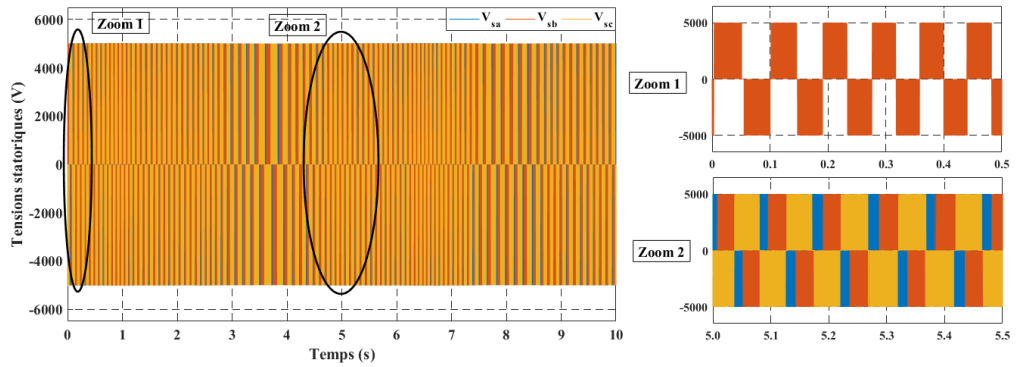


Figure 3. 92- Tensions triphasés statoriques

D'après les résultats trouvés pour cet essai en présence d'un vent variable, on peut remarquer que les différentes consignes sont bien suivies par la GSAP. De plus, le contrôle de la puissance réactive à sa valeur nulle nous a permis d'avoir le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. La puissance active générée par la GSAP suit parfaitement la valeur de référence mécanique comme montre la Figure 3.86. Le couple électromagnétique illustré à la Figure 3.87 dépend directement de la puissance active générée, il varie selon la variation du couple mécanique d'entrainement qui est en fonction de la variation de vitesse du vent. Le niveau d'ondulation du couple est fortement minime par rapport aux ondulations du couple pour les contrôles FOC et DTC. Une dynamique assez rapide avec un faible taux d'erreur en régime statique sont les conséquences directes du contrôle Backstepping appliqué à la GSAP. L'asservissement de la vitesse de rotation est bien assuré selon la Figure 3.85, nous observons aussi que les erreurs statique et dynamique restent infiniment faibles. Les Zoom 1-2 de la Figure 3.85 montrent clairement la qualité du contrôle sur la vitesse de rotation mécanique aussi bien pour la rapidité que pour la précision.

Le courant statorique quadratique i_{sq} varie selon la variation du couple électromagnétique d'après la Figure 3.90. L'ondulation remarquée au niveau de ce courant provient essentiellement de la variation du courant quadratique de référence qui dépend du couple électromagnétique de référence. Le courant direct i_{sd} suit sa valeur de référence nulle selon la Figure 3.89. Le taux d'ondulation reste fortement inférieur au taux trouvé dans le cas du

contrôle vectoriel. Par ailleurs, les courants triphasés statoriques ont des formes sinusoïdales de bonne qualité selon les allures illustrées dans la Figure 3.91 aussi bien pour le régime statique que pour le régime dynamique. La fréquence des courants statoriques varie proportionnellement à la vitesse de rotation mécanique, tandis que l'amplitude varie proportionnellement avec la puissance active du générateur. L'adaptation en fréquence est fortement essentielle dans la phase de l'injection du courant dans le réseau électrique, ça sera le rôle des contrôles appliqués au convertisseur côté réseau.

Les tensions statoriques triphasés sont illustrées dans la Figure 3.92. On peut remarquer d'après cette figure que la forme des tensions statoriques résulte de la commutation des interrupteurs électroniques du redresseur triphasé. Une tension composée de 5000V est illustrée dans le Zoom 1 de la Figure 3.92, tandis que le Zoom 2 de la même figure présente une portion des tensions triphasées. On constate pour cette dernière simulation, que la stratégie de commande Backstepping adaptative offre de meilleures performance de poursuite et de régulation des différentes grandeurs même si la dynamique globale du système éolien reste relativement lente.

6.3. Test de robustesse

Dans le but de vérifier la robustesse et la stabilité asymptotique de la commande Backstepping adaptative sur la régulation des différentes grandeurs du système éolien, des tests de robustesse sous forme des changements paramétriques sont appliqués à la 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 illustrent le comportement dynamique vis-à-vis les changements paramétriques de la machine.

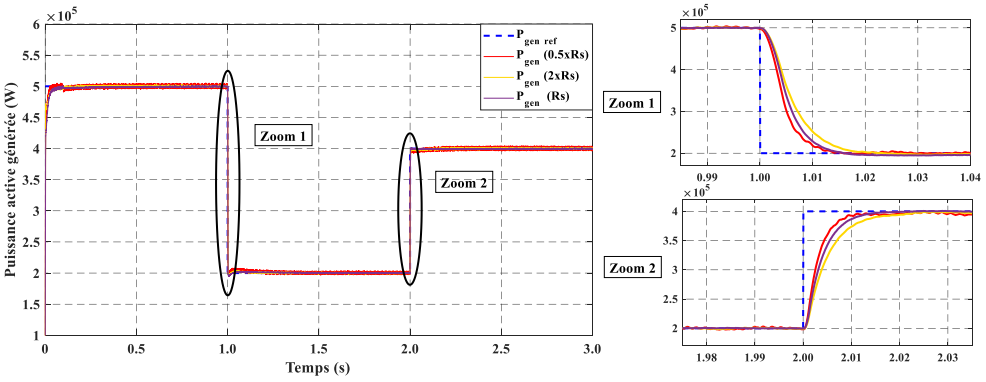


Figure 3. 93- Test de robustesse de la puissance active vis-à-vis le changement de la résistance

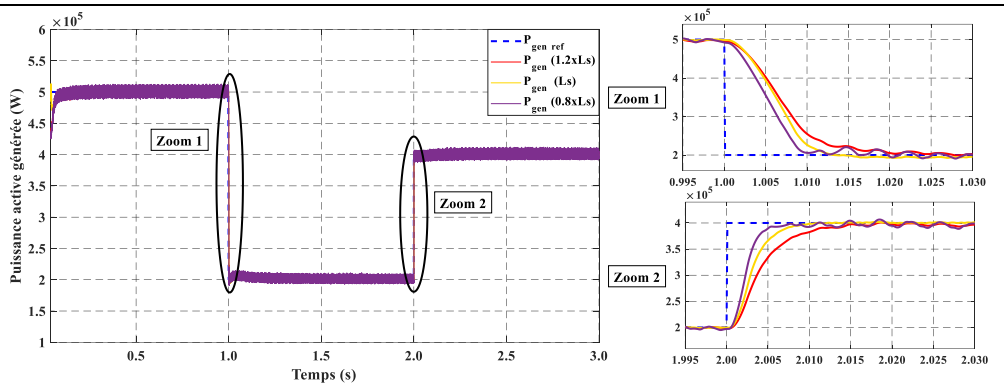


Figure 3. 94- Test de robustesse de la puissance active vis-à-vis le changement de l'inductance

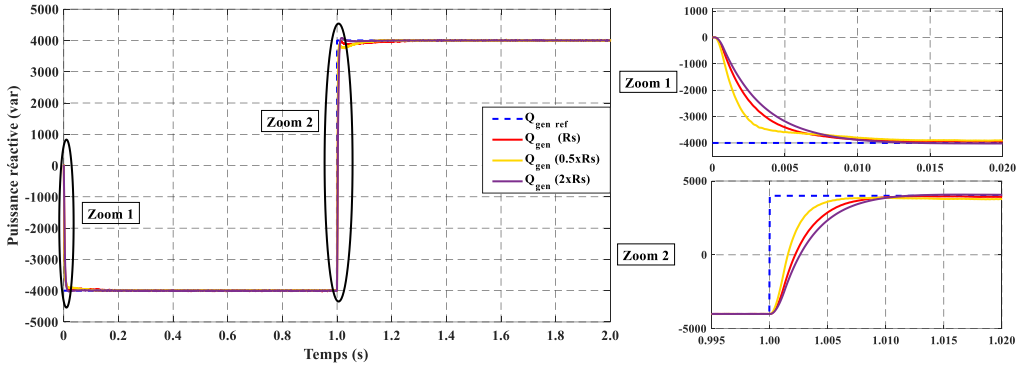


Figure 3. 95- Test de robustesse de la puissance réactive vis-à-vis le changement de la résistance

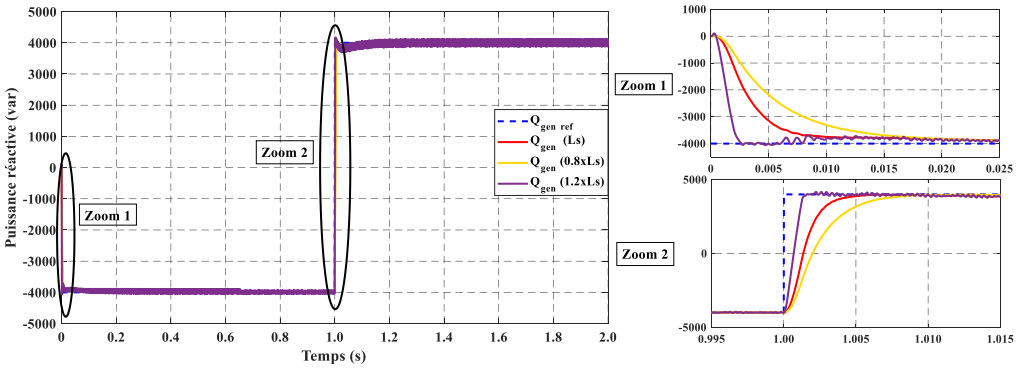


Figure 3. 96- Test de robustesse de la puissance réactive vis-à-vis le changement de l'inductance

D'après les figures de test de robustesse, on peut remarquer que les consignes de puissances sont parfaitement suivies. En outre, l'effet de la variation paramètrique de la GSAP sur le contrôle non linéaire Backstepping adaptaif reste considérablement faible. Les Figures 3.93 et 3.95 représentent respectivement le comportement du contrôle Backstepping adaptatif sur les puissances active et réactive de la GSAP vis-à-vis le changement de la résistance des enroulements statoriques de (+100%) et (– 50%) par rapport à la valeur nominale. Nous constatons que le changement de la valeur de la résistance statorique a engendré une faible variation au niveau de la rapidité pour les puissances avec un temps de réponse évalué de 10ms. Cependant, on observe que la valeur de l'erreur statique reste tellement faible en régime permanent avec moins d'oscillations et absence de dépassement en régime transitoire.

Les mêmes remarques sont constatées pour une variation de $\pm 20\%$ de l'inductance mutuelle par rapport à la valeur nominale. Le changement de l'inductance engendre une faible variation du temps de réponse comme montre les Figures 3.94 et 3.96. Le premier dépassement est toujours absent pour ce deuxième test de robustesse. Cependant, le taux d'erreur statique est légèrement supérieur par rapport au taux aperçu dans le cas de la variation de la résistance statorique. Finalement, on résulte que la commande Backstepping adaptative se présente comme solution robuste face aux variations paramètriques de la GSAP. Par conséquent, l'emploi du contrôle Backstepping adaptatif est fortement conseillé dans les applications éoliennes afin de garantir un rendement et une efficacité énergétique de haut niveau.

Les observations majeures tirées à partir de la commande Backstepping adaptative peuvent être résumées dans les points suivants :

- Le contrôle Backstepping adaptatif offre des meilleures performances statiques et transitoires par rapport à celles obtenues à partir du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple, et ceci pour les différentes grandeurs.
- Un algorithme de contrôle qui représente une technique de commande récursive adoptée aux systèmes non linéaires et qui se base sur la fonction de Lyapunov.
- Une régulation assez appropriée avec une rapidité et stabilité de haut niveau.
- Robuste aux variations paramétriques internes de la GSAP au moment de fonctionnement grâce au système d'estimation / d'adaptation des paramètres.
- Les désavantages remarqués pour ce contrôle se résument dans la complexité de l'algorithme de contrôle et la recherche de la fonction stabilisante adéquate. De plus, ce contrôle nécessite des transformations des repères qui dépendent de position rotorique.

V- Etude comparative

Dans le but d'avoir une évaluation indicative des principaux résultats obtenus pour les trois algorithmes de contrôle, un tableau de comparaison a été élaboré. L'objectif à travers ce tableau est de mettre en main les importantes récapitulatives de ces techniques de contrôle.

Paramètres	FOC	DTC	Backstepping
Transformation des coordonnées	requis	non-requis	requis
Position du rotor	Requis avec précision	Approximativement requis	Requis avec précision
Poursuite des références	Bonne	Bonne	meilleure
Découplage entre les puissances active et réactive	Moyen	Meilleur	Meilleur
Ondulation du couple	Moyenne	Forte	Faible
Réponse dynamique	Moyenne	Forte	Forte
Fréquence de commutation	Fixe	Variable	Fixe
Pertes par commutation	Faible	forte	Faible
Robustesse face aux variations des paramètres	Faible	Moyenne	forte
Complexité de l'algorithme	Faible	Faible	Grande

Tableau 3. 4- Analyse comparative entre les contrôles FOC, DTC et Backstepping appliqués à la GSAP

Le Tableau 3.4 offre une vision générale des différents points de comparaison entre les algorithmes de contrôle appliqués au convertisseur statique côté machine. Bien entendu, et en se basant sur ces résultats, nous pouvons mettre le choix adéquat du contrôle à appliquer à la GSAP suivant les spécifications exigées. D'après les résultats de ce tableau, nous pouvons remarquer les hautes performances offertes par le contrôle Backstepping adaptatif par rapport au contrôle vectoriel et au contrôle direct du couple. La robustesse vis-à-vis les variations paramétriques de la machine représente l'avantage important dans ce tableau de comparaison. Cependant, la complexité de l'algorithme du contrôle Backstepping reste le majeur obstacle pour l'application de cet algorithme de commande. Le contrôle direct du couple se présente également comme solution prometteuse, néanmoins, le problème de l'ondulation du couple électromagnétique et la variation de la fréquence de commutation pose autant de problème pour appliquer cet algorithme de commande dans les applications éoliennes. Le contrôle vectoriel, qui reste le contrôle le plus employé dans les applications éoliennes à l'état actuel, offre des résultats tellement encourageants et compétitifs.

À la lumière de ces constats, nous pouvons conclure que la commande Backstepping adaptative appliquée à la GSAP est la commande la plus robuste et la plus appropriée pour obtenir de meilleurs performances, et offre par conséquent de meilleur rendement énergétique dans une chaine de conversion éolienne.

VI- Conclusion

Les stratégies de contrôle appliquées au convertisseur statique côté machine pour l'éolienne à vitesse variable à entraînement direct basée sur la génératrice synchrone à aimant permanent sont présentées dans ce chapitre. Nous avons présenté le contrôle vectoriel dans un premier temps, puis le contrôle direct du couple et finalement le contrôle non linéaire adaptatif Backstepping. La commande d'une éolienne à partir du contrôle direct du couple risque d'avoir des problèmes d'ondulation du couple électromagnétique et du flux magnétique, cela provient principalement de la variation de fréquence de commutation des interrupteurs électroniques. Par ailleurs, le contrôle vectoriel qui a offert des résultats encourageants paru qu'il est fortement sensible aux changements des paramètres de la génératrice au moment du fonctionnement. D'autre part, les résultats de simulation obtenus ont montré les hautes performances statiques et dynamiques offertes par la commande Backstepping adaptative aussi bien en poursuite de consignes qu'en robustesse vis-à-vis les variations paramétriques de la GSAP. La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à une étude comparative entre les différentes stratégies de commande appliquées au convertisseur statique côté machine. Il était bien clair que le contrôle adaptatif Backstepping reste la solution la plus appropriée à appliquer pour la commande du redresseur triphasé. Le prochain chapitre est consacré aux algorithmes de contrôle dédiés au convertisseur statique côté réseau.

VII- Bibliographie

[1] Chakraborty, S., Simões, M. G., & Kramer, W. E. (2013). Power electronics for renewable and distributed energy systems. A Sourcebook of Topologies, Control and Integration, 99, 100.

[2] Blaabjerg, F., & Ma, K. (2013). Future on power electronics for wind turbine systems. IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics, 1(3), 139-152.

[3] Global wind report annual market 2013: Navigating the global wind power market.

[4] Lange, M. Focken, U. (2008). "New developments in wind energy forecasting", in Power Energy Soc. Gen. Meet. - Convers. Deliv. Electr. Energy 21st Century, 2008 IEEE, 2008, pp. 1-8.

[5] Zhang, Z. Kennel, R. (2015). "Direct Model Predictive Control of Three-Level NPC Back-to-Back Power Converter PMSG Wind Turbine Systems under Unbalanced Grid", Tech. Rep.

[6] Ottersten, R. (2003). On control of back-to-back converters and sensorless induction machine drives. Chalmers University of Technology.

[7] Jian-lin, L., Shu-ju, H., Mei, L., Ying, Z., De-guo, K., & Hong-hua, X. (2008, April). Research on the application of parallel back-to-back PWM converter on direct-drive wind power system. In 2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (pp. 2504-2508). IEEE.

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

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

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

[11] 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.

[12] Hasse, K. (1979). On the dynamics of speed control of a static ac drive with a squirrel-cage induction machine. PhD,'TH Darmstadt.

[13] Pillay, P., & Krishnan, R. (1989). 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.

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

[15] Tan, K., & Islam, S. (2004). Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors. IEEE transactions on energy conversion, 19(2), 392-399.

[16] Siegfried Heier. (2006)."Wind Energy Conversion Systems", Wiley, ISBN 0-470-86899-6.

[17] Hau, E. (2013). The wind resource. In Wind Turbines (pp. 505-547). Springer, Berlin, Heidelberg.

[18] Malinowski, M. (2001). Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers. Politechnika Warszawska.

[19] Noguchi, T., Tomiki, H., Kondo, S., & Takahashi, I. (1998). Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(3), 473-479.

[20] Żelechowski, M. (2005). Space vector modulated–direct torque controlled (dtc–svm) inverter–fed induction motor drive. Praca doktorska, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Warszawa.

[21] 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.

[22] Pierikm, J.T.G. Morrenm, J. Wiggelinkhuizen, E.J. de Haan, S.W.H. Van Engelen, T.G. Bozelie, J. (2004). "Electrical and control aspects of offshore wind farms II (Erao II) ", volume 1: Dynamic models of wind farms.

[23] Zamzoum, O., El Mourabit, Y., Errouha, M., Derouich, A., & El Ghzizal, A. (2018). Power control of variable speed wind turbine based on doubly fed induction generator using indirect field-oriented control with fuzzy logic controllers for performance optimization. Energy Science & Engineering, 6(5), 408-423.

[24] Mamdani, E. H. (1976). Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers. International Journal of Man-Machine Studies, 8(6), 669-678.

[25] Wang, H. O., Tanaka, K., & Griffin, M. (1995, March). Parallel distributed compensation of nonlinear systems by Takagi-Sugeno fuzzy model. In Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Fuzzy Systems. (Vol. 2, pp. 531-538). IEEE.

[26] Takagi, T., & Sugeno, M. (1985). Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. IEEE transactions on systems, man, and cybernetics, (1), 116-132.

[27] Aissaoui, A. G., Tahour, A., Essounbouli, N., Nollet, F., Abid, M., & Chergui, M. I. (2013). A Fuzzy-PI control to extract an optimal power from wind turbine. Energy conversion and management, 65, 688-696.

[28] French, C. Acarnley, P. (1995). "Direct torque control of permanent magnet drives". IEEE IAS Annual Meeting, vol.1, pp. 199-206.

[29] Takahashi, I. Noguchi, T. (1984). "Quick torque response control of an induction motor using a new concept". IEEE J. Tech. Meeting in Rotating machines, paper RM84-76, pp. 61-70.

[30] Takahashi, I. Noguchi, T. (1985). "A new quick torque response and high efficiency control strategy of an induction motor". IEEE IAS Annual Meeting, pp. 496-502.

[31] Takahashi, I. Ohmori, Y. (1989). "High-performance direct torque control of an induction motor". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 25, pp. 257-264.

[32] Depenbrock, M. (1985). "direkte selbstregelung (DSR) fur hochdynamische drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung". etzArchiv, vol. 7, pp. 211-218.

[33] Baader, U. Depenbrock, M. Gierse, G. (1992). "Direct self control of inverter-fed induction machine: A basis for speed control without speed measurement". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 28, pp. 581-588

[34] Zhong, L. Rahman, M. F. Lim, K. W. (1996). "The direct torque control strategy for permanent magnet synchronous motors". Proc. of the Australasian Universities Power Electronics Conference, vol. 3, pp. 513-518.

[35] Zhong, L. Rahman, M. F. Lim, K. W. (1997). "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, pp. 528-536.

[36] Rahman, M. F. Zhong, L. Hu, W. Y. Lim, K. W. Rahman, M. A. (1997). "A direct torque controller for PM synchronous motor drives", IEEE Trans. on Energy Conversion, pp. 637-642.

[37] Ayrir, W. Haddi, A. (2019). "Direct torque control-based power factor control of a DFIG". Energy Procedia, vol. 162, pp. 296-305

[38] Ayrir, W. Ourahou, M. El Hassouni, B. Haddi, A. (2020). "Direct torque control improvement of a variable speed DFIG based on a fuzzy inference system". Mathematics and Computers in Simulation. Vol. 167, pp. 308-324.

[39] Haque, M. E. Saw, Y. C. Chowdhury, M. M. (2014). "Advanced Control Scheme for an IPM synchronous generator-Based Gearless Variable Speed Wind Turbine" IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 5, no.2, pp. 354-362.

[40] Haque, M. E. Rahman, M. F. (2009). "Permanent magnet synchronous motor drives: Analysis, Modeling and Control". VDM Verlag, Germany.

[41] Morse, A. S. Feurer, A. (1978). "Adaptive control of single-input-single-ouput linear systems". IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 23(4). pp. 557-569.

[42] Sussmann, H. J. Kokotovic, V. (1989). "A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems". Systems Control Letters, vol. 13, pp. 125-133.

[43] Tsinias, J. (1989). "Sufficient lyapunov-like conditions for stabilization". Mathematical Control Signal Systems", vol. 2, pp. 343-357.

[44] KanellaKopoulos, I., Kokotovic, P.V. Morse, A.S (1991), "Systematic Designof Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems", IEEE Transactions onAutomatic Control, 36(11), pp. 1241-1253.

[45] Freeman, R. A. Kokotovic, P.V. (1992). "A New Lyapunov Function for the Backstepping Design of 'Softer' Robust Nonlinear Control Laws". Technical report no. CCEC-92-0520.

[46] El Mourabit Y, Derouich A, El Ghzizal A, El Ouanjli N, Zamzoum O.(2020). "Nonlinear backstepping control for PMSG wind turbine used on the real wind profile of the Dakhla-Morocco city". Int Trans Electr Energ Syst.;e12297. https://doi.org/10.1002/2050-7038.12297

[47] Bossoufi, B. Karim, M. Lagrioui, A. Taoussi, M. Derouich, A. (2014). "Adaptive Backstepping Control of DFIG Generators for Variable-speed Wind Turbines system", Journal of Electrical Systems, Vol.10, N°.03, pp. 317-330.

[48] Taoussi, M. Karim, M. Bossoufi, B. Hammoumi, D. Lagrioui, A. Derouich, A. (2016). "Speed variable adaptive backstepping control of the doubly-fed induction machine drive", International Journal of Automation and Control, Vol.10, N°.01, pp. 12-33.

[49] El Mourabit Y, Derouich A, ElGhzizal A, et al. (2019). "Implementation and validation of backstepping control for PMSG wind turbine using dSPACE controller board". Energy Rep.; 5: 807-821.

[50] 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". Renew Energy. 81 : 903-917.

[51] Taoussi, M. Karim, M. Hammoumi, D. Elbakkali, C. Bossoufi, B. El Ouanjli, N. (2017). "Comparative study between Backstepping adaptive and Field-oriented control of the DFIG applied to wind turbines", 3rd IEEE International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing.

[52] El Mourabit Y, Derouich A, ElGhzizal A, El Ouanjli N, Zamzoum O. (2019). "Nonlinear Backstepping control of variable speed wind turbine based on permanent magnet synchronous generator". International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), IEEE; 1-7.

[53] Bossoufi. B. (2012). "Contribution à la commande de la Machine Synchrone à Aimant Permanent par l'utilisation des solutions numériques FPGA". Thèse de doct. Faculté Des Sciences Dhar El Mahraz Fès, Maroc.

[54] Taoussi, M. Karim, M. Bossoufi, B. Hammoumi, D. Lagrioui, A. (2015). "Speed Backstepping Control of the Double-Fed Induction Machine DRIVE", Journal of Theoretical & Applied Information Technology, Vol.74, N°.02, pp. 189-199.

[55] Messaadi, M. (2012). " Commande backstepping appliquée à la machine synchrone a aimants permanents". Mémoire de Magister. Faculté de technologie. Batna, Algérie.

[56] Baik. I.C, Kim. K. H. Youn. M. J. (2000). "Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique". IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 8, N°. 1, pp. 47 – 54.

[57] Toliyat, H.A., Levi, E. Raina, M. (2003). "A review of RFO induction motor parameter enabling estimation techniques". IEEE Trans. Energy Conversion, V.18, No. 2, pp. 271-283.

CHAPITRE 4 : STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU D'UN SYSTEME EOLIEN A BASE DE LA GSAP

Résumé : Après avoir présenté dans le chapitre précédent les stratégies de contrôle appliquées au convertisseur statique côté générateur, nous présentons dans ce présent chapitre les algorithmes de contrôle dédiés au convertisseur côté réseau. Tout d'abord, nous développons l'algorithme de contrôle de tension orientée (VOC), l'intérêt est porté sur la technique du contrôle vectoriel avec le découplage des courants. Par la suite, nous traitons l'algorithme de contrôle direct de puissance (DPC). La synthèse des contrôleurs à hystérésis et les estimations des puissances active et réactive sont traitées en détail dans ce chapitre. Des simulations numériques dans la plateforme Matlab/Simulink sont assurées afin de valider les stratégies de contrôle appliquées au convertisseur côté réseau. Un bilan de performances et des études comparatives sont établis à la fin du chapitre.

Notations utilisées dans le chapitre :

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

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

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

$V_{R,abc}$: Tensions triphasées du réseau.

$V_{R,\mathrm{dq}}$: Tensions de l'axe direct et quadratique du réseau.

R_f : Résistance du filtre.

L_f : Inductance du filtre.

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

ω_n : Pulsation naturelle.

ζ : Coefficient d'amortissement.

K_p, K_i: Gains proportionnel et intégral du correcteur PI.

s : Variable de Laplace.

i_{DC} : Courant traversant le condensateur.

C : condensateur du circuit intermédiaire.

U_C : Tension de bus continu.

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

θ_r : Angle de tension du réseau.

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.

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

H_{P_R}: Erreur de la puissance active.

H_{Q_R}: Erreur de la puissance réactive.

θ_{Ri} : Secteurs dans le plan stationnaire.

Acronymes :

CC-VSI : Current Controlled - Voltage Source Inverter.

VOC : Voltage Oriented Control.

VFOC : Virtual Fux Oriented Control.

ABH : Adaptive Band Hysteresis.

DPC : Direct Power Control.

PLL : Phase Locked Loop.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

THD : Taux de distorsion harmonique.

I- Introduction

Le convertisseur statique côté réseau a pour fonction d'interfacer l'éolienne avec le réseau électrique et de contrôler le flux de puissance active et réactive vers le réseau. Le contrôle de ce convertisseur côté réseau (onduleur) est généralement indépendant du type de générateur employé dans le système de conversion d'énergie éolienne. Ce contrôleur est responsable de la qualité de l'énergie électrique générée. Il existe plusieurs stratégies de contrôle du convertisseur côté réseau qui sont tous axées sur les mêmes objectifs, à savoir : le contrôle de la tension du bus continu, le contrôle des puissances active et réactive fournies au réseau, la conformité au code de réseau et la synchronisation avec le réseau pour assurer un fonctionnement fiable du système éolien [1,2].

Le convertisseur statique côté réseau est habituellement de type onduleur de source de tension à courant contrôlé, communément appelé en anglais (CC-VSI : Current Controlled - Voltage Source Inverter). Pour contrôler l'échange des puissances active et réactive entre le circuit intermédiaire (bus continu) et le réseau, on utilise les courants de l'axe direct et de l'axe quadrature de l'onduleur. La tension de sortie de l'onduleur est une onde carrée de haute fréquence, par conséquent, un filtre est inséré entre la sortie du l'onduleur et le réseau pour réduire les harmoniques les plus élevées causées par le processus de commutation [3-5].

Bien que seulement deux méthodes soient couramment employées pour le contrôle des convertisseurs statiques côté réseau, plusieurs algorithmes de commande sont disponibles dans la littérature qui peut être appliqués pour contrôler l'onduleur dans la SCEE. Ces algorithmes de commande sont basés soit sur la commande en tension orientée, soit la commande directe de puissance. Parmi ces algorithmes de commande on cite : Le contrôle orienté tension communément appelé en anglais (VOC : Voltage Oriented Control), le contrôle synchrone orienté à flux virtuel avec contrôleur PI communément appelé en anglais (VFOC : Virtual Fux Oriented Control), le contrôle de courant d'hystérésis de bande adaptative communément appelé en anglais (ABH : Adaptive Band Hysteresis) et le contrôle direct de puissance couramment appelé en anglais (DPC : Direct Power Control). L'étude des algorithmes de contrôle VOC et DPC sera l'objectif de ce présent chapitre.

II- Contrôle tension orientée (VOC)

1. Objectif et principe du contrôle VOC

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

[6]. 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. 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 [7-10].

2. Contrôle VOC dans le cadre de référence synchrone dq

Le schéma bloc de principe du contrôle VOC appliqué au convertisseur statique côté réseau est représenté à la Figure 4.1. La stratégie de commande repose sur l'emploi des régulateurs proportionnel-Intégral avec découplage des composantes du courant réseau direct et quadratique. Il existe quatre 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 2.26, les tensions triphasées au point de connexion peuvent être exprimées dans le référentiel (abc) par :

$$\begin{bmatrix} V_{Ra} \\ V_{Rb} \\ V_{Rc} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} - L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

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 triphasé 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 :

$$P(t) = V_{Ra} i_{Ra} + V_{Rb} i_{Rb} + V_{Rc} i_{Rc} \quad (4.2)$$

L'équation 4.1 peut être réécrite dans un référentiel tournant d-q par :

$$\begin{cases} V_{Rd} = V_{fd} - R_f i_{Rd} - L_f \frac{di_{Rd}}{dt} + \omega_R L_f i_{Rq} \\ V_{Rq} = V_{fq} - R_f i_{Rq} - L_f \frac{di_{Rq}}{dt} - \omega_R L_f i_{Rd} \end{cases} \quad (4.3)$$

Le module de la tension réseau sera alors :

$$|V_R| = \sqrt{(V_{Rd})^2 + \left(V_{Rq}\right)^2} \quad (4.4)$$

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

$$P_R = \frac{3}{2}\left(V_{Rd} i_{Rd} + V_{Rq} i_{Rq}\right) \quad (4.5)$$

$$Q_R = \frac{3}{2}\left(V_{Rq} i_{Rd} - V_{Rd} i_{Rq}\right) \quad (4.6)$$

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 :

$$P_R = \frac{3}{2}(V_{Rd} i_{Rd}) = \frac{3}{2}|V_R| i_{Rd} \quad (4.7)$$

$$Q_R = -\frac{3}{2}\left(V_{Rd} i_{Rq}\right) = -\frac{3}{2}|V_R| i_{Rq} \quad (4.8)$$

Nous constatons suivant les équations 4.7 et 4.8 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 :

$$i_{Rq-ref} = -\frac{Q_{R-ref}}{\frac{3}{2}V_{Rd}} \quad (4.9)$$

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 :

$$P_R = \frac{3}{2}(V_{Rd} i_{Rd}) = U_C i_{DC} \tag{4.10}$$

Nous constatons alors selon l'équation 4.10 que la tension du bus continu U_C peut être contrôlée en contrôlant la puissance P_R fournie au réseau.

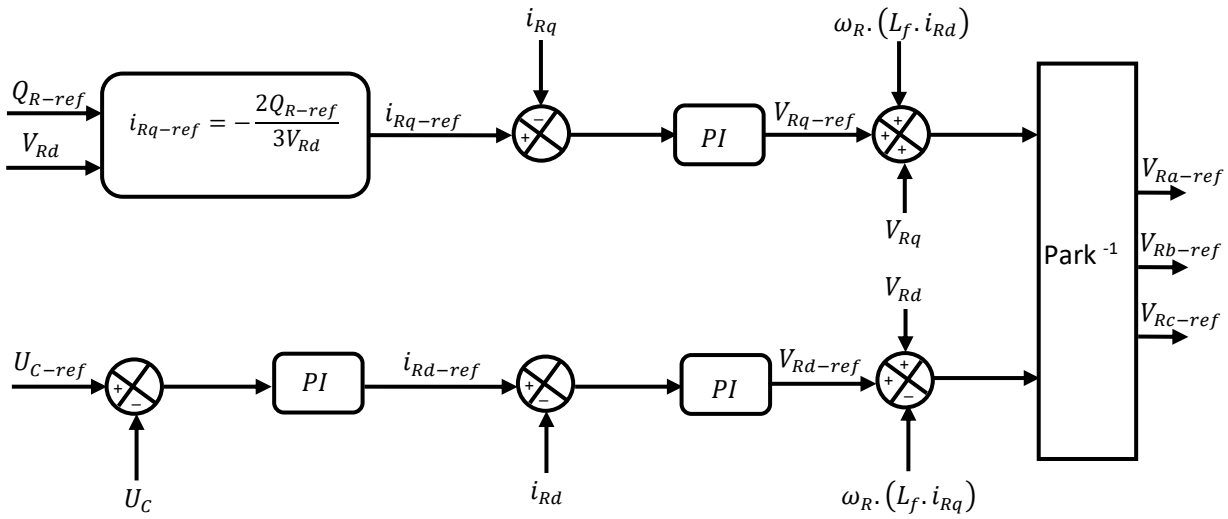


Figure 4. 1-Principe du contrôle VOC du convertisseur côté réseau

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 4.3 sera présentée en fonction des termes de couplage comme suit :

$$\begin{cases} V_{fd} = R_f i_{Rd} + L_f \frac{di_{Rd}}{dt} + e_{fd} \\ V_{fq} = R_f i_{Rq} + L_f \frac{di_{Rq}}{dt} + e_{fq} \end{cases} \tag{4.11}$$

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

$$\begin{cases} e_{fd} = V_{Rd} - \omega_r L_f i_{Rq} \\ e_{fq} = V_{Rq} + \omega_r L_f i_{Rd} \end{cases} \tag{4.12}$$

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

$$\begin{cases} V_{fd-ref} = R_f i_{Rd} + L_f \frac{di_{Rd}}{dt} = (R_f + L_f s) I_{Rd} \\ V_{fq-ref} = R_f i_{Rq} + L_f \frac{di_{Rq}}{dt} = (R_f + L_f s) I_{Rq} \end{cases} \quad (4.13)$$

Considérons le schéma bloc du système à réguler de la figure 4.1. 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" le variable de Laplace.

Compte tenu des expressions de l'équation 4.13, 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 :

$$FT(s) = \frac{1}{R_f + s.L_f} = \frac{1}{R_f} . \frac{1}{1 + T_e s} \quad (4.14)$$

$$FT(s) = \frac{I_{Rd,Rq}(s)}{V_{fd,fq}(s)} \quad (4.15)$$

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 3.4.

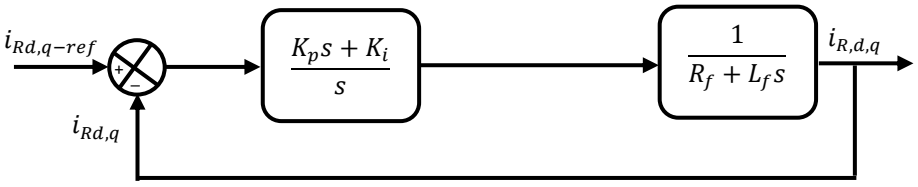


Figure 4. 2- Boucle de régulation simplifiée des courants statoriques

La fonction de transfert en boucle ouverte est définie par :

$$FTBO(s) = \left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{R_f + L_f s}\right) \quad (4.16)$$

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

$$FTBF(s) = \frac{FTBO(s)}{1+ FTBO(s)} \tag{4.17}$$

$$FTBF(s) = \frac{\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{R_f+L_f s}\right)}{1+\left(\frac{K_p s+K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{R_f+L_f s}\right)} \tag{4.18}$$

En développant l'équation 4.18 on aura :

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_p.s+K_i}{R_f.s+L_f.s^2}}{1+\frac{K_p s+K_i}{R_f.s+L_f.s^2}} \tag{4.19}$$

$$FTBF(s) = \frac{K_p.s+K_i}{R_f.s+L_f.s^2+K_p.s+K_i} \tag{4.20}$$

$$FTBF(s) = \frac{K_p.s+K_i}{L_f.s^2+\left(R_f+K_p\right).s+K_i} \tag{4.21}$$

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i}s+1}{\frac{L_f}{K_i}.s^2+\left(\frac{R_f+K_p}{K_i}\right)s+1} \tag{4.22}$$

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 :

$$FTBF(s) = \frac{1}{\frac{L_f}{K_i}.s^2+\left(\frac{R_f+K_p}{K_i}\right)s+1} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}.s^2+\left(\frac{2\zeta}{\omega_n}\right)s+1} \tag{4.23}$$

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.

$$\begin{cases} K_i = \omega_n^2.L_f \\ K_p = 2.\zeta.\omega_n.L_f - R_f \end{cases} \tag{4.24}$$

La pulsation naturelle ω_n est obtenue par :

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T_e} \tag{4.25}$$

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

- Paramètres du régulateur du Bus continu

Selon l'équation 4.10, 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 :

$$i_{DC} = C.\frac{dU_C}{dt} \tag{4.26}$$

La transformée de Laplace de l'équation 4.26 donne :

$$i_{DC} = C.s.U_C = (0 + C.s)U_C \tag{4.27}$$

Par identification des équations 4.13 et 4.27, la régulation de la tension de bus continu est obtenu 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 4.27, 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 4.24, on obtient les paramètres du régulateur du bus continu selon les expressions suivantes avec une constante du temps choisie à l'avance :

$$\begin{cases} K_i = \omega_n^2.C \\ K_p = 2.\zeta.\omega_n.C \end{cases} \tag{4.28}$$

4. Détection de l'angle de déphasage réseau

Le principe du contrôle vectoriel VOC se base sur la transformation des coordonnées vers le référentiel synchrone. Dans le référentiel synchrone, toutes les variables sont des composantes continues en régime permanent, ce qui facilite la conception et le contrôle du convertisseur côté réseau. La connexion de l'onduleur avec le réseau demande une synchronisation des grandeurs transitées en termes de fréquence, d'amplitude et de phase de la tension de sortie de l'onduleur et celle du réseau. Le processus de synchronisation sert à faire fonctionner le

système de conversion éolienne aussi près que le facteur de puissance soit unitaire pour satisfaire une dissipation de puissance minimale et suivre les normes du code de réseau [11].

Une méthode de synchronisation s'appelle « Boucle de verrouillage de phase » couramment appelée en anglais PLL (Phase Locked Loop) fournit un système de rétroaction qui ajuste automatiquement la phase d'un signal généré pour correspondre à la phase du signal d'entrée. Le rôle de PLL sert à synchroniser l'angle de déphasage de l'onduleur θ_{ond} avec l'angle de tension du réseau θ_r.L'objectif principal de la PLL est de modifier la fréquence de courant de l'onduleur dans le cas où il apparaît un tel déphasage entre les grandeurs électriques. Le but est de garder une concordance temporelle entre le courant délivré et la tension du réseau.

Supposant que les tensions triphasées du réseau $V_{R,abc}$ sont de formes d'onde sinusoïdales équilibrées. Nous pouvons calculer l'angle de tension de réseau par [1] :

$$\theta_r = \tan^{-1}\left(\frac{V_{R\beta}}{V_{R\alpha}}\right) \tag{4.29}$$

Où $V_{R\alpha}$ et $V_{R\beta}$ peuvent être obtenus à partir de la transformation de Clarke [12] (voir annexe D) :

$$V_{R\alpha} = \frac{2}{3}\left(V_{Ra} - \frac{1}{2}V_{Rb} - \frac{1}{2}V_{Rc}\right) = V_{Ra} \tag{4.30}$$

$$V_{R\beta} = \frac{2}{3}\left(0.V_{Ra} + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{Rb} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{Rc}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}(V_{Ra} + V_{Rb}) \tag{4.31}$$

Avec :

$$V_{Ra} + V_{Rb} + V_{Rc} = 0$$

La structure du contrôle vectoriel VOC est représentée à la Figure 4.3 où V_{Rd-ref} et V_{Rq-ref} représentent les tensions de références appliquées au convertisseur statique côté réseau.

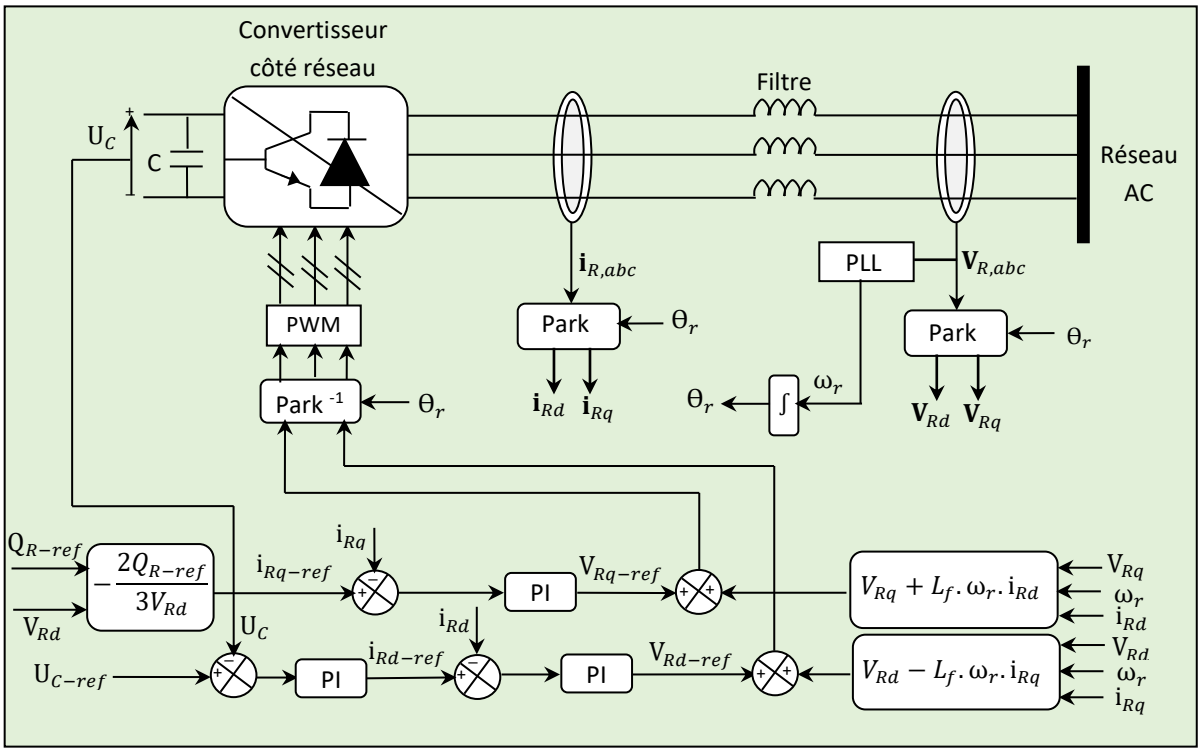


Figure 4. 3- Schéma de principe du contrôle vectoriel VOC de l'onduleur avec contrôleurs de courant découplés

5. Résultats de simulation

La stratégie de contrôle vectoriel VOC de l'onduleur a été validée par simulation numérique en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres du système éolien (Turbine + GSAP) sont donnés en annexe F. Les caractéristiques du bus continu et du filtre RL sont présentées dans le tableau 4.1.

Capacité du condensateur du bus continu	60 mF
Tension du bus continu	5000 V
Résistance du filtre	0.25 mΩ
Inductance du filtre	1 mH

Tableau 4. 1- Caractéristiques du bus continu et du filtre RL

La structure du contrôle vectoriel VOC de la Figure 4.3 est mise en œuvre où la boucle de commande interne sert à contrôler les courants i_{Rd} et i_{Rq}, tandis que la boucle de commande externe sert à contrôler la tension du bus continu.

Dans cette section, deux types de test ont été appliqués pour observer l'effet du contrôle vectoriel VOC sur le comportement du système de la Figure 4.3, à savoir :

- Test de performance à vitesse du vent fixe.
- Test de suivi de consigne à vitesse du vent variable.

5.1. Test de performance à vitesse du vent fixe

La turbine éolienne est entrainée par un vent en échelons similaire au profil du vent représenté à la Figure 3.23. La puissance réactive transitée au réseau est maintenue égale à zéro afin de garantir un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Les résultats de simulation du contrôle vectoriel VOC appliqué au convertisseur statique côté réseau sont présentés ci-dessous.

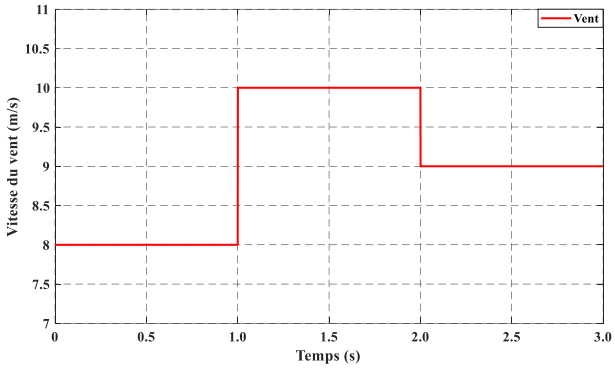


Figure 4. 4- Profil de vitesse du vent échelons

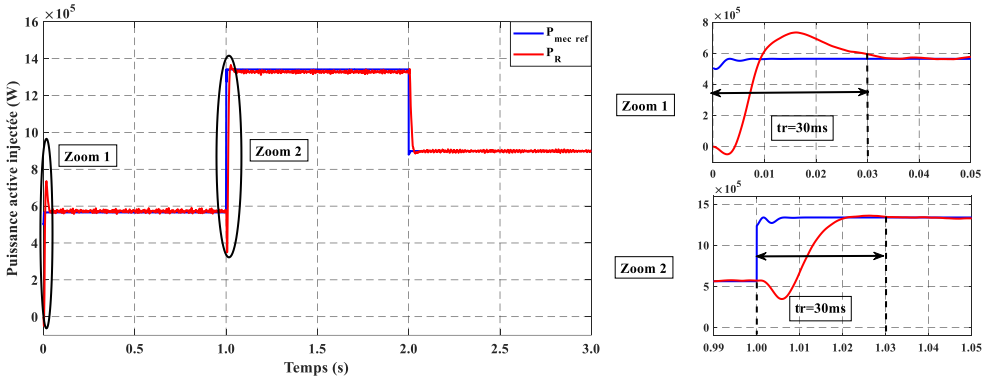


Figure 4. 5- Puissance active transitée au réseau en présence du vent échelons

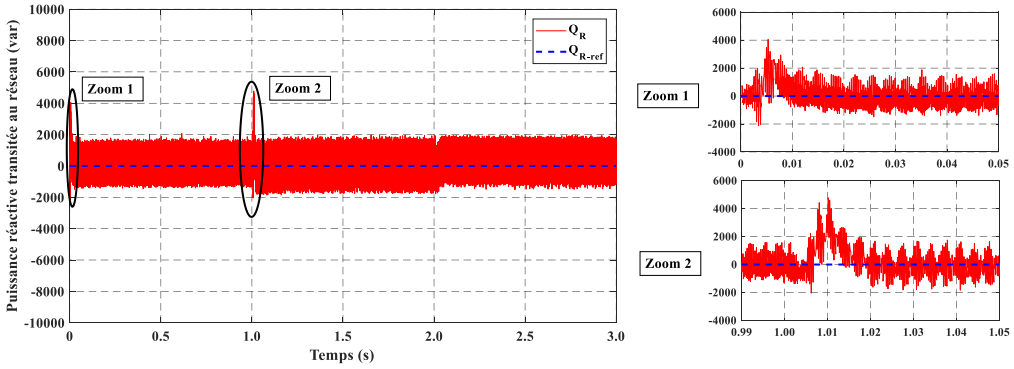


Figure 4. 6- Puissance réactive transitée au réseau en présence du vent échelons

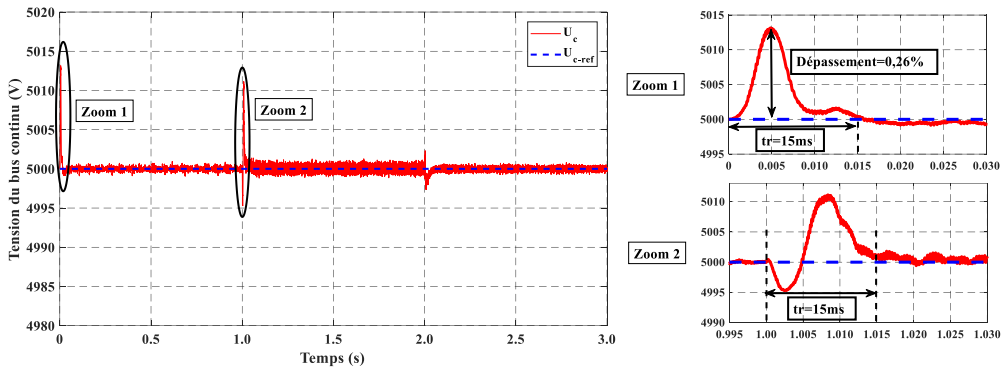


Figure 4. 7- Tension du bus continu en présence du vent échelons

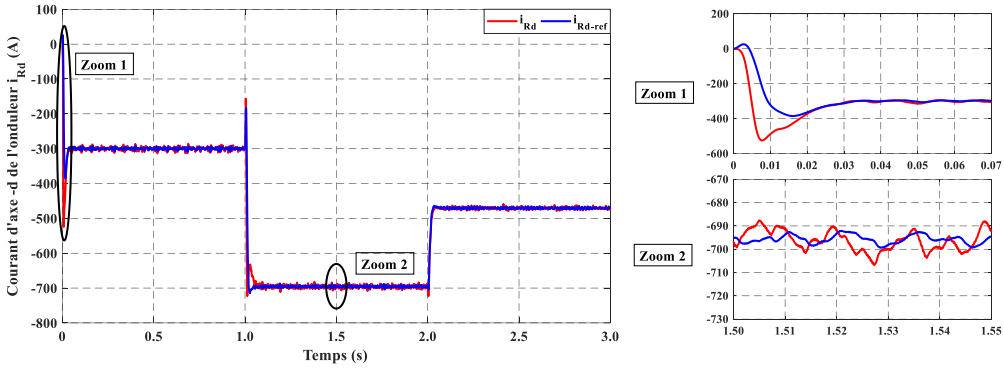


Figure 4. 8- Courant de l'axe-d de l'onduleur en présence du vent échelons

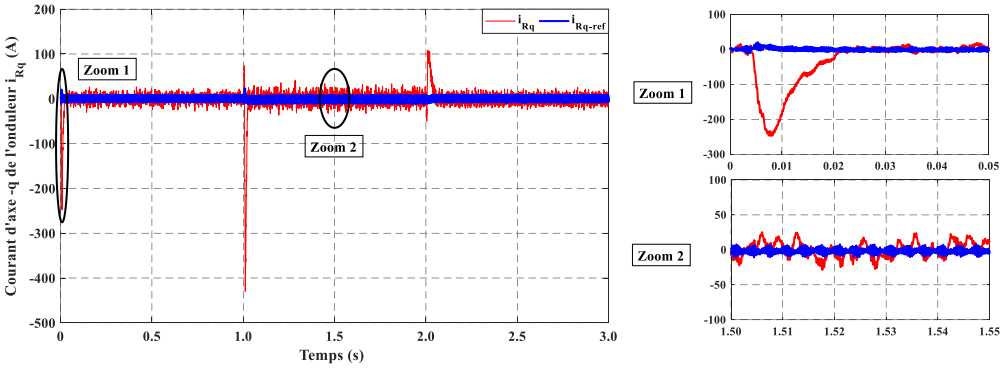


Figure 4. 9- Courant de l'axe-q de l'onduleur en présence du vent échelons

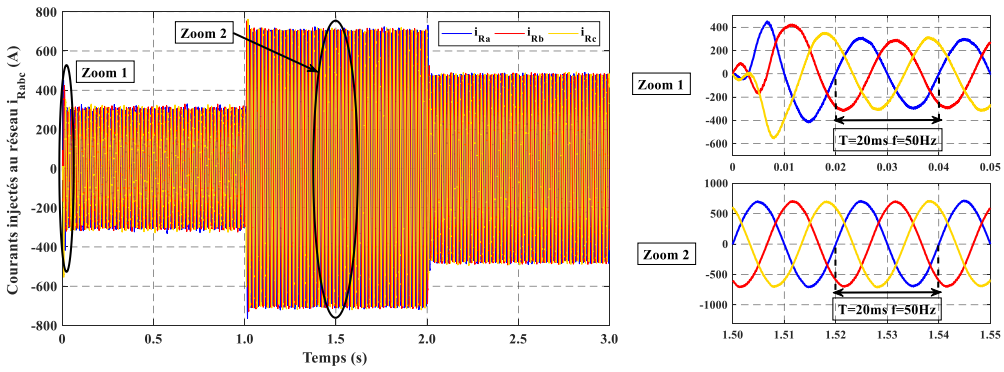


Figure 4. 10- Courants triphasés injectés au réseau en présence du vent échelons

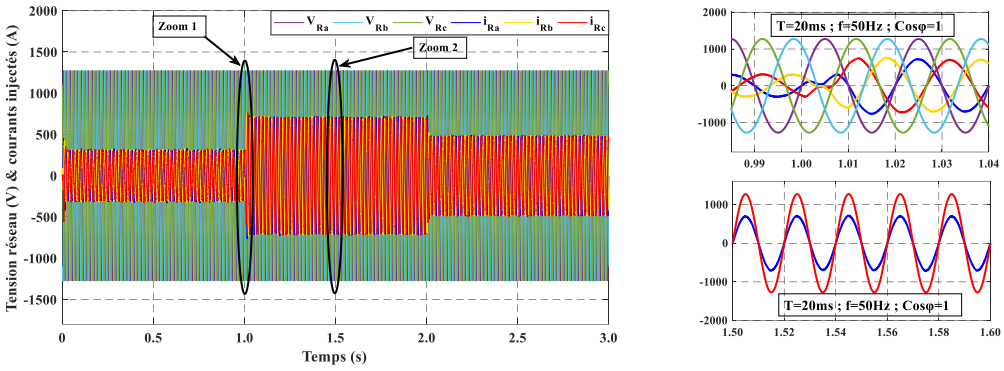


Figure 4. 11- Tensions réseau & courants triphasés injectés au réseau en présence du vent échelons

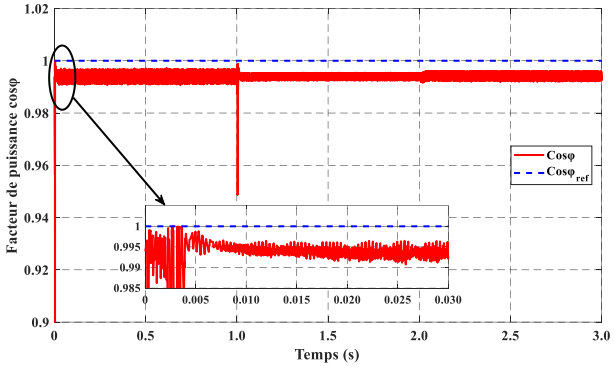


Figure 4. 12- Facteur de puissance en présence du vent échelons

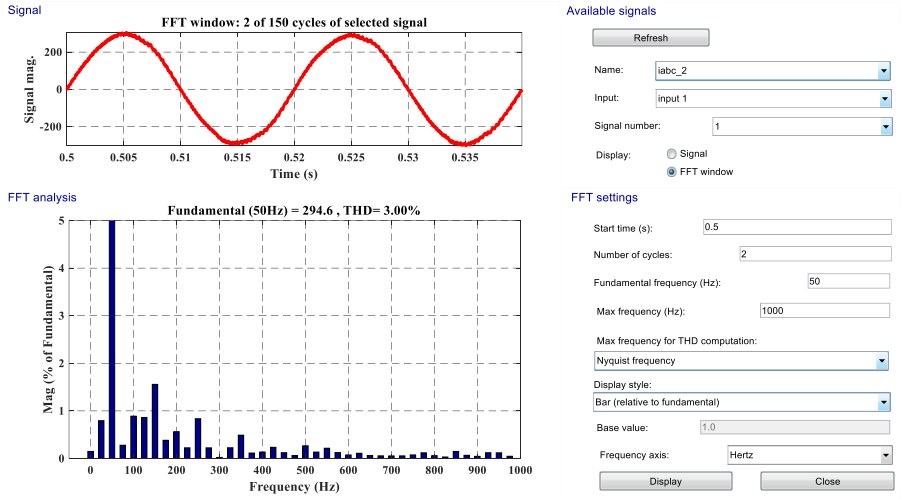


Figure 4. 13- Analyse harmonique des spectres des courants injectés au réseau en présence du vent échelons

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 4.7. La tension à l'entrée de l'onduleur suit parfaitement la valeur de référence fixée à 5000V. Les performances d'un tel régulateur sont bien illustrées suivant le taux du premier dépassement et le temps de réponse du signal. Un dépassement évalué de

13V est remarqué dans le Zoom 1 de la Figure 4.7 et qui représente un taux de 0,26% par rapport à la valeur nominale de la tension. Le temps de réponse nécessaire pour que la tension se stabilise à sa référence est évalué autour de 15ms.

Le bon suivi de la puissance réactive avec sa référence nulle et sa faible valeur évaluée à 2Kvar offre une injection d'une puissance active pure au réseau électrique. Il apparaît dans le graphique commun des tensions du réseau avec les courants injectés dans le réseau à la Figure 4.11, que les tensions et le courant triphasé sont en accord du temps ce qui se traduit par un déphasage nul, de plus la fréquence correspondante est respectée et égale à 50Hz.

Le contrôle VOC illustré à la Figure 4.3 appliqué à l'onduleur adopte une structure de commande à double boucle. Le contrôleur de la boucle extérieure sert à réguler la tension du bus continu afin de générer le courant de référence i_{Rd-ref} , tandis que le courant de référence i_{Rq-ref} est obtenu à partir de la régulation de la puissance réactive. La boucle extérieure régule le flux de puissance du système en contrôlant à la fois la puissance active et réactive injectée dans le réseau. La régulation des courants de sortie de l'onduleur i_{Rd} et i_{Rq} offre les tensions nécessaires pour commander le bloc MLI du convertisseur statique côté réseau. Les résultats de simulation de la régulation des courants i_{Rd} et i_{Rq} sont illustrés aux Figures 4.8 et 4.9 respectivement. Nous constatons d'après ces résultats que les courants des axes d-q suivent leurs références d'une façon tolérable. La variation des courants de références provoque des ondulations au niveau des courants i_{Rd} et i_{Rq} qui restent très acceptables.

La Figure 4.5 montre la puissance active injectée au réseau électrique. À mesure que la vitesse du vent change, la puissance mécanique d'entrainement change d'une façon quasi instantanée, par conséquent, la puissance active fournie au réseau change également. La rapidité est assurée selon le Zoom de la Figure 4.5. Un temps de réponse évalué égale à 30ms est suffisant pour que la puissance active attrape sa référence mécanique. On peut constater également le faible taux d'erreur statique en régime permanent d'après toujours la même figure de puissance. La puissance réactive évaluée de faible valeur par rapport à la valeur de la puissance active fournie au réseau garantit un facteur de puissance proche de l'unité. La Figure 4.12 montre l'allure du facteur de puissance en présence d'un vent en échelon où $\cos\varphi > 0{,}99$.

L'analyse spectrale des harmoniques du courant fournie au réseau présentée à la Figure 4.13 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 commande VOC assure une bonne qualité de la forme d'onde des courants injectés au réseau où le taux harmonique (THD) est évalué à 3%. 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 [13].

5.2. Test de suivi de consigne à vitesse du vent variable

Le deuxième test concernant l'étude du contrôle vectoriel VOC appliqué au convertisseur statique côté réseau sert à tester le comportement du système en poursuite des consignes variables. La puissance réactive transitée au réseau est maintenue toujours égale à zéro. Le profil du vent variable est similaire du vent illustré dans la Figure 3.10. Les résultats de simulation du contrôle vectoriel VOC sont présentés ci-après.

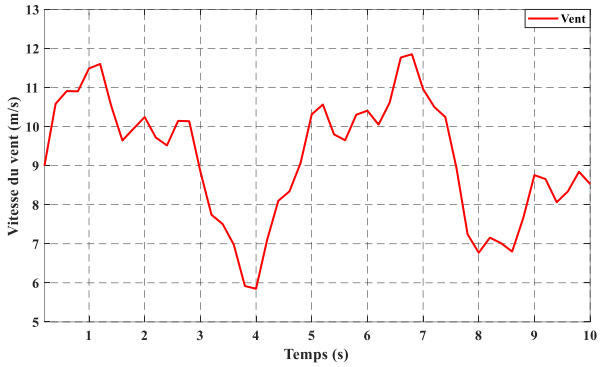


Figure 4. 14- Profil de vitesse du vent en présence du vent variable

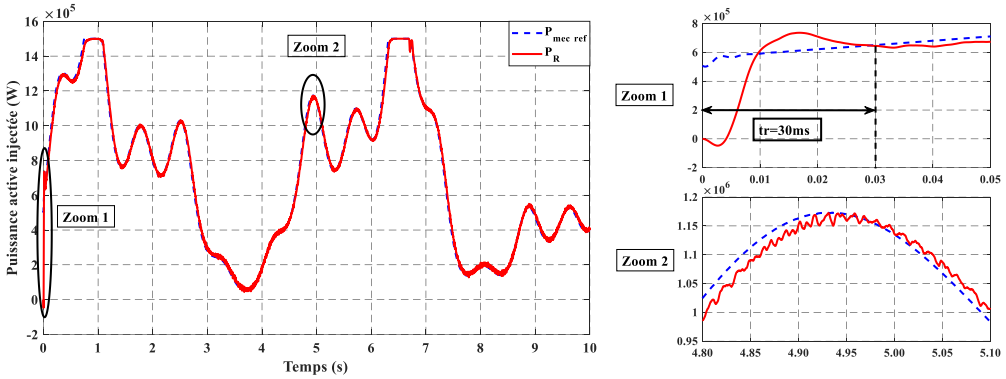


Figure 4. 15- Puissance active transitée au réseau en présence du vent variable

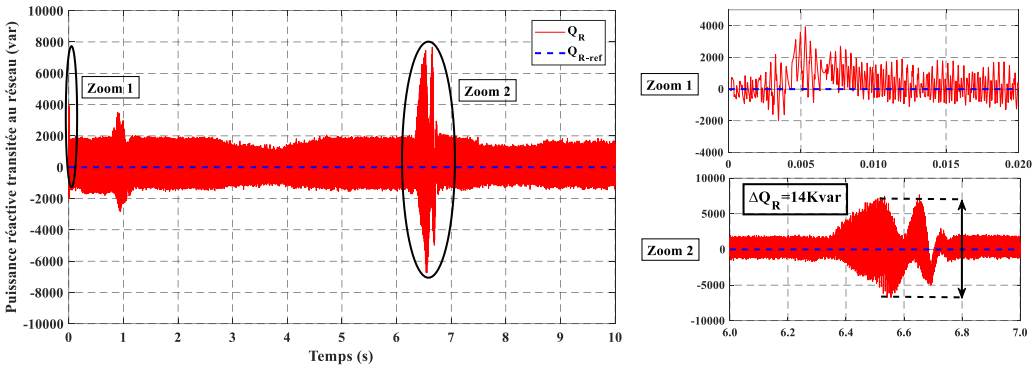


Figure 4. 16- Puissance réactive transitée au réseau en présence du vent variable

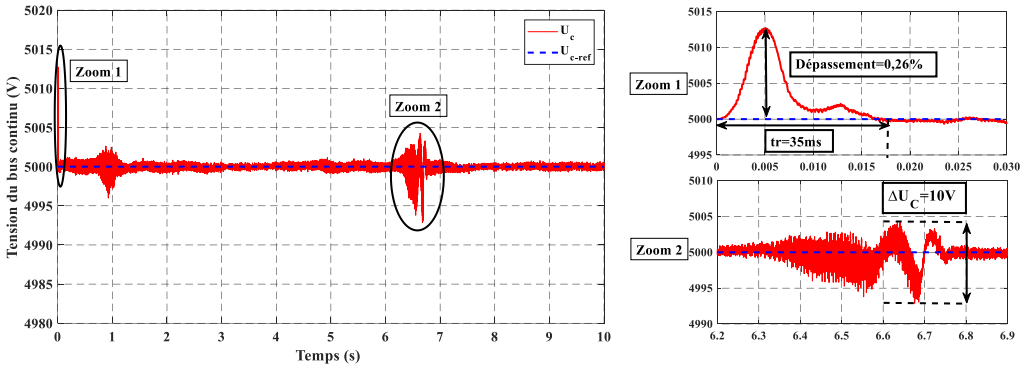


Figure 4. 17- Tension du bus continu en présence du vent variable

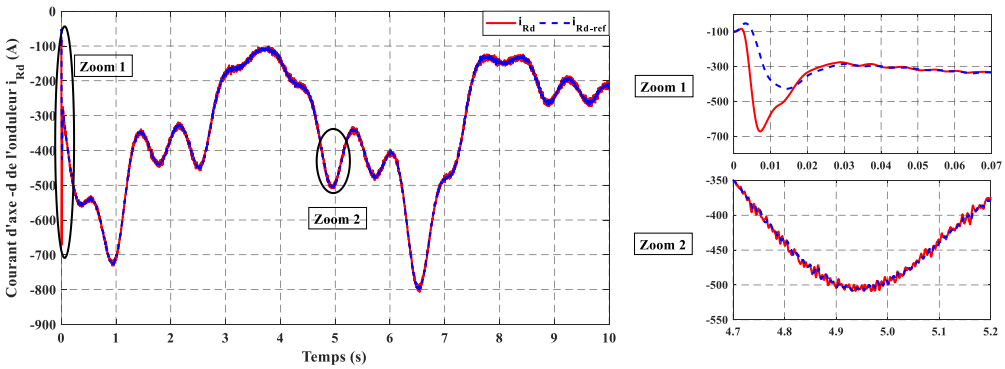


Figure 4. 18- Courant de l'axe-d de l'onduleur en présence du vent variable

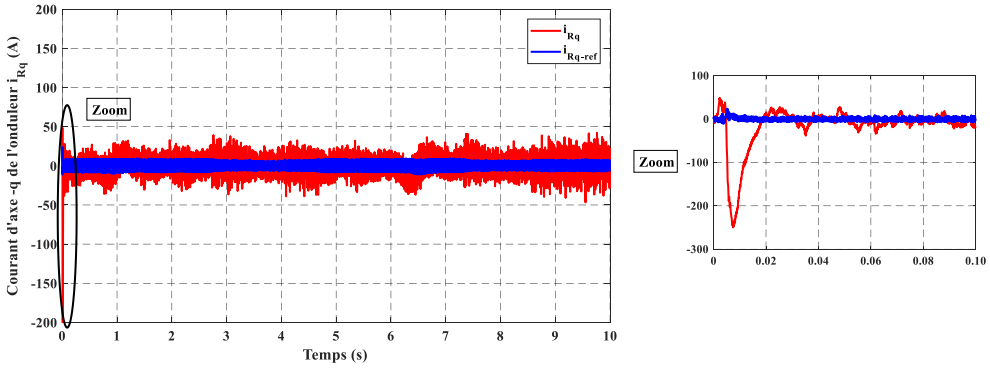


Figure 4. 19- Courant de l'axe-q de l'onduleur en présence du vent variable

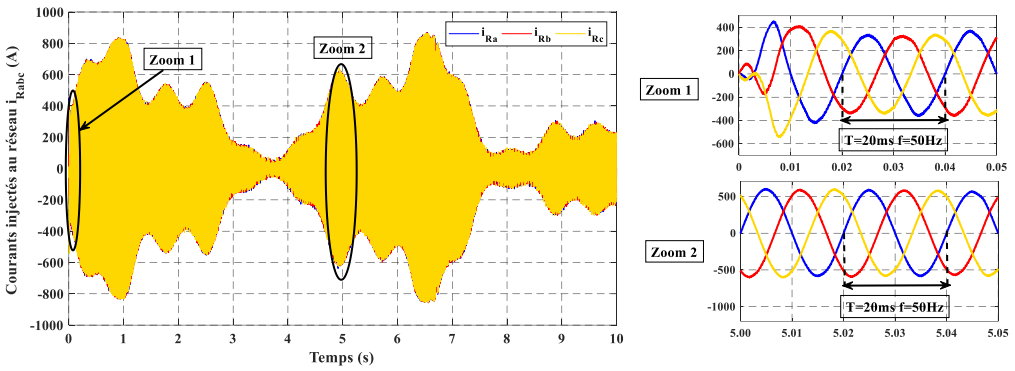


Figure 4. 20- Courants triphasés injectés au réseau en présence du vent variable

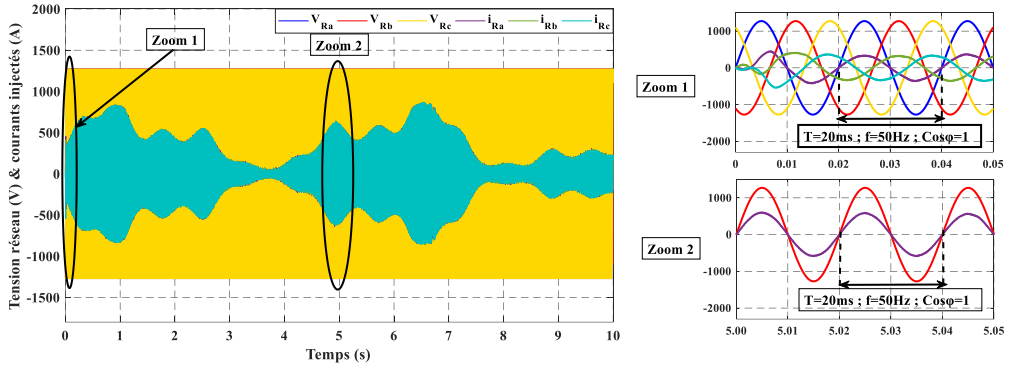


Figure 4. 21- Tensions réseau & courants triphasés injectés au réseau en présence du vent variable

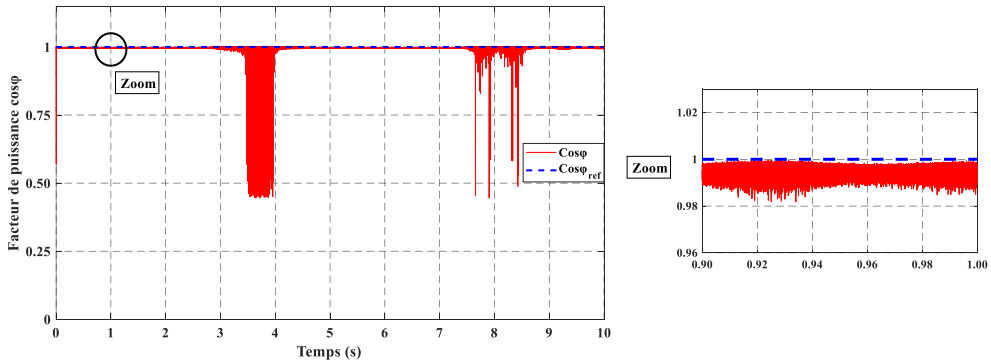


Figure 4. 22- Facteur de puissance en présence du vent variable

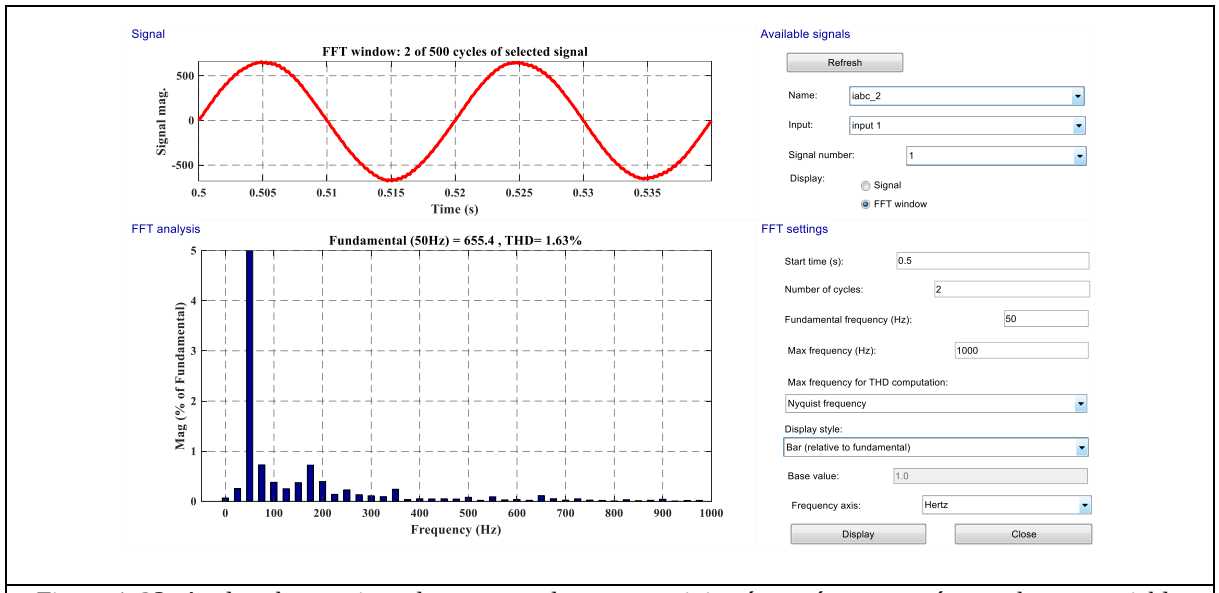


Figure 4. 23- Analyse harmonique des spectres des courants injectés au réseau en présence du vent variable

D'après ces résultats de simulation, nous pouvons remarquer que le contrôle du convertisseur côté réseau assure à la fois le transfert de puissance active et réactive avec une bonne qualité, le contrôle de la tension du circuit intermédiaire et la synchronisation avec le réseau électrique.

Le système illustré à la Figure 4.3 est simulé pour livrer une puissance réactive nulle afin de profiter d'une puissance tellement nette et avoir un facteur de puissance unitaire. Cependant, et d'après la Figure 4.22, on constate que le facteur de puissance qui reste en général proche de l'unité présente des fluctuations coïncidant avec une faible production de la puissance active. Ça reste tout à fait normal que la régulation de la puissance réactive soit affectée au moment où la puissance active est de faible valeur, ça se voit sur le graphique de la Figure 4.16. Une variation de $\Delta Q_R = 14Kvar$, remarquée sur le Zoom de la Figure 4.16, provoque une détérioration du facteur de puissance. 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 qui est de l'ordre de 1500KW et de sa grande inertie. La Figure 4.15 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 évaluée égale à 30ms.

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 comme le montrent les Figures 4.14, 4.15 et 4.20. Les allures des courants triphasés restent très approuvables aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique selon les Zooms de la Figure 4.20. Le contrôle adapté pour cette simulation nous a permis d'obtenir des courants triphasés parfaitement sinusoïdaux avec un faible taux d'harmonique, ce qui signifie une bonne qualité de l'énergie fournie au réseau.

Nous pouvons également observer la concordance entre les courants injectés au réseau et l'évolution des tensions de réseau. Cela vient d'intégrer le bloc de synchronisation PLL dans la boucle de commande qui fournit une telle coordination des tensions réseau et des courants injectés selon les résultats de la Figure 4.21. On peut remarquer suivant le Zoom2 de la Figure 4.21 la bonne concordance courant/tension.

La Figure 4.17 montre le comportement du bus continu intermédiaire entre les deux convertisseurs statiques (redresseur – onduleur). Le système intermédiaire maintient la tension U_C constante aux bornes des deux convertisseurs. Bien que la variation au niveau de la tension continue intermédiaire provoquée par la faible production de la puissance active, pourtant cette variation de $\Delta U_C = 10V$ aperçue au graphique Zoom2 de la Figure 4.17 reste tellement acceptable et présente un taux de 0,2% par rapport à la valeur de la tension nominale. Le premier dépassement repéré au Zoom1 de la même figure qui ne dépasse pas 0,26% et le temps de réponse estimé autour de 35ms attestent sur les meilleures performances offertes par le régulateur de la tension du bus continu. D'autre part, le régulateur de la tension intermédiaire offre le courant de référence i_{Rd-ref}. Le courant de référence i_{Rq-ref} est obtenu à partir de la valeur de référence de la puissance réactive. La régulation des courants d'axe direct i_{Rd} et d'axe quadratique i_{Rq} est illustrée aux Figure 4.18 et 4.19 respectivement. D'après ces résultats, nous pouvons remarquer les hautes performances des régulateurs dédiés aux contrôles des courants de sorties de l'onduleur aussi bien en poursuite qu'en rapidité.

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 4.23. Le taux THD du courant transité est évalué égale 1,63% pour 2 cycles de fonctionnement et avec une fréquence maximale de 1000Hz. Ce taux reste très compétitif et respecte bien la standardisation «IEEE-519» qui exige un THD inférieur à 5% pour les courants injectés au réseau [13].

III- Contrôle direct de puissance (DPC)

1. Théorie de la commande directe de puissance

Différentes stratégies de commande des convertisseurs statiques côté réseau ont été proposées dans des travaux récents qui se basent sur la modulation de largeur d'impulsion MLI. Les objectifs principaux de ces stratégies de commande se résident sur l'amélioration du facteur de puissance et la génération des formes d'onde de courant quasi sinusoïdales. En particulier, on trouve le contrôle vectoriel VOC qui garantit une dynamique élevée et des hautes performances statiques grâce à des boucles de contrôle de courant internes [14-17]. Par conséquent, la configuration et les performances du contrôle VOC dépendent considérablement de la qualité de la stratégie de contrôle des courants [18].

Une autre stratégie de contrôle appelée Contrôle Direct de Puissance (DPC : Direct Power Control en anglais) analogue au contrôle DTC est apparue concurrentielle au contrôle VOC. Le contrôle DPC a été conçu par "T.Ohnishi" [19], et développée ensuite par "T. Noguchi et I.Takahachi " en 1998 [20], cette stratégie du contrôle est basée sur les boucles de contrôle de puissance actives et réactives instantanées tout en assurant un facteur de puissance unitaire et garantissant le découplage des puissances active et réactive [21]. La structure du contrôle DPC ne se base pas sur les boucles de contrôle de courant internes, de plus, le bloc modulateur MLI est absent. Cependant, et afin de commander les bras de l'onduleur, une table de commutation ordonne les états de commutation du convertisseur selon des erreurs instantanées entre les valeurs commandées et estimées de puissance active et réactive. Par conséquent, le point clé de la mise en œuvre du contrôle DPC se réside sur la bonne estimation des puissances active et réactive ainsi que la rapidité du calcul d'estimation.

L'approche de l'algorithme de contrôle DPC a été développée selon plusieurs configurations [22], par ailleurs, elles peuvent se subdivisent en deux grandes catégories :

- Le contrôle DPC basé sur le vecteur de tension (V-DPC : Voltage-DPC) : les configurations du contrôle se basent sur le positionnement du vecteur de tension dans le référentiel stationnaire α-β [20,12-23].
- Le contrôle DPC basé sur flux virtuel (VF-DPC : Virtual Flux based DPC) : les configurations de contrôle se basent sur le calcul d'un flux virtuel [22,24-25]

Dans ce chapitre, le contrôle DPC basé sur le vecteur de tension est proposé pour contrôler les puissances active et réactive transitées au réseau. Le principe du contrôle DPC dans ce cas est similaire au contrôle DTC vue dans le chapitre 3. Au lieu de contrôler le couple électromagnétique et le flux statorique, les puissances instantanées active et réactive seront contrôlées. À ce stade, le contrôle du convertisseur côté réseau est basé sur la sélection d'un vecteur de tension de telle sorte que les erreurs des puissances sont réduites et maintenues entre des limites des bandes d'hystérésis [26].

2. Principe du contrôle DPC

L'algorithme du contrôle DPC mettre la puissance réactive de référence $Q_{R-ref} = 0$ afin d'aboutir le fonctionnement avec 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 $(\hat{P}_R \text{ et } \hat{Q}_R)$. Les valeurs d'erreurs de comparaison $(\varepsilon P_R \text{ et } \varepsilon Q_R)$ seront les entrées des régulateurs à hystérésis comme indiqué sur la Figure 4.24.

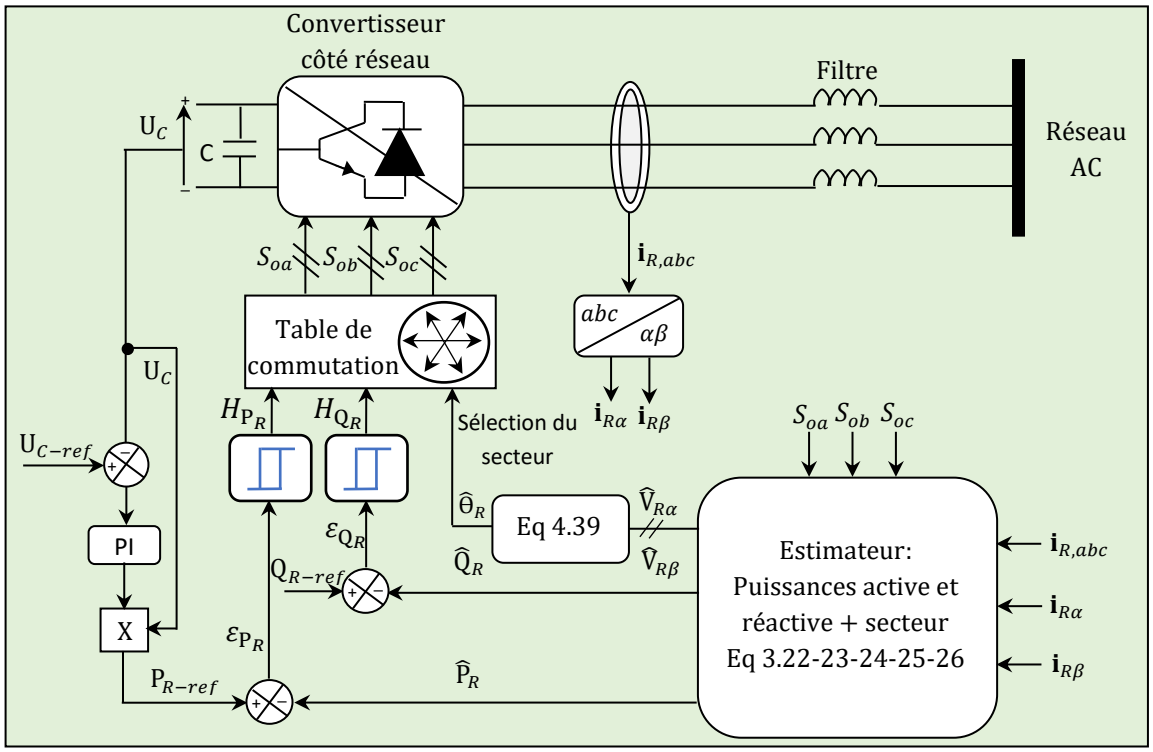


Figure 4. 24- Schéma de principe du contrôle DPC

Le principe de commande des régulateurs suit la règle suivante : Lorsque les valeurs estimées des puissances active et réactive se positionnent en dessous de la limite de la bande d'hystérésis, la sortie d'état des puissances active et réactive se positionne à l'état haut. Lorsque les valeurs estimées des puissances active et réactive dépassent la limite de la bande d'hystérésis, la sortie d'état des puissances active et réactive se positionne à l'état bas. Une 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. 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. À ce stade, on y trouve devant huit cas possibles de tension produite via l'onduleur, six vecteurs de tension non nuls et deux vecteurs de tension nuls. La table de commutation avec le bloc de commande d'hystérésis remplace le besoin du bloc MLI traditionnel de commande des convertisseurs statiques.

3. Estimation de la puissance active et réactive

La mise en œuvre du contrôle direct de puissance nécessite une estimation fiable des puissances active et réactive. L'estimation des puissances basée sur la tension pour le contrôle DPC a été proposée dans les travaux [20-21]. Les valeurs instantanées des puissances sont définies alors par le produit des tensions et courants triphasés comme montre les relations suivantes :

$$P_R = Re\{\underline{u}.\underline{i}^*\} = V_{R\alpha}i_{R\alpha} + V_{R\beta}i_{R\beta} = V_{Ra}i_{Ra} + V_{Rb}i_{Rb} + V_{Rc}i_{Rc} \quad (4.32)$$

$$Q_R = Im\{\underline{u}.\underline{i}^*\} = V_{R\beta}i_{R\alpha} - V_{R\alpha}i_{R\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_{Rbc}i_{Ra} + U_{Rca}i_{Rb} + U_{Rab}i_{Rc}) \quad (4.33)$$

De plus, si le système ne dispose pas un capteur de tension alternative et que la résistance du filtre R_f est négligeable, les valeurs instantanées des puissances active et réactive peuvent être estimées selon le tableau 4.2 qui rassemble les différentes combinaisons des commutateurs électroniques [20] :

S_{oa}, S_{ob}, S_{oc}	$\widehat{P}_R$	$\widehat{Q}_R$
1, 0, 0	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Ra} + \frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rb} + \frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rc}\right) + U_C i_{Ra}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F\left(\frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rb} - \frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rc}\right) - U_C((i_{Rb} - i_{Rc}))\right\}$
1, 1, 0	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Ra} + \frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rb} + \frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rc}\right) - U_C i_{Rc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F\left(\frac{di_{Rb}}{dt}i_{Ra} - \frac{di_{Ra}}{dt}i_{Rb}\right) + U_C((i_{Ra} - i_{Rb}))\right\}$
0, 1, 0	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Ra} + \frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rb} + \frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rc}\right) + U_C i_{Rb}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Rc} - \frac{di_{Rc}}{dt}i_{Ra}\right) - U_C((i_{Rc} - i_{Ra}))\right\}$
0, 1, 1	$L\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Ra} + \frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rb} + \frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rc}\right) - U_C i_{Ra}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F\left(\frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rb} - \frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rc}\right) + U_C((i_{Rb} - i_{Rc}))\right\}$
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. 2-Relations entre le mode de commutation et l'estimation des équations des puissances active et réactive instantanées

Nous pouvons généraliser les expressions des puissances active et réactive comme montres les équations suivantes [27] :

$$P_R = L_f\left(\frac{di_{Ra}}{dt}i_{Ra} + \frac{di_{Rb}}{dt}i_{Rb} + \frac{di_{Rc}}{dt}i_{Rc}\right) + U_C(S_{oa}i_{Ra} + S_{ob}i_{Rb} + S_{oc}i_{Rc}) \quad (4.34)$$

$$Q_R = \frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L_F\left(\frac{di_{Rb}}{dt}i_{Ra} - \frac{di_{Ra}}{dt}i_{Rb}\right) - U_C\big(S_{oa}(i_{Rb} - i_{Rc}) + S_{ob}(i_{Rc} - i_{Ra}) + S_{oc}(i_{Ra} - i_{Rb})\big)\right\} \quad (4.35)$$

D'après les équations 4.34 et 4.35, la puissance active n'est qu'un produit scalaire de la tension et du courant et la puissance réactive est calculée comme un produit vectoriel des grandeurs tension/courant. D'autre part, la première partie des expressions des puissances représente la puissance dans l'inductance et la deuxième partie des expressions des puissances représente la puissance du redresseur.

Toujours selon les équations 4.34 et 4.35, 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. D'autre part, la tension du réseau peut être calculée à partir de la théorie de puissance instantanée selon l'équation 4.36 [19].

$$\begin{bmatrix} V_{R\alpha} \\ V_{R\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{R\alpha}^2 + i_{R\beta}^2} \begin{bmatrix} i_{R\alpha} & -i_{R\beta} \\ i_{R\beta} & i_{R\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_R \\ Q_R \end{bmatrix} \tag{4.36}$$

L'estimation des puissances instantanées basées sur la tension du réseau sera alors schématisée comme montre la Figure 4.25.

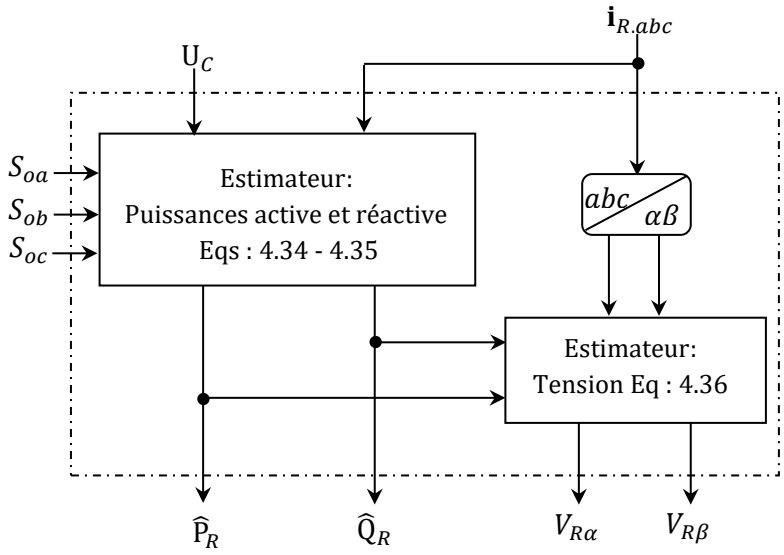


Figure 4. 25- Bloc d'estimation des puissances active et réactive instantanées

4. Choix des comparateurs à hystérésis

La régulation des puissances instantanées est assurée via des comparateurs à hystérésis à deux niveaux. Ce type de régulateur est très utilisé et offre de bonnes performances dynamiques, en plus, il reste une solution assez simple et mieux adaptée à la régulation des puissances. Le régulateur à hystérésis délivre en sortie des mots numérisés $\left(H_{P_R} \text{et } H_{Q_R}\right)$ en fonction des erreurs entres les valeurs de puissances de références $\left(P_{R-ref} \text{ et } Q_{R-ref}\right)$ et celles estimées $\left(\hat{P}_R \text{ et } \hat{Q}_R\right)$. La largeur de la bande d'hystérésis a un effet significatif sur les

performances de l'onduleur. En particulier, on cite la fréquence de commutation moyenne du convertisseur, la distorsion de courant harmonique THD, la pulsation de puissance et les pertes dues aux commutations [27].

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

$$\varepsilon P_R = P_{R-ref} - \widehat{P}_R \tag{4.37}$$

$$\varepsilon Q_R = Q_{R-ref} - \widehat{Q}_R \tag{4.38}$$

Les Figures 4.26, 4.27 et 4.28 illustrent les différents types des comparateurs à hystérésis employés pour le contrôle DPC [20].

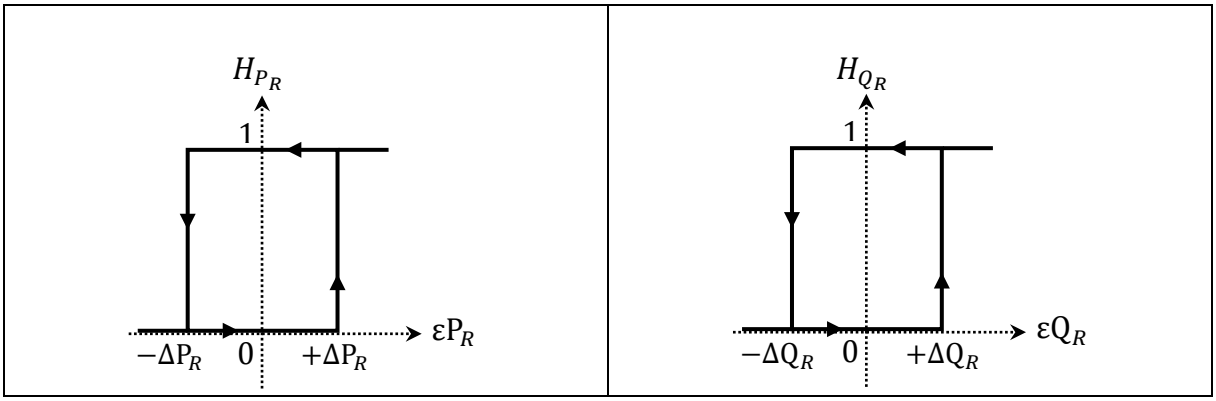


Figure 4. 26- Comparateurs à hystérésis à deux niveaux

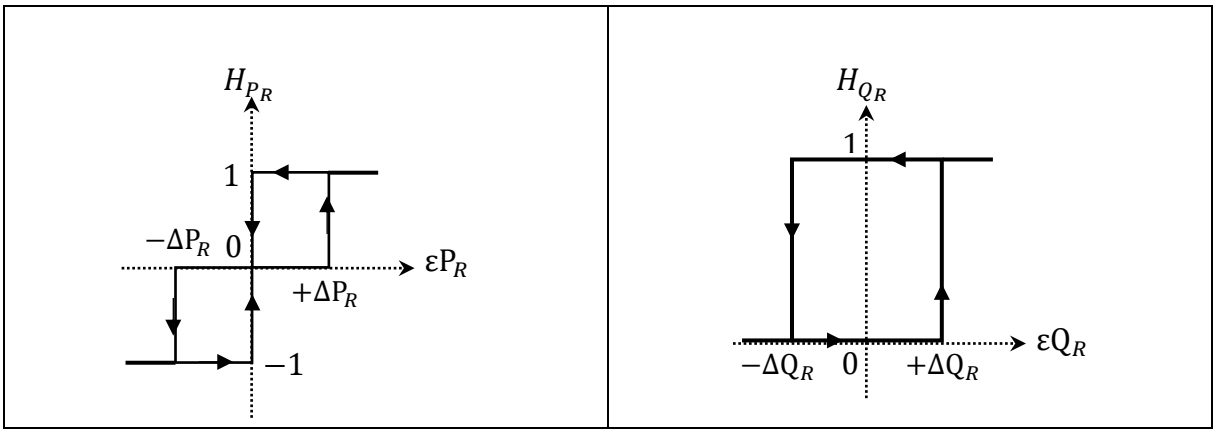


Figure 4. 27- Comparateurs à hystérésis mixte à deux et à trois niveaux

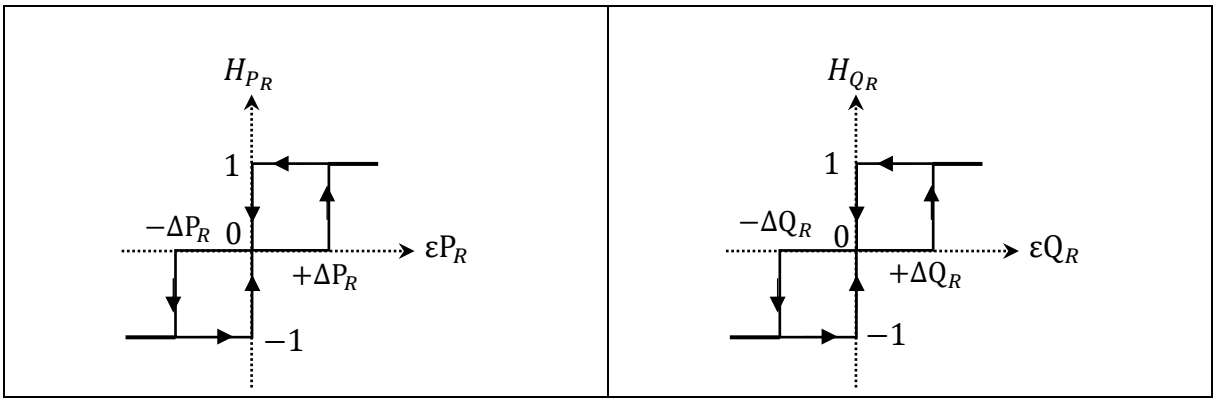


Figure 4. 28- Comparateurs à hystérésis à trois niveaux

Le principe de fonctionnement du contrôleur 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 comparateur à hystérésis sert à augmenter la puissance active.
$H_{P_R} = 0$: Sortie du comparateur à hystérésis sert à diminuer la puissance active.

De la même analogie, le principe de fonctionnement du contrôleur 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 comparateur à hystérésis sert à augmenter la puissance réactive.
$H_{Q_R} = 0$: Sortie du comparateur à hystérésis sert à diminuer la puissance réactive.

5. Elaboration de la table de commutation

La table de commutation a besoin des variables de sorties des comparateurs à hystérésis $(H_{P_R}\ et\ H_{Q_R})$ et du secteur de la tension θ_{R-i} comme illustré dans la Figure 4.29. La position du vecteur de tension est obtenue à l'aide de la formule suivante :

$$\angle\theta_R = \tan^{-1}\left(\frac{V_{R\beta}}{V_{R\alpha}}\right) \quad (4.39)$$

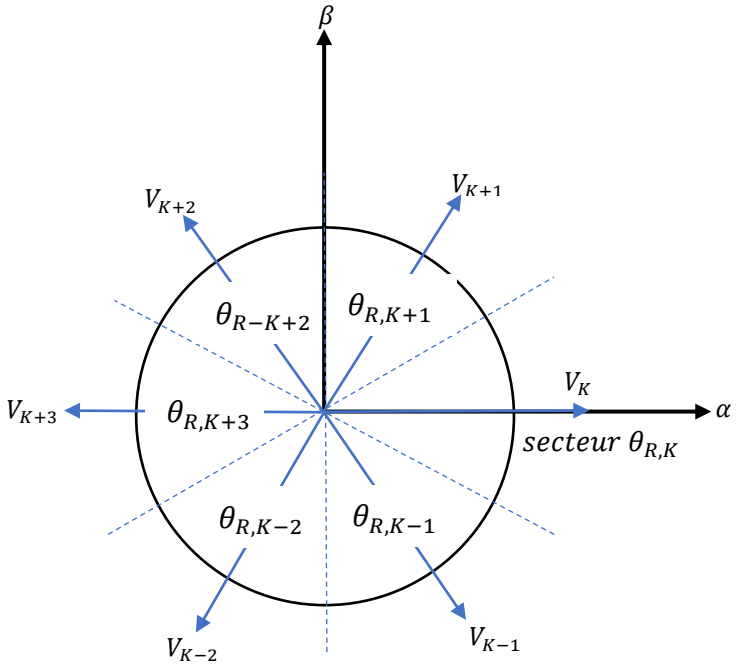


Figure 4. 29- Plan de tension à 6 secteurs dans le référentiel (α-β)

Le contrôle des puissances active et réactive instantanées dépend de la position du vecteur de tension. Par conséquent la table de commutation est construite selon plusieurs critères, on trouve entre autre : le nombre de secteurs choisi, les performances dynamique et le type de contrôleur à hystérésis utilisé (deux ou trois niveaux).

Habituellement, le plan des vecteurs est divisé en 6 secteurs. Ils sont définis par :

$$(2n-3)\frac{\pi}{6} \leq \theta_{Rn} < (2n-1)\frac{\pi}{6} \qquad (4.40)$$

Avec : $n = 1, 2, \ldots, 6$

$\boldsymbol{\theta_R}$		$\boldsymbol{\theta_{R1}}$ **[-30°,30°]**	$\boldsymbol{\theta_{R2}}$ **[30°,90°]**	$\boldsymbol{\theta_{R3}}$ **[90°,150°]**	$\boldsymbol{\theta_{R4}}$ **[150°,210°]**	$\boldsymbol{\theta_{R5}}$ **[210°,270°]**	$\boldsymbol{\theta_{R6}}$ **[270°,330°]**
Puissance active : H_{P_R}	**Puissance réactive : H_{Q_R}**						
1	**0**	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$
	1	$V_{0(0,0,0)}$	$V_{7(1,1,1)}$	$V_{0(0,0,0)}$	$V_{7(1,1,1)}$	$V_{0(0,0,0)}$	$V_{7(1,1,1)}$
0	**0**	$V_{6(1,0,1)}$	$V_{1(1,0,0)}$	$V_{2(1,1,0)}$	$V_{3(0,1,0)}$	$V_{4(0,1,1)}$	$V_{5(0,0,1)}$
	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. 3- Table de commutation de l'onduleur pour 6 secteurs

- Les performances dynamiques :

Les vecteurs de tension affectent la dynamique des puissances active et réactive instantanées. Les expressions de la dynamique des puissances peuvent être formulées par :

$$\frac{dP_R}{dt} = \frac{1}{L_f}\left(V_{R\alpha}^2 + V_{R\beta}^2\right) - \frac{1}{L_f}\left(V_{R\alpha}V_{c\alpha} + V_{R\beta}V_{c\beta}\right) \quad (4.41)$$

$$\frac{dQ_R}{dt} = \frac{1}{L_f}\left(V_{R\alpha}V_{c\beta} - V_{R\beta}V_{c\alpha}\right) \quad (4.42)$$

Avec :

$V_{c\alpha}$ et $V_{c\beta}$: représentent les composantes de Concordia de la tension de sortie de l'onduleur.

Les combinaisons de chaque vecteur de tension de l'onduleur employé pour la variation instantanée des puissances sont résumées dans le tableau 4.4 [27]. Dans ce tableau, le signe (+) signifie une petite variation, tandis que le signe (++) signifie une grande variation. Comme il ressort du tableau, on a les combinaisons suivantes :

- Une augmentation de la puissance réactive est obtenue en appliquant les vecteurs de tension V_K, V_{K+1} et V_{K+2}.
- Une diminution de la puissance réactive est obtenue en appliquant les vecteurs de tension V_{K-1}, V_{K-2} et V_{K+3}.
- Une augmentation de la puissance active est obtenue en appliquant les vecteurs de tension $V_{K+1}, V_{K+2}, V_{K+3}, V_{K-2}, V_0$ et V_7.
- Une diminution de la puissance réactive est obtenue en appliquant les vecteurs de tension V_K et V_{K-1}.

	V_{K-2}	V_{K-1}	V_K	V_{K+1}	V_{K+2}	V_{K+3}	V_0	V_7
Q_R	−−	−	++	+	+	−	+	−
P_R	+	−	−	+	++	++	+	+

Tableau 4. 4- Variations instantanées des puissances actives et réactives dues aux vecteurs de tension appliqués

6. Régulation de la tension du bus continu

La stratégie de contrôle de l'onduleur nécessite une régulation de la tension de bus continu à la fois pour maintenir la tension du bus continu U_C constante et également pour offrir la valeur de la puissance active de référence P_{R-ref}. La Figure 4.30 présente la boucle de commande fermée de la tension de circuit intermédiaire.

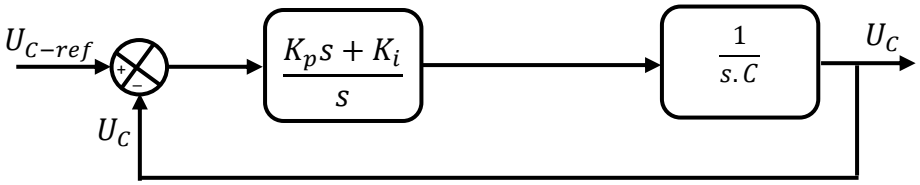


Figure 4. 30- Boucle de régulation de la tension de bus continu

Comme montre cette figure, 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 proportionnel–intégrateur.

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

$$i_{DC} = C.\frac{dU_C}{dt} \tag{4.43}$$

La transformée de Laplace de l'équation 4.43 donne :

$$i_{DC} = C.s.U_C = (0 + C.s)U_C \tag{4.44}$$

Compte tenu de l'expression de l'équation 4.44, le système régulé d'après cette équation est de type premier ordre. Les paramètres du régulateur proportionnel-intégrateur sont définis par (voir la synthèse des régulateurs contrôle VOC) :

$$\begin{cases} K_i = \omega_n^2.C \\ K_p = 2.\zeta.\omega_n.C \end{cases} \tag{4.45}$$

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.

7. Résultats de simulation

Pour étudier le fonctionnement du convertisseur statique côté réseau via le contrôle DPC, une simulation a été réalisée en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. Les principaux paramètres électriques du circuit de puissance et les données de commande sont donnés dans le tableau 4.5. Les paramètres du système éolien (Turbine + GSAP) sont donnés en annexe F.

Capacité du condensateur du bus continu	60 mF
Tension du bus continu	5000 V
Résistance du filtre	0.25 mΩ
Inductance du filtre	1 mH
Fréquence d'échantillonnage	100 KHz
Fréquence de commutation	5 KHz
Fréquence réseau	50Hz

Tableau 4. 5- Paramètres utilisés en simulation

Dans cette section, deux types de test ont été appliqués pour observer l'effet du contrôle DPC sur le comportement du système de la Figure 4.24, à savoir :

- Test de performance à vitesse du vent fixe.
- Test de suivi de consigne à vitesse du vent variable.

7.1. Test de performance à vitesse du vent fixe

Dans ce premier test, nous avons appliqué un vent sous forme des échelons similaire à la Figure 3.23. Les résultats de simulation pour ce premier essai sont illustrés dans les figures ci-après.

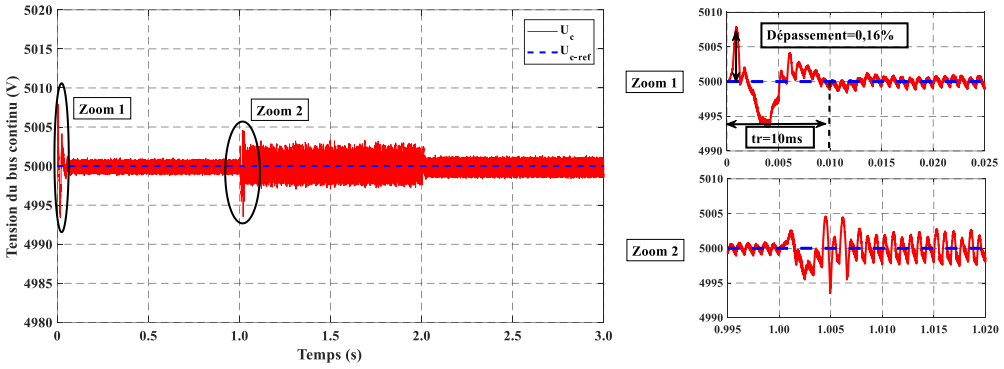


Figure 4. 31- Tension du bus continu en présence du vent échelons

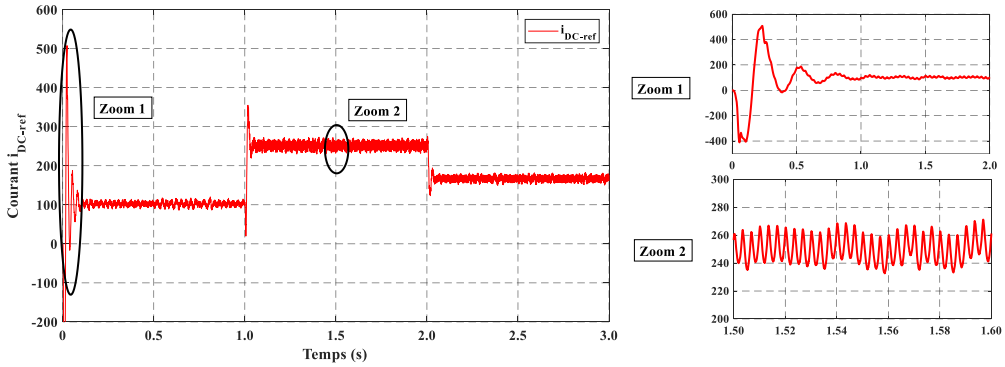


Figure 4. 32- Courant de référence $i_{DC\text{-}ref}$ en présence du vent échelons

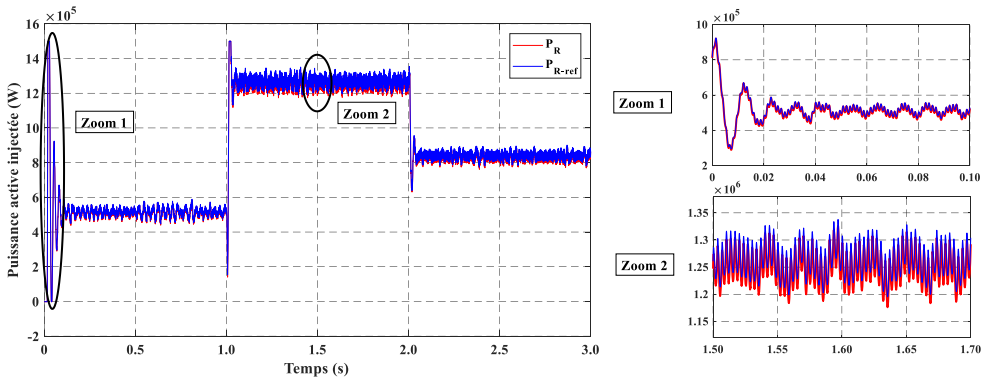


Figure 4. 33- Puissance active transitée au réseau en présence du vent échelons

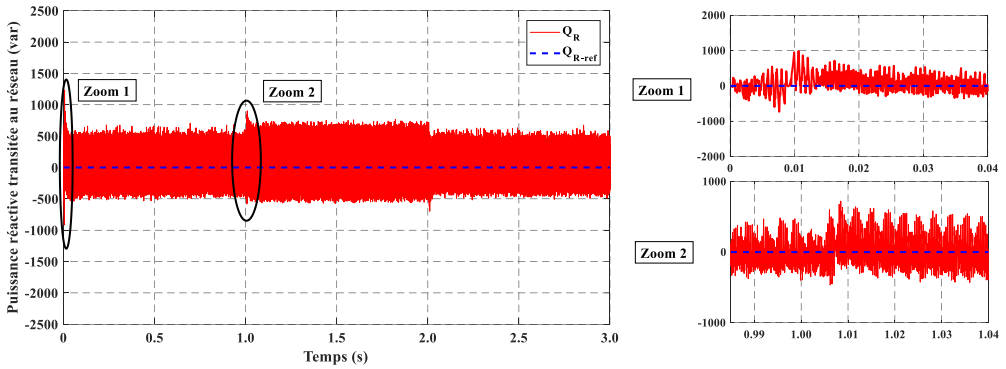


Figure 4. 34- Puissance réactive transitée au réseau en présence du vent échelons

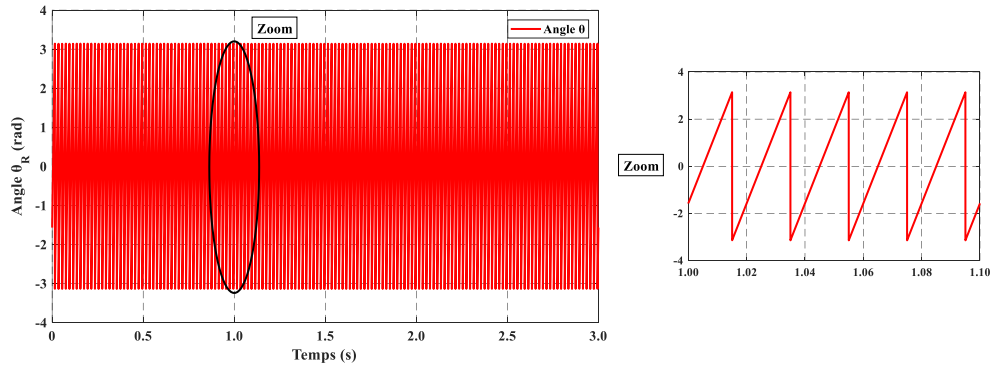


Figure 4. 35- Evolution de l'angle θ_R en présence d'un vent échelons

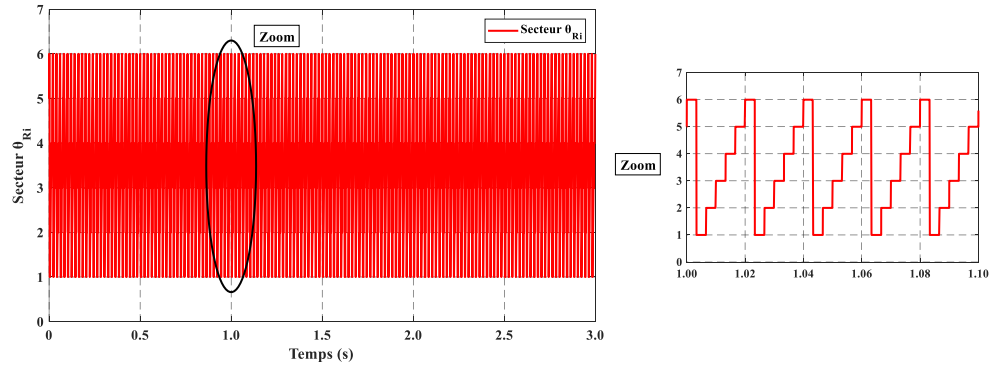


Figure 4. 36- Evolution du secteur sélectionné en présence d'un vent échelons

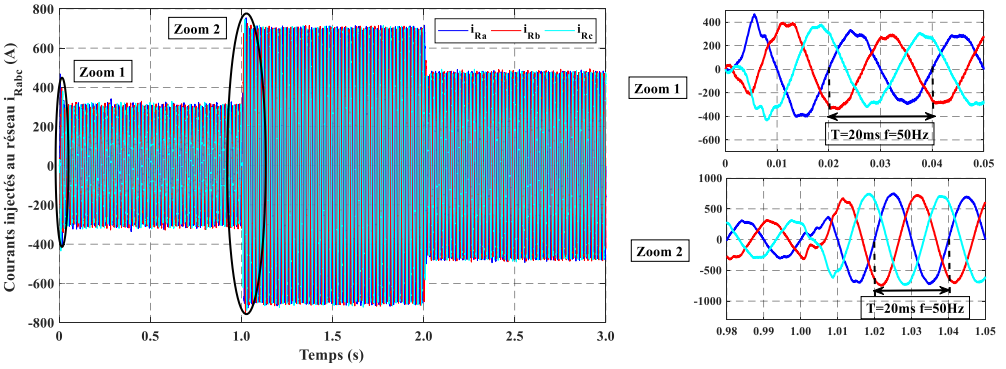


Figure 4. 37- Courants triphasés injectés au réseau en présence du vent échelons

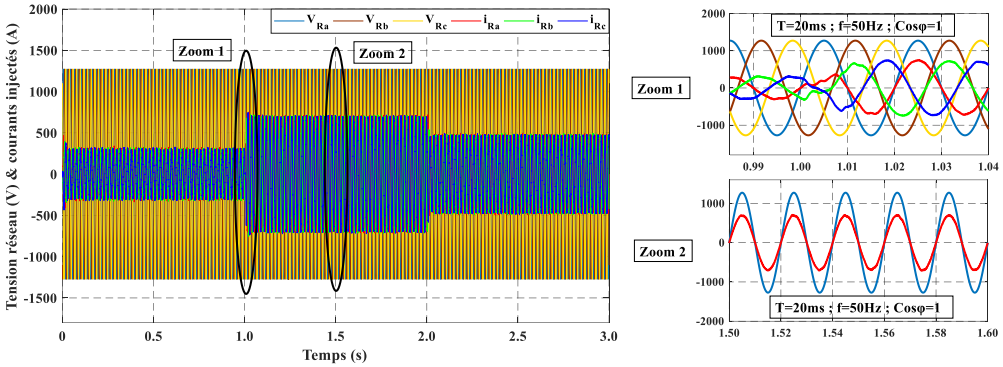


Figure 4. 38- Tensions réseau et courants triphasés injectés au réseau en présence du vent échelons

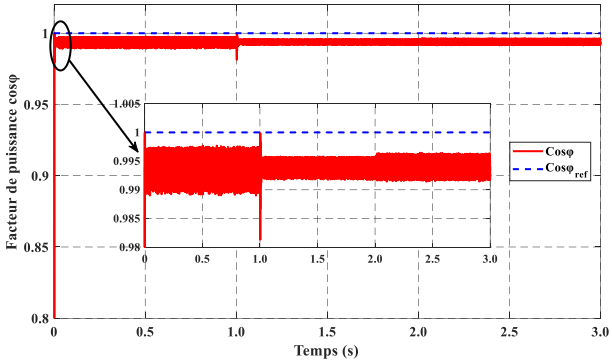


Figure 4. 39- Facteur de puissance en présence du vent échelons

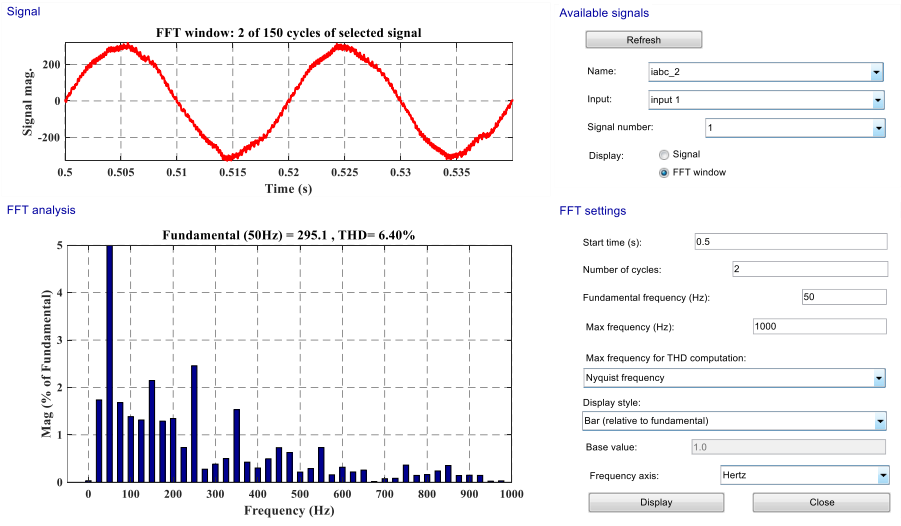


Figure 4. 40- Analyse harmonique des spectres des courants injectés au réseau en présence du vent échelons

Pour tester la stratégie du contrôle DPC et son impact sur le fonctionnement du convertisseur côté réseau, une simulation a été faite dont les caractéristiques des paramètres électriques du circuit de puissance et les données de commande sont présentés dans le tableau 4.5.

Le convertisseur côté réseau sert à maintenir la tension du bus continu U_C constante et contrôler les puissances active et réactive transitées au réseau. La variation du vent provoque

des variations du courant dans le circuit intermédiaire comme montre la Figure 4.32. Le courant i_{DC-ref} résultant de la régulation de la tension du bus continu assiste au calcul de la puissance active instantanée de référence comme indiqué sur la Figure 4.24. La régulation de la tension du bus continu U_C est assurée via un régulateur de type proportionnel-intégrateur. La Figure 4.31 illustre le graphique de de la tension du circuit intermédiaire avec sa référence fixée à 5000V. On peut relever selon les Zooms 1-2 de la même figure les hautes performances de la régulation aussi bien pour la rapidité que pour le premier dépassement, où le taux de dépassement reste autour de 0,16% et le temps de réponse évalué autour de 10ms. Le niveau d'ondulation est très compétitif et se situe autour de $\pm$5V suivant toujours le Zoom 2 de la Figure 4.31.

Nous pouvons également observer d'après la Figure 4.32 que l'allure du courant présente des dépassements et des ondulations pouvant atteindre 20A. Cela provoque une puissance active de référence ondulée, et par conséquent, une puissance active instantanée transité au réseau ainsi ondulée comme indiquée sur la Figure 4.33. Le niveau d'ondulation atteint 100KW ce qui représente un taux de 6,66% par rapport à la puissance nominale de la génératrice. La Figure 4.34 représente la puissance réactive et sa référence fixée à zéro afin de garantir un facteur de puissance unitaire et par conséquent optimiser l'énergie transitée au réseau. D'après les résultats des puissances, on peut conclure que le contrôle DPC assure une bonne régulation des puissances renvoyées au réseau, cependant, les ondulations des puissances représentent les majeurs inconvénients du contrôle direct de puissance, ceci est dû à la fréquence de commutation variable du convertisseur statique qui dépend directement de la largeur des bandes des comparateurs d'hystérésis employés pour le contrôle des puissances.

L'effet de la fréquence de commutation est remarqué aussi au niveau des courants triphasés injectés dans le réseau électrique. La Figure 4.37 illustre le graphique des allures de ces courants injectés dans lequel on peut apercevoir la conséquence directe de la commutation variable sur les ondes des courants. Une rapidité performante aperçue au niveau de variation d'amplitude des courants au moment de la variation de la puissance active selon les Zooms 1-2 de la même figure. La fréquence 50 Hz est respectée même dans le régime dynamique, cependant, l'analyse spectrale des harmoniques du courant fournie au réseau présentée à la Figure 4.40 montre que le THD dépasse la moyenne exigée par la norme IEEE-519 [13]. Un taux de distorsion harmonique de 6,40% est marqué dans le test de l'analyse spectrale des courants injectés. Cet inconvénient dû à la fréquence de commutation variable mène à la dégradation de la qualité de l'énergie injectée au réseau.

La concordance entre les tensions triphasées du réseau et les courants injectés est dévoilée dans la Figure 4.38. Les Zooms de la Figure 4.38 montrent clairement correspondance qui mène à un déphasage nul et par conséquent, à un facteur de puissance presque égale à l'unité. Un deuxième graphique illustré à la Figure 4.39 appui ce constat et présente l'évolution du

facteur de puissance en fonction du temps. Malgré quelques transitions au moment des variations rapides des puissances, néanmoins, la valeur moyenne du facteur de puissance reste très proche de l'unité ($\cos\varphi > 0{,}99$). Les Figures 4.35 et 4.36 représentent l'évolution de l'angle θ_R et le secteur choisi θ_{Ri} respectivement. La table de commutation du contrôle DPC dépend fortement du secteur actif pour appliquer le vecteur de tension convenable pour l'onduleur.

7.2. Test de suivi de consigne à vitesse du vent variable

Le deuxième test sert à observer le comportement dynamique du fonctionnement de l'onduleur de tension. Dans ce test, nous garantissons toujours le facteur de puissance unitaire en imposant la puissance réactive instantanée égale à zéro. Le profil du vent est choisi fluctuant et il est similaire du vent illustré dans la Figure 3.10. Nous gardant toujours les mêmes caractéristiques de simulation résumées dans le tableau 4.5. Les résultats de simulation sont illustrés ci-après.

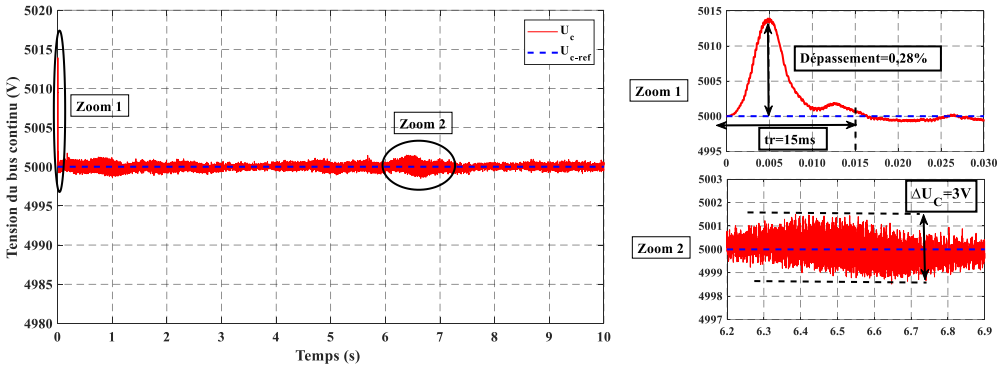


Figure 4. 41- Tension du bus continu en présence du vent fluctuant

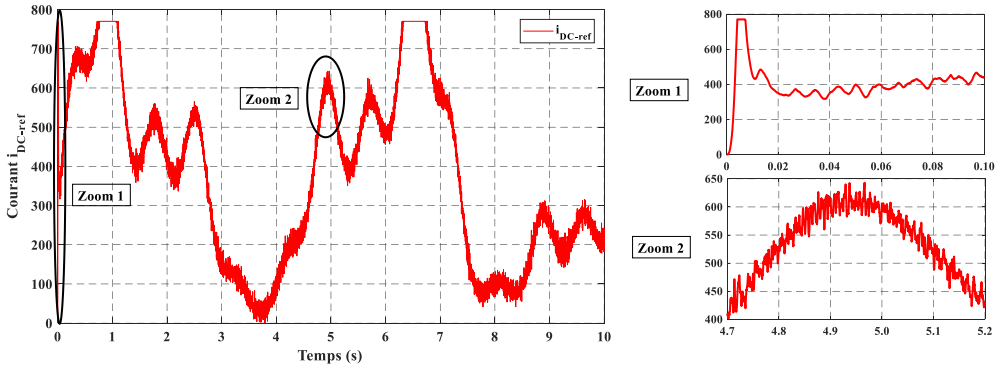


Figure 4. 42- Courant de référence $i_{DC\text{-}ref}$ en présence du vent fluctuant

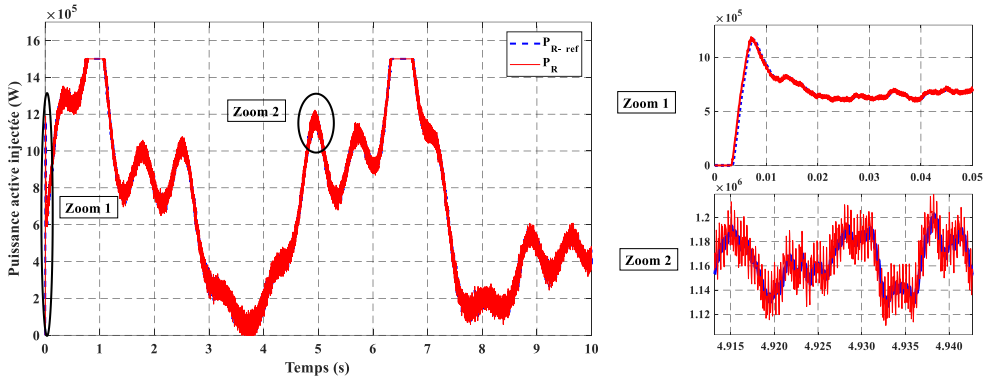


Figure 4. 43- Puissance active transitée au réseau en présence du vent fluctuant

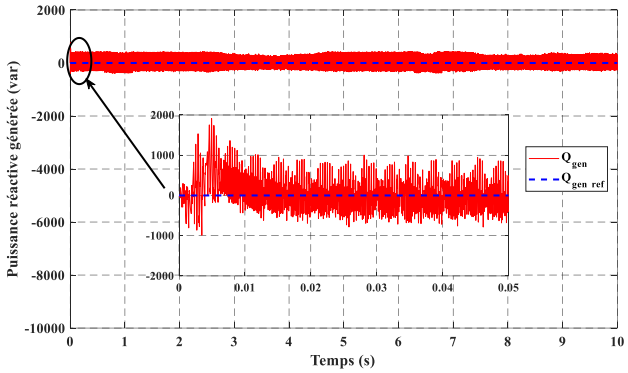


Figure 4. 44- Puissance réactive transitée au réseau en présence du vent fluctuant

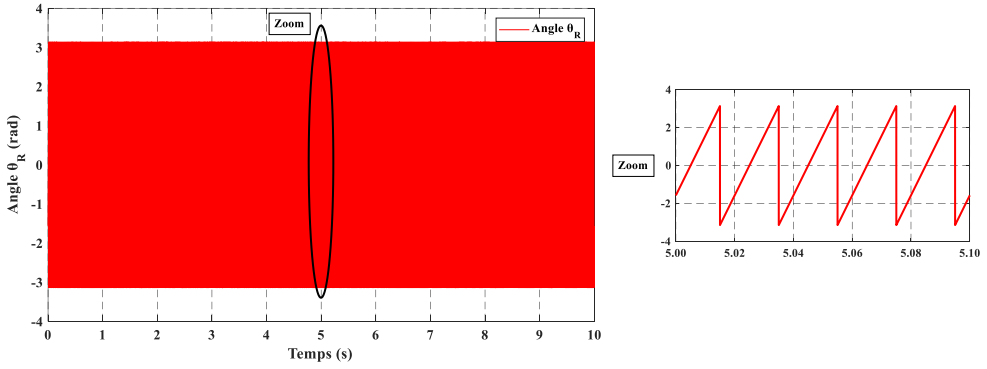


Figure 4. 45- Evolution de l'angle θ_R en présence d'un vent fluctuant

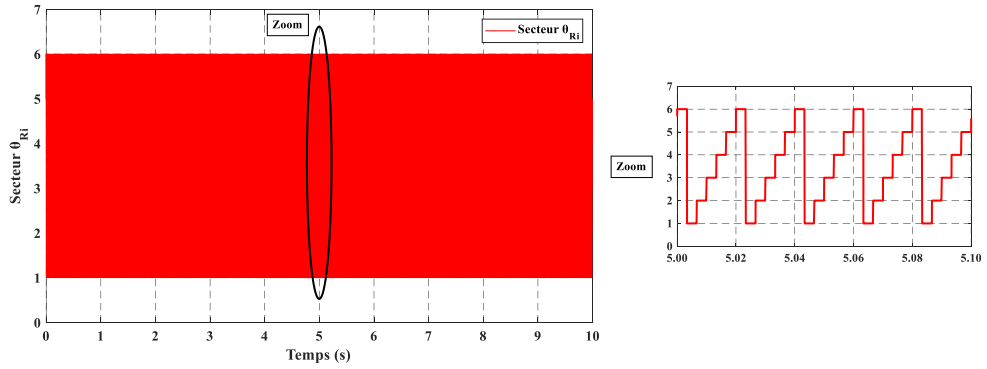


Figure 4. 46- Evolution du secteur sélectionné en présence d'un vent fluctuant

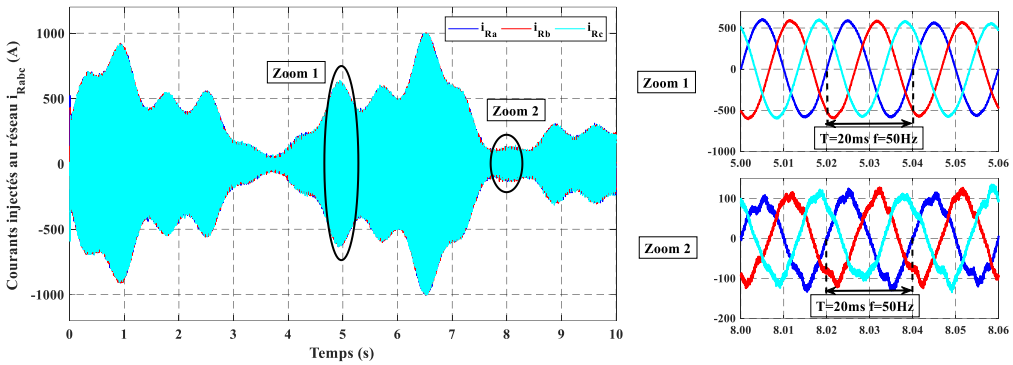


Figure 4. 47- Courants triphasés injectés au réseau en présence du vent fluctuant

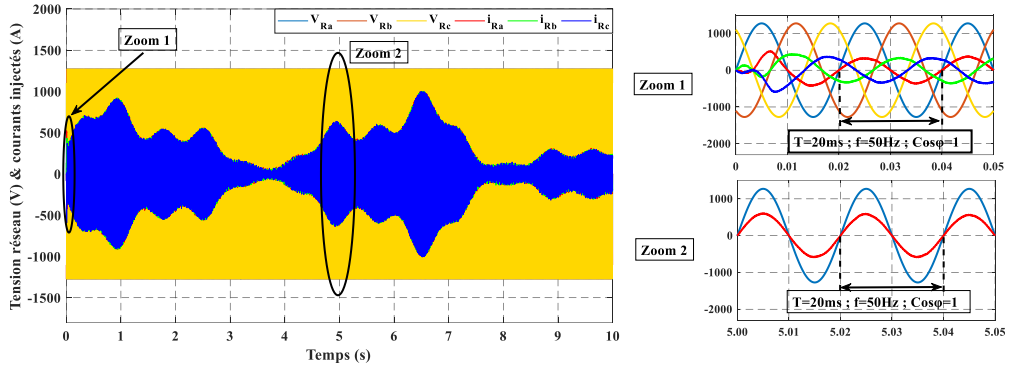


Figure 4. 48- Tensions réseau et courants triphasés injectés au réseau en présence du vent fluctuant

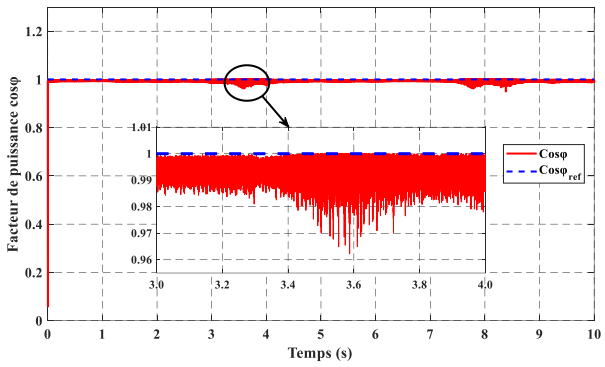


Figure 4. 49- Facteur de puissance en présence du vent fluctuant

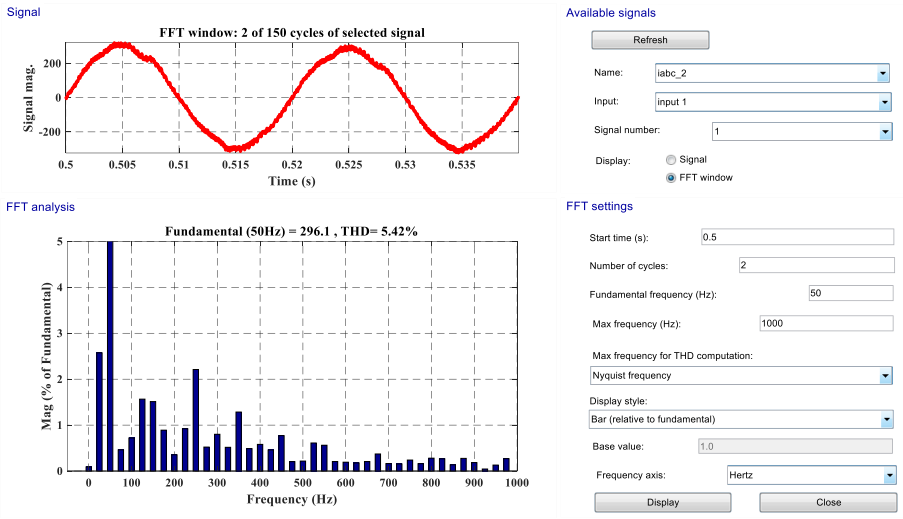


Figure 4. 50- Analyse harmonique des spectres des courants injectés au réseau en présence du vent fluctuant

D'après les résultats trouvés pour cet essai en présence d'un vent fluctuant, on constate toujours que la régulation de la tension du bus continu est bien maitrisée comme indique la Figure 4.41. Le premier dépassement est évalué égale à 0,28% par rapport à la valeur nominale de la tension, un temps de réponse estimé de 15ms est suffisant pour que la tension se stabilise avec la valeur de consigne. Une bonne poursuite est remarquée aussi en régime permanent avec un faible taux d'erreur statique. Le niveau d'ondulation ne dépasse pas la bande de $\Delta U_C = 3V$ selon le Zoom 2 de la Figure 4.41. La régulation de la tension de circuit intermédiaire génère le courant i_{DC-ref} nécessaire au calcul de la puissance active de référence. Nous pouvons remarquer la similitude entre l'évolution du courant i_{DC-ref} représentée à la Figure 4.42 et l'évolution de la puissance active instantanée représentée à la Figure 4.43 aussi bien pour la forme que pour les ondulations provoquées. Certainement, même si la puissance active suit parfaitement le graphique de référence, cependant, le niveau des ondulations devient gênant et dégrade la qualité de l'énergie produite comme indique les Zooms 1-2 de la Figure 4.43.

La puissance réactive à son tour présente des ondulations qui restent très acceptables vue la grande puissance délivrée au réseau. La Figure 4.44 illustre la puissance réactive avec sa référence maintenue nulle afin d'avoir un facteur de puissance unitaire. La faible valeur de la puissance réactive par rapport à la puissance active offre un meilleur facteur de puissance comme indiqué à la Figure 4.49. Un facteur de puissance supérieure à 0,99 est remarqué, cependant, on peut constater que cette valeur peut chuter à 0,97 le moment de la faible production de la puissance active.

Le courant électrique injecté au réseau est une conséquence directe de la puissance active produite, la forme d'onde de ce courant est très admissible et respecte les exigences du code réseau en fréquence et qualité comme indiqué sur la Figure 4.47. La concordance du courant

avec la tension réseau est toujours maintenue selon le graphique commun de courant/tension représentée à la Figure 4.48. Un déphasage est remarqué presque nul se traduit par un facteur de puissance proche de l'unité, le graphe du facteur de puissance illustré à la Figure 4.49 atteste sur ce constat. La qualité du signale fourni au réseau est illustrée par une analyse spectrale des harmoniques du courant injecté, la Figure 4.50 montre le résultat de cette analyse, un taux de distorsion harmonique de 5,42% est repéré et qui est juste supérieure à la normalisation IEEE-519 qui exige un THD inférieur à 5% [13]. Les ondulations et la valeur de THD sont conséquence directe de la fréquence de commutation des interrupteurs électroniques formant le convertisseur côté réseau.

Globalement, pour améliorer le contrôle direct de puissance on choisit une fréquence d'échantillonnage largement supérieure à la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs. Dans notre cas, nous avons choisi une fréquence d'échantillonnage de 100KHz avec une fréquence de commutation de 5KHz. Cette solution reste très simple et permet un contrôle précis des puissances, dans ce cas les erreurs des puissances ne sont limitées que par la bande des comparateurs à hystérésis et les résultats ainsi trouvés prouvent les hautes performances dynamiques du contrôle des puissances. En plus, le contrôle DPC ne nécessite aucune transformation en coordonnées tournantes. Par ailleurs, les équations sont faciles à mettre en œuvre et les variables traitées sont des variables instantanées. Cependant, les valeurs estimées contiennent non seulement la composante fondamentale mais également une composante harmonique.

Les observations majeures tirées à partir du contrôle DPC peuvent être résumées dans ce qui suit :

- Le contrôle DPC offre des performances dynamiques meilleures que le contrôle VOC.
- Les fortes ondulations dues à la fréquence de commutation variable mènent à une dégradation de la qualité d'énergie injectée au réseau.
- Un contrôle simple et précis des puissances active et réactive instantanées transitées au réseau.
- Les équations régissent le système sont faciles à mettre en œuvre et aucune transformation en coordonnées tournantes n'est requise.
- La fréquence de commutation dépend de la largeur des comparateurs à hystérésis des puissances active et réactive.
- Les vecteurs zéro U_0 (000) et U_7 (111) diminuent la fréquence de commutation mais fournissent un court-circuit pour la tension entre phases.
- Nous supposons que les dispositifs de commutation sont idéalement fonctionnels et ne nécessitent pas de temps mort pour éviter le court-circuit aux bornes du condensateur de circuit intermédiaire.

- L'estimation des puissances dépend de l'état de commutation des interrupteurs électroniques. Par conséquent, le calcul des puissances doit être évité au moment de la commutation.
- Les comparateurs à trois niveaux peuvent apporter des améliorations tout en assurant une subdivision du plan stationnaire en 12 secteurs afin d'obtenir une sélection plus précise des vecteurs de tension.

IV- Etude comparative

Cette étude présente une comparaison des algorithmes de contrôle VOC et DPC appliqués au convertisseur statique côté réseau. La comparaison s'intéresse à la fois aux avantages et inconvénients des deux techniques de commande et aux spécifications techniques de chaque contrôle. Les tableaux de comparaison ont été élaborés afin de mettre en main les importantes récapitulatives de ces techniques de contrôle.

Caractéristique		**VOC**	**DPC**
Contrôle direct de		Courants de ligne	Puissances
Estimation de		Puissance, tension réseau	Puissance, tension réseau
Fréquence de commutation		2 KHz constante	5KHz variable
Fréquence d'échantillonnage		5KHz (faible)	100KHz (élevée)
THD de courant		1,63% -3%	5,42% - 6,40%
Performances dynamiques	**Temps de réponse de la puissance active**	30ms	instantané
	Dépassement de la tension de bus continu	0,26%	0,16%
Facteur de puissance		0,992	0,995
Transformation de coordonnées		Requise	N'est pas nécessaire
Contrôleur PI		Requis	non-requis
Bloc de découplage		Requis	non-requis
Effort de calcul		élevé	faible
Complexité de l'algorithme		moyenne	Faible

Tableau 4. 6- Etude comparative des performances entre les contrôles VOC et DPC

Un deuxième tableau sert à comparer les deux méthodes employées pour le contrôle de l'onduleur et qui se base sur l'aspect général des commandes avec les principaux avantages et inconvénients de chaque stratégie de contrôle.

Paramètres	VOC	DPC
Caractéristiques générales	Basé sur : ▪ L'orientation du courant de ligne. ▪ Le vecteur de tension réseau. ▪ Nécessite des boucles de contrôle de courant internes.	Basé sur : ▪ Le contrôle direct des puissances instantanées active et réactive sans boucle de courant interne.
Avantages	▪ Hautes performances statiques et dynamiques.	▪ Facteur de puissance élevé. ▪ Algorithme et architecture simples. ▪ Dynamique rapide.
Inconvénients	▪ Réponse dynamique relativement faible par rapport au contrôle DPC.	▪ Fréquence de commutation variable. ▪ Fréquence d'échantillonnage élevée requise. ▪ Nécessite un processeur rapide vu la fréquence d'échantillonnage élevée. ▪ Ondulations du courant et de puissances élevées. ▪ THD relativement élevé.

Tableau 4. 7- Avantages et inconvénients de contrôles VOC et DPC

Le tableau 4.6 résume les principales caractéristiques des techniques VOC et DPC utilisées pour contrôler le convertisseur statique côté réseau. Bien entendu, les résultats ont été comparés du point de vue performances dynamique, taux de distorsion harmonique THD des courants transités au réseau avec les exigences de la normalisation, facteur de puissance et de la complexité des algorithmes de commande. D'après le résumé dudit tableau, nous pouvons constater les hautes performances des deux stratégies de commande, d'où, le choix sera très attaché aux exigences demandées. Cependant, la comparaison des avantages et inconvénients des deux algorithmes de contrôle présentée au tableau 4.7 montre que le meilleur comportement est présenté par le contrôle VOC et offre par conséquent de meilleur rendement énergétique dans la chaine de conversion éolienne.

V- Conclusion

Les algorithmes de commandes VOC et DPC appliquées au convertisseur statique côté réseau sont présenté dans ce chapitre. Les lois de commande ont été passées en revue et sont mis en œuvre dans Matlab/Simulink. Le contrôle direct de puissance permet d'obtenir des hautes performances statiques et dynamiques avec une structure assez simple, la rapidité et le facteur de puissance élevé représentent les principaux avantages du contrôle. Cependant, les ondulations dues à la fréquence de commutation variable et le taux élevé de distorsion harmonique (THD) des courants injectés dans le réseau présentent les majeurs désavantages

de ce contrôle, et par conséquent, la qualité de l'énergie électrique produite ne respecte pas les exigences en vigueur.

Le schéma de contrôle vectoriel découplé VOC pour le contrôle de l'onduleur côté réseau est également présenté en détail. Les régulateurs employés pour contrôler la tension de 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 valeur faible de taux de distorsion harmonique (THD) des courants injectés dans le réseau atteste sur la qualité de l'énergie produite. Par conséquent, le contrôle VOC se positionne comme un contrôle fiable qui garantit à la fois, un facteur de puissance élevé, une injection des courants électriques de hautes qualité et un découplage des puissances active et réactive.

VI- Bibliographie :

[1] Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., & Timbus, A. V. (2006). Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. IEEE Transactions on industrial electronics, 53(5), 1398-1409.

[2] Wu, B., Lang, Y., Zargari, N., & Kouro, S. (2011). Power conversion and control of wind energy systems (Vol. 76). John Wiley & Sons.

[3] Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M., & Loh, P. C. (2006). Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 153(5), 750-762.

[4] Channegowda, P., & John, V. (2010). Filter optimization for grid interactive voltage source inverters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(12), 4106-4114.

[5] Liserre*, M., Blaabjerg, F., & Dell'Aquila, A. (2004). Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter. International journal of electronics, 91(8), 445-460.

[6] 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.

[7] 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.

[8] Zhang, S., Tseng, K. J., Vilathgamuwa, D. M., Nguyen, T. D., & Wang, X. Y. (2010). Design of a robust grid interface system for PMSG-based wind turbine generators. *IEEE transactions on industrial* electronics, 58(1), 316-328.

[9] Hansen, A. D., & Michalke, G. (2009). Multi-pole permanent magnet synchronous generator wind turbines' grid support capability in uninterrupted operation during grid faults. IET Renewable Power Generation, 3(3), 333-348.

[10] 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.

[11] Ciobotaru, M., Teodorescu, R., & Agelidis, V. G. (2008, February). Offset rejection for PLL based synchronization in grid-connected converters. In 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (pp. 1611-1617). IEEE.

[12] Xu, L., & Cartwright, P. (2006). Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation. IEEE Transactions on energy conversion, 21(3), 750-758.

[13] Converters, S. P. (1981). IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters.

[14] Kazmierkowski, M. P., Dzieniakowski, M. A., & Sulkowski, W. (1990). The three phase current controlled transistor DC link PWM converter for bi-directional power flow. In Proc. PEMC Conf (pp. 465-469).

[15] Kohlmeier, H., Niermeyer, O., & Schroder, D. F. (1987). Highly dynamic four-quadrant ac motor drive with improved power factor and on-line optimized pulse pattern with promc. IEEE transactions on industry applications, (6), 1001-1009.

[16] Ooi, B. T., Dixon, J. W., Kulkarni, A. B., & Nishimoto, M. (1986, June). An integrated AC drive system using a controlled-current PWM rectifier/inverter link. In 1986 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (pp. 494-501). IEEE.

[17] Ooi, B. T., Salmon, J. C., Dixon, J. W., & Kulkarni, A. B. (1987). A three-phase controlled-current PWM converter with leading power factor. IEEE Transactions on Industry Applications, (1), 78-84.

[18] Kazmierkowski, M. P., & Malesani, L. (1998). Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. IEEE Transactions on industrial electronics, 45(5), 691-703.

[19] Ohnishi, T. (1991, October). Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control. In Proc. IEEE IECON (Vol. 91, pp. 819-824).

[20] Noguchi, T., Tomiki, H., Kondo, S., & Takahashi, I. (1998). Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(3), 473-479.

[21] Ohnishi, T. (1991, October). Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control. In Proc. IEEE IECON (Vol. 91, pp. 819-824).

[22] Malinowski, M. (2001). Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers. Politechnika Warszawska.

[23] Datta, R., & Ranganathan, V. T. (2001). Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors. IEEE Transactions on Power Electronics, 16(3), 390-399.

[24] Malinowski, M. Jasinski, M. Kazmierkowski, M. P. (2004). "Simple Direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation (DPC-SVM) "; IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.51, No.2, pp.447-454.

[25] Antoniewicz, P., & Kazmierkowski, M. P. (2008). Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(12), 4381-4390.

[26] 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.

[27] Malinowski, M. (2001). Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers. Politechnika Warszawska.

CHAPITRE 5 : VALIDATION EXPERIMENTALE DE NOTRE SYSTEME EOLIEN A BASE DE LA GSAP

Résumé : Ce chapitre présente la validation expérimentale des algorithmes de contrôle appliqués au système éolien basé sur la génératrice synchrone à aimant permanent. Tout d'abord, nous présentons d'une manière générale la structure et la description de la carte à microprocesseur dSPACE 1104 tout en présentant son architecture interne et le câblage externe. Ensuite, nous analysons les résultats de l'association de deux algorithmes de contrôle dédiés aux convertisseurs statiques (redresseur – onduleur) tout en exploitant la carte dSPACE pour la validation expérimentale. Nous terminons ce chapitre par une brève analyse des résultats obtenus dans le but de montrer les performances et l'efficacité des stratégies de contrôle développées pour une éventuelle exploitation dans le cas réel d'un système de conversion d'énergie éolien.

Notations utilisées dans le chapitre :

f_e: Fréquence d'échantillonnage.

C_p : Coefficient de puissance.

Acronymes :

DSP: Digital Signal Processor

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor

RCP: Rapid Control Prototyping

HILS: Hardware In the Loop Simulation.

SILS: Software In the Loop Simulation.

RTW: Real-Time Workshop.

RTI: Real Time Interface.

VOC: Voltage Oriented Control.

THD : Taux de distorsion harmonique.

FOC: Field Oriented Control.

MPPT: Maximum Power Point Tracking.

I- Introduction

Avec le développement des technologies des éoliennes à vitesse variable et le progrès des processeurs de signaux numériques (DSP), la production d'énergie éolienne ne cesse d'évoluer et prend sa place dans le mix énergétique des pays. La commande des convertisseurs de puissances à leurs tours pose autant de problèmes dans le cas réel [1-3]. Par conséquent, une meilleure compréhension et une bonne maitrise des algorithmes de contrôle appliqués aux convertisseurs statiques dans les chaînes de conversion d'énergie éolienne tout en exploitant les cartes à base de microprocesseurs implique davantage une augmentation d'intégration des éoliennes à vitesse variable dans les architectures de production de l'énergie électrique [2]. À ce stade, la validation expérimentale des stratégies de contrôle appliqués aux convertisseurs statiques via les cartes électroniques demeure une étape primordiale qui doit être prise en compte avant toute manipulation réelle [4]. Dans notre cas, la validation expérimentale des algorithmes de contrôle sont testés à l'aide du kit de prototypage des lois de commande à base de la carte dSPACE 1104. Le choix de dSPACE est porté sur plusieurs critères. En effet, le kit dSPACE permet de développer et de tester d'une façon rapide les algorithmes de contrôle dans un environnement réel et sans programmation manuelle. Ce kit permet aussi de détecter les erreurs de conception et sert à les mentionner afin de profiter des contrôles fiables et fonctionnels [5].

II- Description de la plate-forme d'essai

1. Principe général

Pour valider les performances des algorithmes de contrôle appliqués aux convertisseurs statiques côté générateur et côté réseau, une solution pratique a été mise en place pour une implémentation expérimentale. La validation des stratégies de contrôle est basée sur la carte contrôleur DS1104 R&D développée par la société dSPACE. Cette carte est enfermée dans un ordinateur qui assure le transfert d'informations entre le logiciel et la partie matérielle. La partie logicielle est constituée de l'outil de modélisation Matlab/Simulink qui permet de programmer en temps réel l'application concernée via des blocs spécifiques logés dans la bibliothèque "Toolbox Real Time Interface (RTI)". De plus, le RTI peut configurer graphiquement les signaux entrées/sorties [6].

Un deuxième logiciel "ControlDesk" assure le chargement du programme source compilé et transformé en code C sur la carte R&D DS1104. Une deuxième alternative du logiciel ControlDesk est la création des interfaces graphiques pour le contrôle en temps réel et l'enregistrement des programmes sous forme des fichiers compréhensibles par Matlab/ Simulink. La plate-forme expérimentale de validation est illustrée à la Figure 5.1.

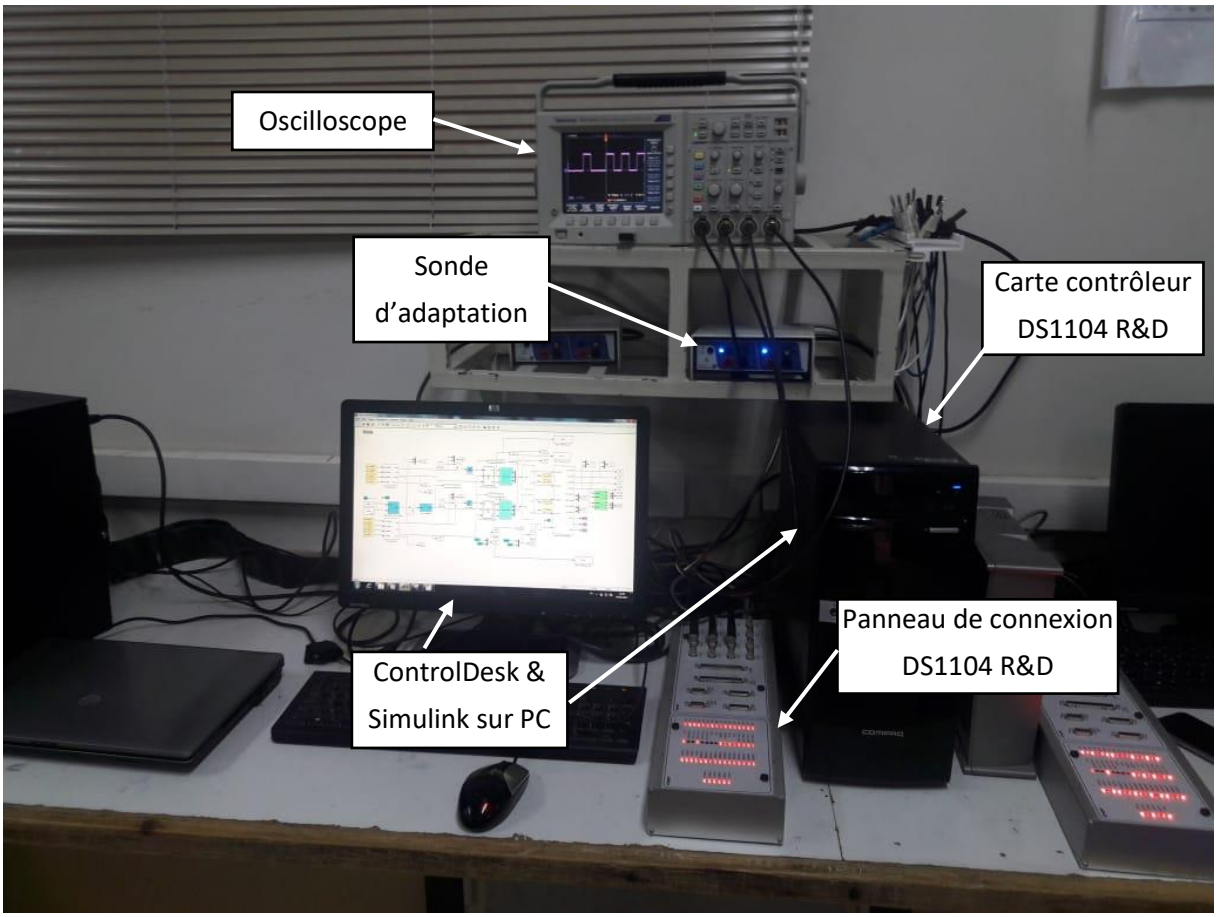


Figure 5. 1- La plate-forme expérimentale de validation

2. La simulation temps réel

On définit le concept général d'un système temps réel lorsqu'on parle d'un système qui permet de piloter (contrôler) un procédé physique [7]. Par ailleurs, ce système physique peut être décomposé en 2 parties : La première partie s'agit du système processus qui s'intéresse aux fonctions physiques du système et la deuxième partie consiste à commander la partie processus. La Figure 5.2 illustre le synoptique général d'un système physique.

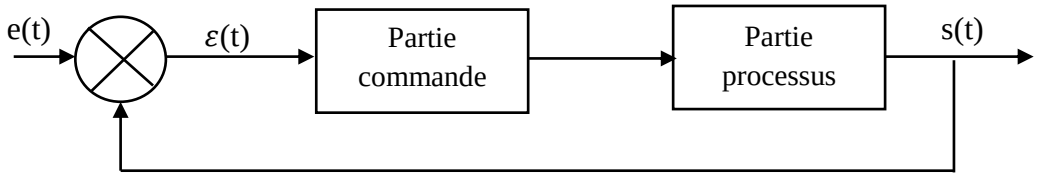


Figure 5. 2- Synoptique général d'un système physique

Selon le synoptique général d'un système physique, on peut distinguer trois types de simulation temps réel :

- Prototypage rapide de contrôle (RCP : Rapid Control Prototyping en agnlais) : lorsque la partie commande est simulée et la partie processus ne l'est pas. Dans ce cas, on implémente les différents modèles mathématiques et les stratégies de contrôle sur un

support électronique et on connecte les entrées/sorties du support avec la partie processus (le système physique réel non simulé) [8-10].

- Hardware In the Loop Simulation (HILS) : lorsque la partie commande est non simulée et la partie processus est simulée. Dans ce cas, on implémente les modèles mathématiques du processus sur un support électronique. La modélisation mathématique du processus est généralement traduise en langage compréhensible par le support électronique (en langage C par exemple). Le HILS est employé fréquemment si on veut tester la conception de la partie commande d'un système et pour tester si les modèles de la partie processus ont été correctement élaborés [11-12].
- Software In the Loop Simulation (SILS) : lorsque les deux parties commande et processus sont simulées. Dans ce cas, on implémente à la fois les modèles mathématiques du processus réel et les algorithmes des lois de commandes sur un support électronique. La simulation du système physique s'effectue dans sa globalité à l'intérieur du support électronique [10, 13]. La connexion physique à l'extérieur sert à visualiser les différents signaux analogiques sur un oscilloscope.

L'approche de simulation SILS est une approche itérative qui fait appel à des boucles de tests appelées MIL-SIL où la simulation MIL (Model In the Loop) se produit pour tester la correction au niveau d'un modèle comme illustré dans la Figure 5.3 [14]. Le modèle MIL est introduit dans le système en boucle fermée avec le modèle logique. Ce modèle de test est considéré comme la première phase au cours de laquelle notre système éolien est considéré prêt pour le test.

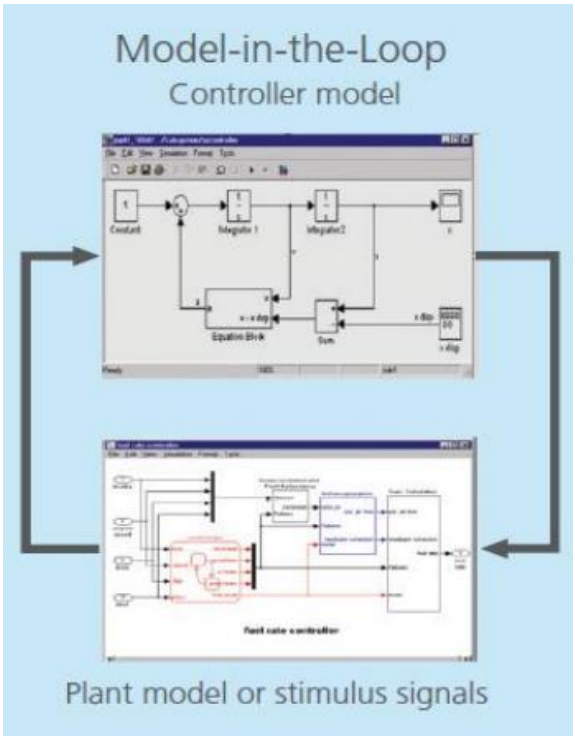


Figure 5. 3- Processus MIL extrait du catalogue dSPACE © 2014 [14]

La Figure 5.4 illustre le système de conception en boucle fermée du modèle SIL (Software In the Loop). Le modèle SIL se produit après que le code C a été généré à partir de notre modèle du système éolien et exécuté en tant que fichier exécutable [14]. Cette deuxième étape est l'étape la plus importante dans la phase de validation de notre modèle dans le kit de prototypage dSPACE 1104.

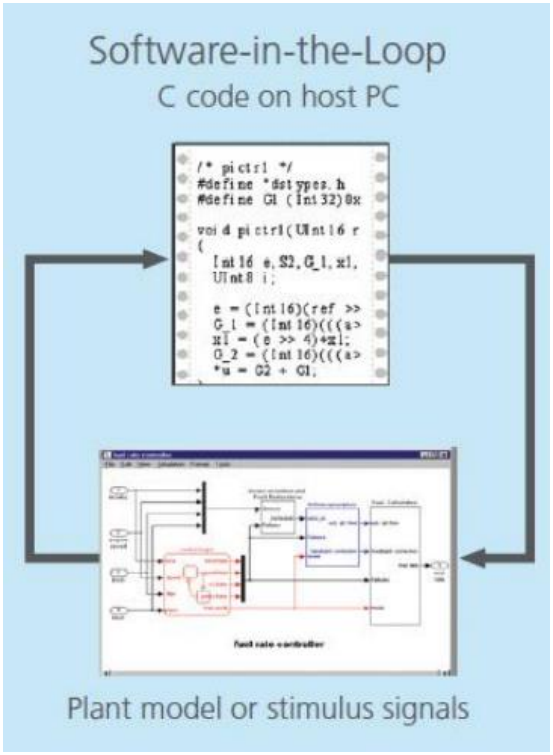


Figure 5. 4- Processus SIL extrait du catalogue dSPACE © 2014

La simulation temps réel (Software In the Loop Simulation) qui rassemble les deux approches MIL et SIL est prise en œuvre dans le processus de validation nos algorithmes de contrôle appliqués aux convertisseurs statiques. Cette technique de simulation offre nombreux avantages, parmi lesquels on cite [15] :

- La conservation de l'intégrité des signaux existants dans le modèle physique globale.
- Puisque le modèle est entièrement simulé, la contrainte du temps de simulation du modèle simulé avec le modèle non simulé n'existe plus.

3. Description de la plate-forme expérimentale

La plate-forme expérimentale employée pour valider les algorithmes de contrôle se compose essentiellement de :

- Kit dSPACE 1104 enfermé dans un ordinateur.
- Ordinateur hôte contenant l'environnement Matlab/Simulink et Control-Desk.
- Panneau de connexion de la carte DS1104.

- Sonde d'adaptation des niveaux de tension.
- Oscilloscope pour visualiser les différents signaux analogiques.

La validation en simulation temps réel SILS est mise en œuvre pour tester les performances des contrôles appliqués au système éolien basé sur la génératrice synchrone à aimant permanent. D'après les résultats théoriques obtenus dans les chapitres 2 et 3, le choix est porté sur la combinaison des deux algorithmes de contrôle Backstepping-VOC.
La validation des algorithmes des lois de commandes passe essentiellement à travers les étapes suivantes :

1) Utilisation de l'outil de modélisation Simulink pour construire le système de contrôle.
2) La simulation du système pour générer les différents résultats de contrôle.
3) Téléchargement du programme en code C dans dSPACE à l'aide de l'outil RTW (Real-Time Workshop).
4) Exécution en temps réel du modèle global via la carte R&D DS1104.

III- Système de traitement numérique dSPACE 1104

1. Présentation de la carte dSPACE

La carte processeur est développée par la société allemande dSPACE, elle est construite d'un processeur principal MPC8240 et de la fréquence d'horloge de 250 MHz. Les caractéristiques générales de la carte dSPACE sont présentées en annexe G. L'architecture interne de la carte est illustrée à la Figure 5.5 [5].

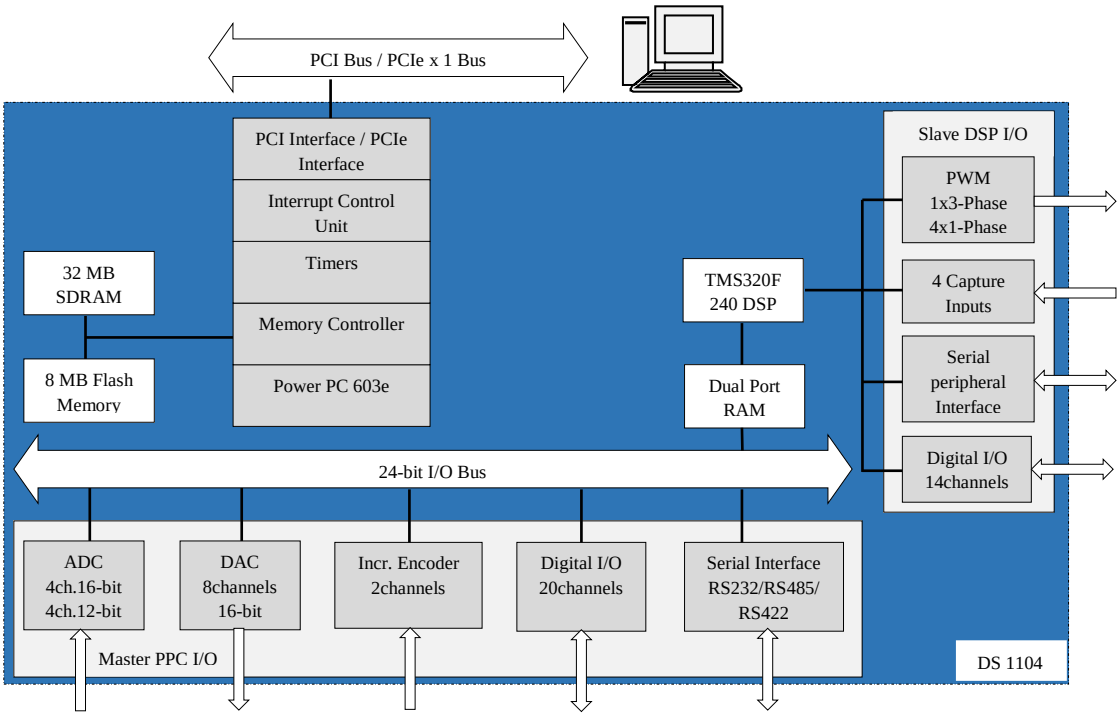


Figure 5. 5- Architecture interne de la carte dSPACE 1104

2. Développement des lois de commandes dans dSPACE

Une étape de configuration des paramètres est prise en compte avant la création et l'implémentation du modèle temps réel dans la carte dSPACE. Les étapes de configuration seront illustrées comme suit :

2.1. Paramètres à configurer sur le Solver :

- Mettre (0.0) dans la case de (Start time).
- Mettre (inf) dans la case de (Stop time) afin que le système s'exécute continuellement.
- Choisir (fixed step) pour le (Type)
- Choisir (onde4) (rung-kutta) pour le (Slave).
- Prendre (10^{-4}) pour le (Fixed step size)

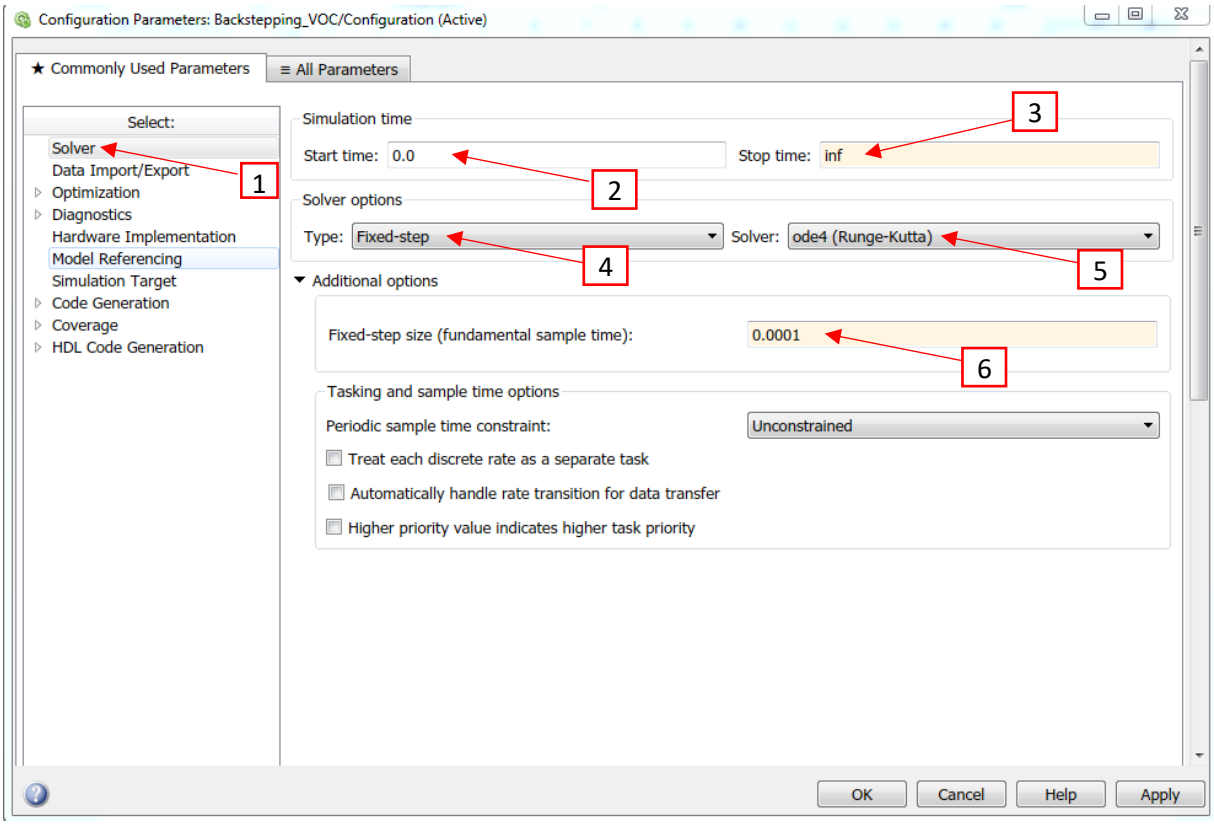


Figure 5. 6- La configuration des paramètres Solver

2.2. Paramètres à configurer pour le RTW :

- Dans l'onglet (Code generation) appuyer sur (Browse).
- Choisir dans (System target file) l'option (rti 1104.tlc).
- Choisir dans (Language) l'option (C).

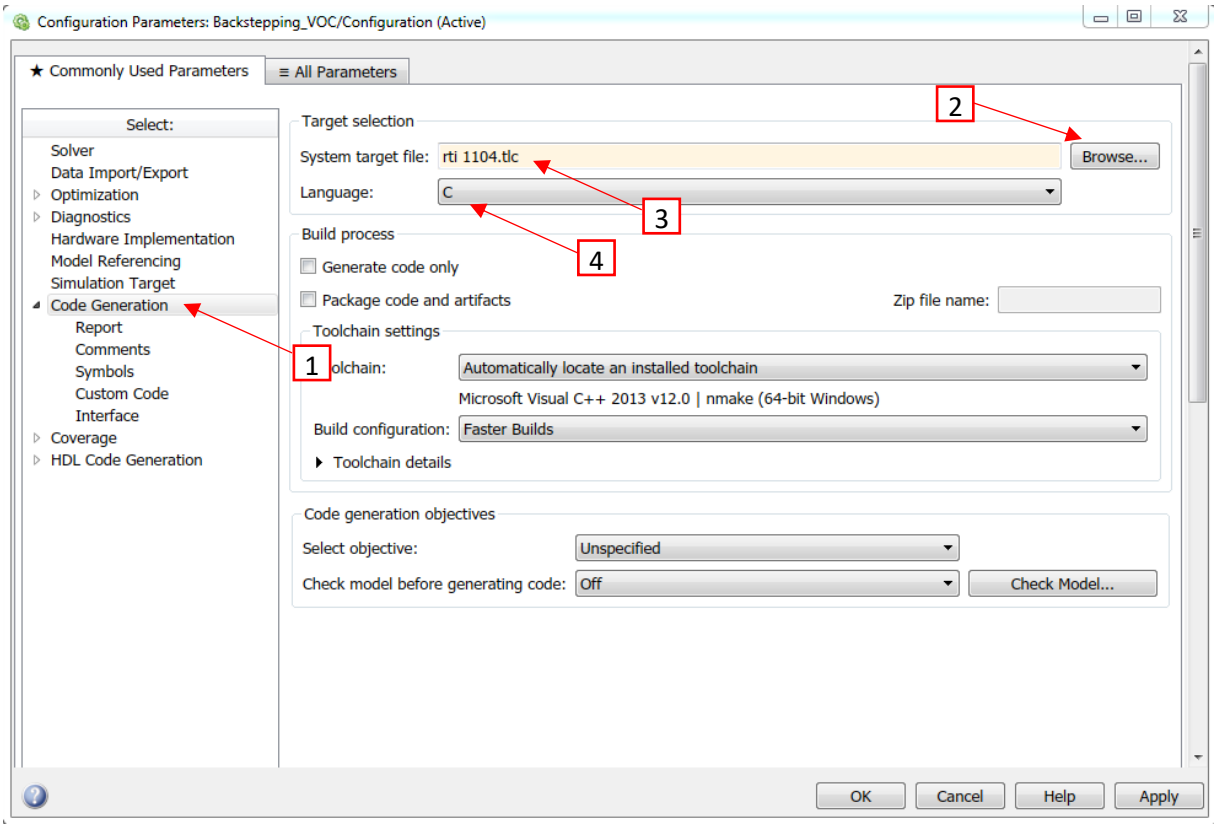
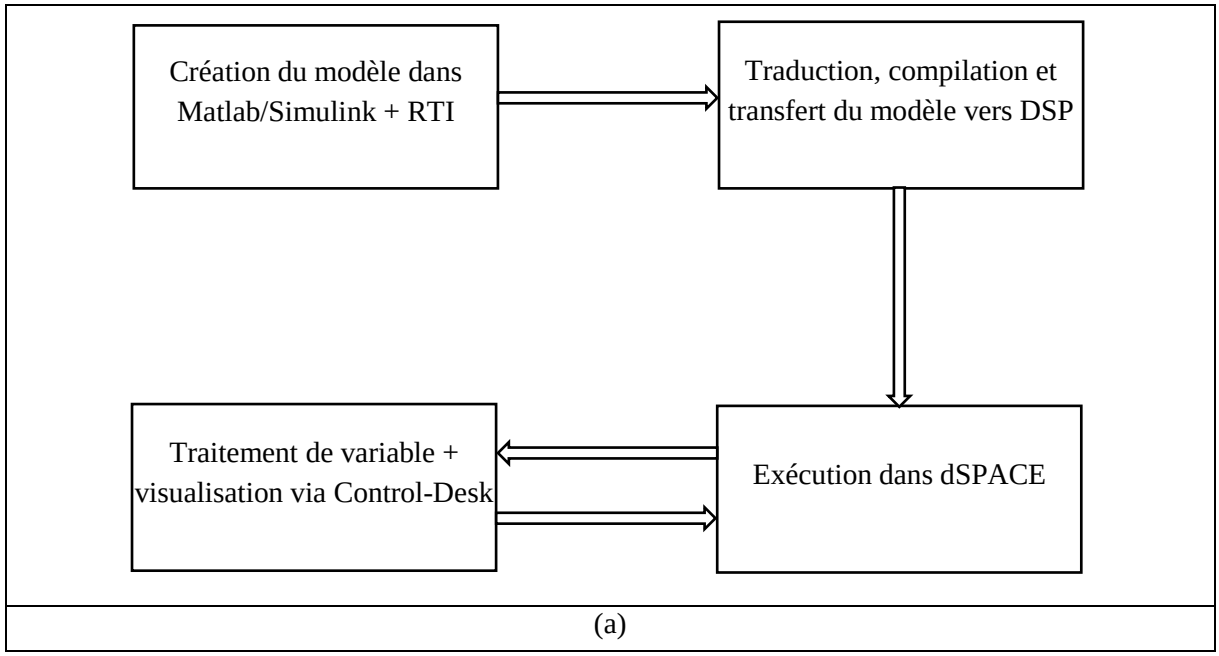


Figure 5. 7- La configuration des paramètres Real-Time Workshop

2.3. La création d'un fichier sur Control Desk

Le Control-Desk permet de construire une interface graphique qui facilite la visualisation des différentes grandeurs en temps réel. La Figure 5.8 résume les étapes et les outils nécessaires pour implémenter des algorithmes de contrôle dans la carte dSPACE.



(a)

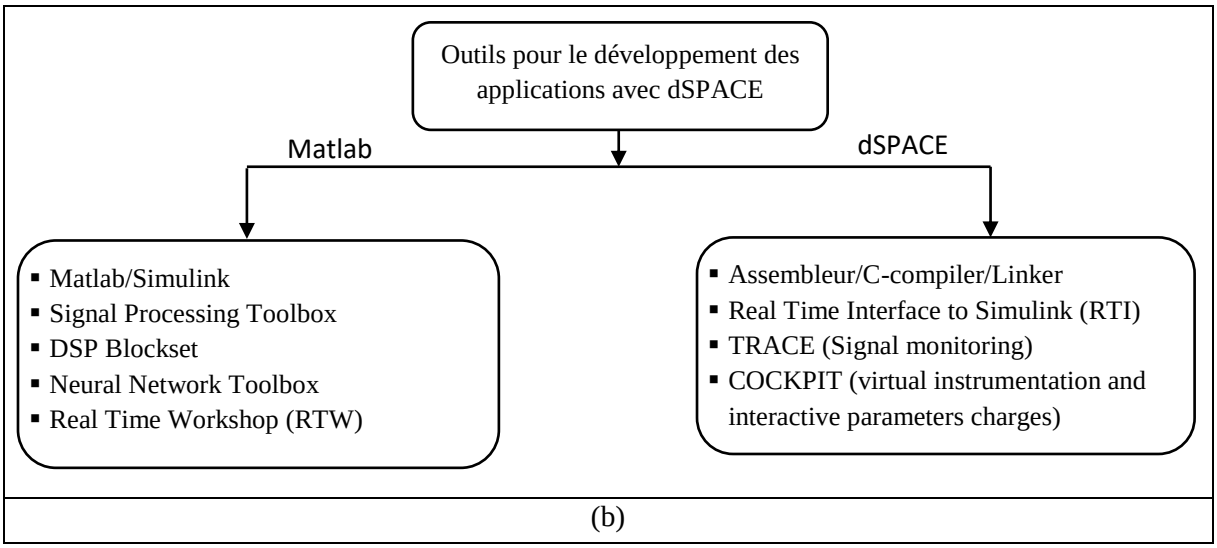


Figure 5. 8- Implémentation des algorithmes dans dSPACE : (a) Les étapes nécessaires pour implémenter les algorithmes dans la carte dSPACE (b) les outils nécessaires MATHWORKS/dSPACE

IV- Résultats de l'implémentation des commandes Backstepping-VOC

Le schéma bloc général des contrôles appliqués à la chaîne de conversion éolienne est représenté à la Figure 5.9 où le système de contrôle englobe à la fois les lois de commande appliquées au convertisseur statique côté machine et les lois de commande appliquées au convertisseur statique côté réseau.

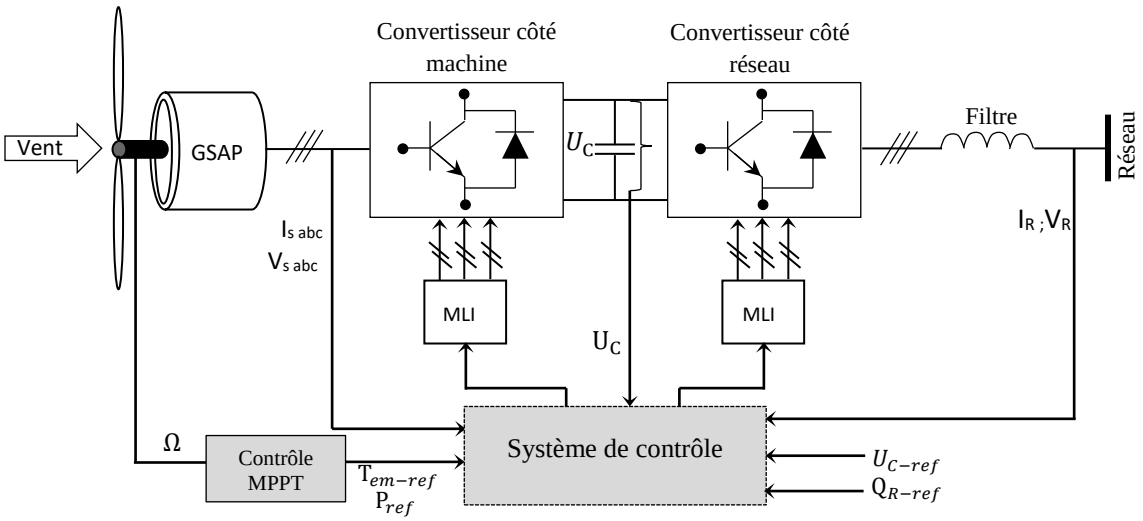


Figure 5. 9- Schéma bloc du contrôle de système éolien basé sur GSAP

La connexion de la carte dSPACE avec la chaîne de conversion d'énergie éolienne basée sur la génératrice synchrone à aimant permanent est illustrée schématiquement sur la Figure 5.10.

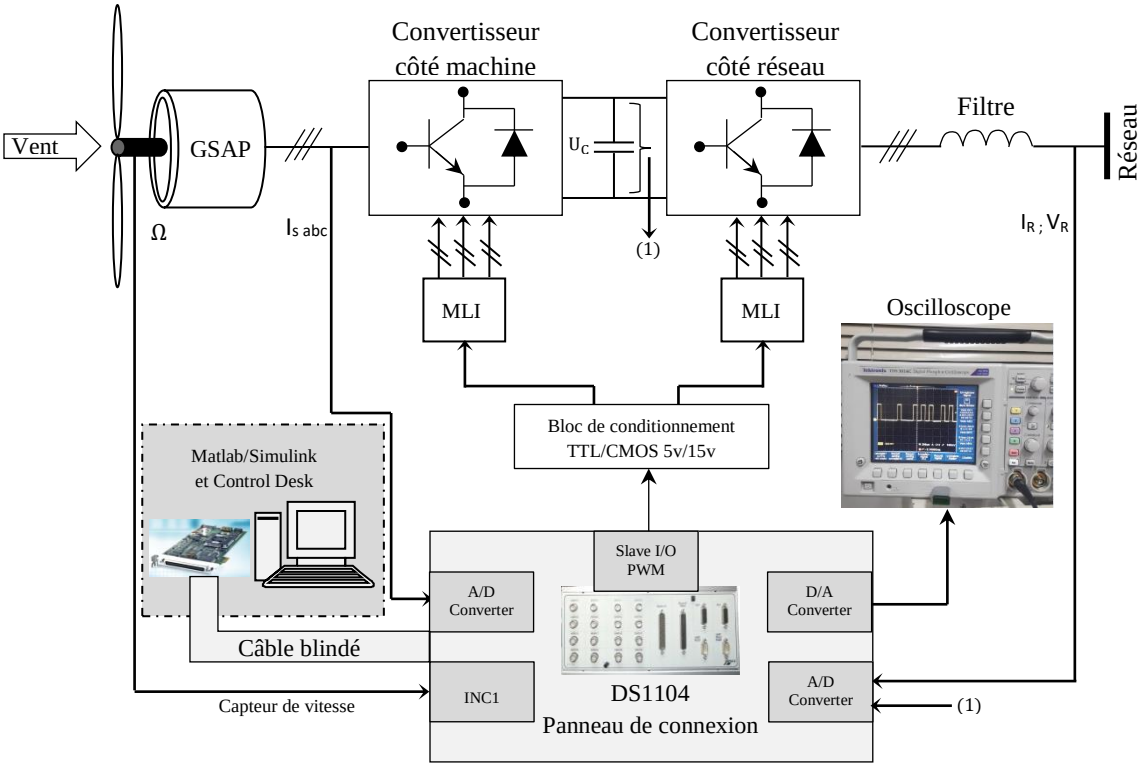


Figure 5. 10- Synoptique de connexion de dSPACE avec le système de conversion éolien

Dans le cadre de la validation expérimentale du contrôle Backstepping-VOC appliqués aux convertisseurs statiques côté machine et côté réseau, deux tests ont été effectués à l'aide de la carte dSPACE et de l'outil de développement Control-Desk. Le premier test est utilisé pour dévoiler les hautes performances du système vis-à-vis un profil de vent échelons, tandis que le second test prouve l'efficacité des contrôles vis-à-vis le suivi et la régulation des grandeurs électriques suite à un profil de vent fluctuant.

1. Test de performance en présence d'un vent échelons

Dans ce premier test, le profil du vent est pris sous forme des échelons avec une vitesse moyenne de 7m/s. La fréquence d'échantillonnage est fixée à f_e=10 KHz. Les résultats de validation sont illustrés ci-dessous.

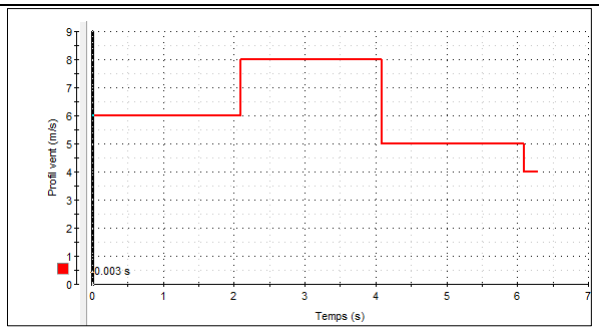


Figure 5. 11- Profil de vitesse du vent échelon

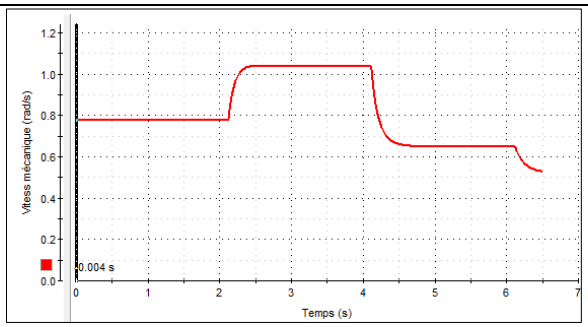


Figure 5. 12- Vitesse de rotation mécanique en présence du vent échelon

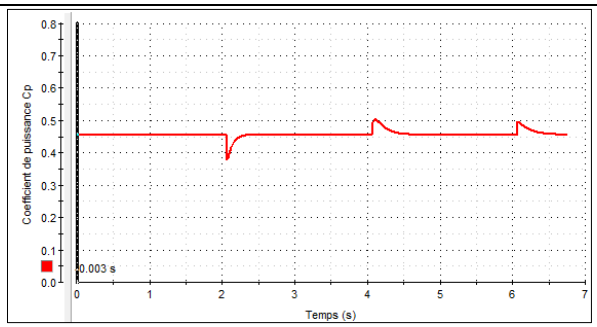


Figure 5. 13- Coefficient de puissance en présence du vent échelon

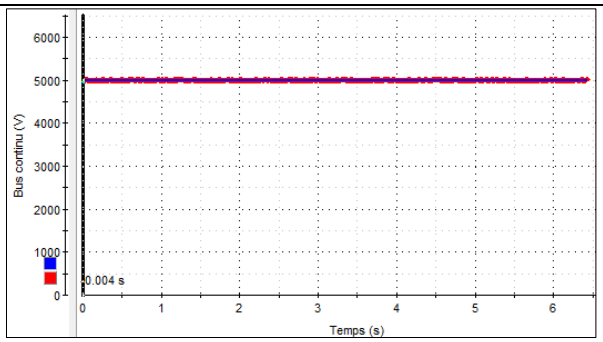


Figure 5. 14- Tension de circuit intermédiaire en présence du vent échelon

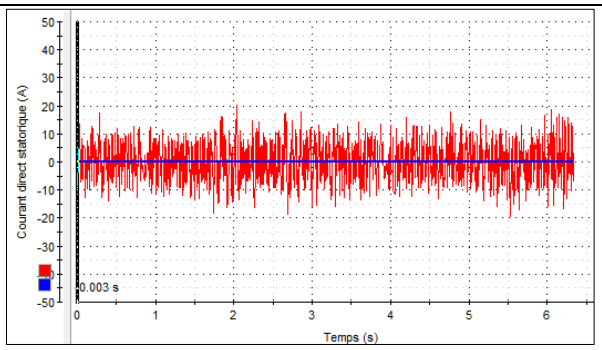


Figure 5. 15- Courant statorique direct i_{sd} en présence du vent échelon

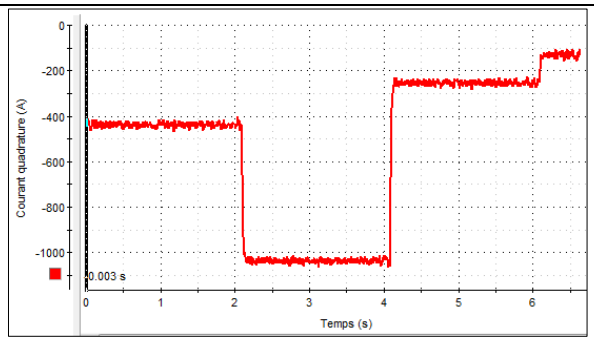


Figure 5. 16- Courant statorique quadrature i_{sq} en présence du vent échelon

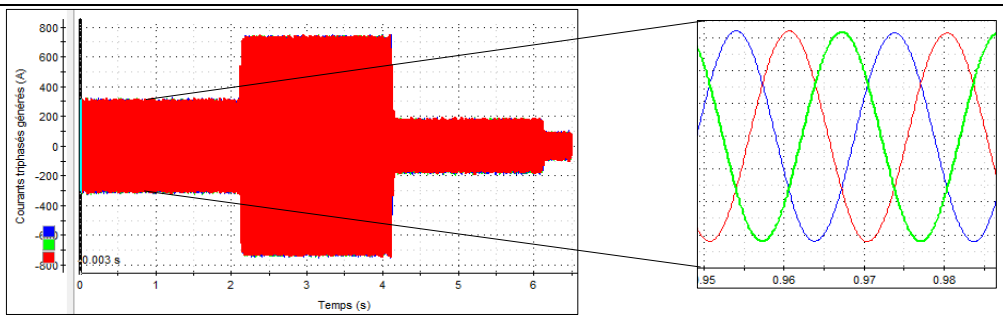


Figure 5. 17- Courants triphasés injectés au réseau en présence du vent échelon

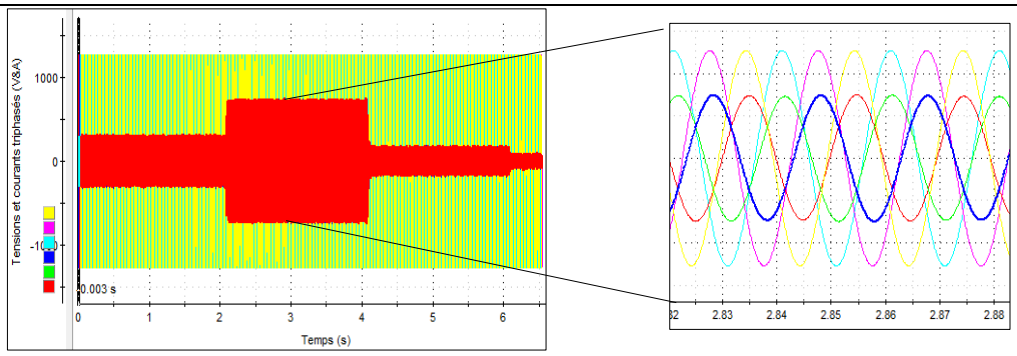


Figure 5. 18- Tensions réseau & courants triphasés injectés au réseau en présence du vent échelon

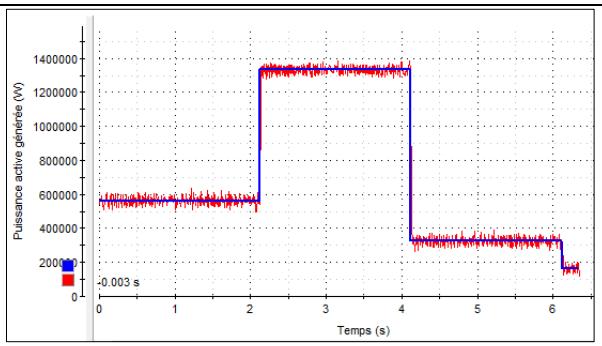


Figure 5. 19- Puissance active transitée au réseau en présence du vent échelon

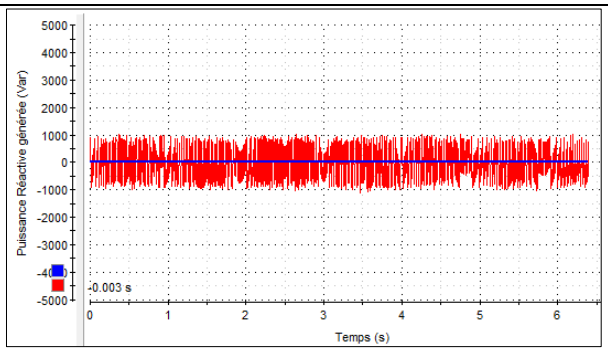


Figure 5. 20- Puissance réactive injectée au réseau en présence du vent échelon

D'après les résultats trouvés pour cet essai en présence d'un vent sous forme des échelons, nous constatons que les dynamiques de la vitesse de rotation mécanique et de la puissance active injectée au réseau sont bien appropriées selon les Figures 5.12 et 5.19. Par ailleurs, la puissance active suit parfaitement sa référence avec une rapidité remarquable et une erreur statique tellement faible suivant toujours la Figure 5.19. D'autre part, la puissance réactive illustrée à la Figure 5.20 est maintenue trop faible avec un taux d'ondulation qui ne dépasse pas 1Kvar.

La courbe de la vitesse angulaire mécanique suit parfaitement le tracé de profil du vent. La Figure 5.11 illustre le profil de vent échelons. Il est à noter que la commande adaptative Backstepping non linéaire offre de meilleurs résultats tant pour la poursuite de la vitesse angulaire que pour les courants statoriques générés. Ça se voit clairement dans les graphiques des courants statoriques de l'axe direct et quadratique. Le courant direct i_{sd} suit sa référence nulle d'une façon très acceptable. Une ondulation de l'ordre de 10A est remarquée qui reste largement inférieure à la valeur absolue du courant statorique globale. De même pour le courant i_{sq} qui évolue suivant l'évolution de la puissance active en valeur absolue. Le contrôle VOC appliqué au convertisseur côté réseau offre de meilleures performances à son tour. Ça se voit clairement au niveau de la régulation de la tension du bus continu illustré à la Figure 5.14. Une régulation quasi parfaite de la tension de circuit intermédiaire avec une rapidité et suivi de consigne parfaits. La qualité des courants triphasés injectés au réseau illustrés à la Figure 5.17 atteste aussi sur les hautes performances du contrôle VOC. Des ondes clairement sinusoïdales des courants aperçues à la Figure 5.17, par ailleurs, les exigences réseau de période/fréquence sont parfaitement respectées, des ondes ayant une période de 20ms ce qui se traduit par une fréquence de 50Hz est repérés dans le Zoom de la même figure. La Figure 5.18 rassemble les graphiques de tension réseau avec les courants triphasés injectés, nous pouvons constater la bonne concordance tension/courant ce qui veut dire un déphasage nul, par conséquent, un fonctionnement avec facteur de puissance unitaire est offert.

2. Test de suivi de consigne en présence d'un vent fluctuant

Ce deuxième test sert à tester les performances des contrôles vis-à-vis la variation du vent qui sera fluctuant et proche de la réalité. Dans ce test, l'algorithme de contrôle MPPT a été appliqué afin de provoquer le fonctionnement de l'éolienne dans la zone 2 (zone de maximisation de puissance). La fréquence d'échantillonnage est toujours maintenue à f_e=10 KHz. Les résultats de validation de ce test sont présentés ci-dessous.

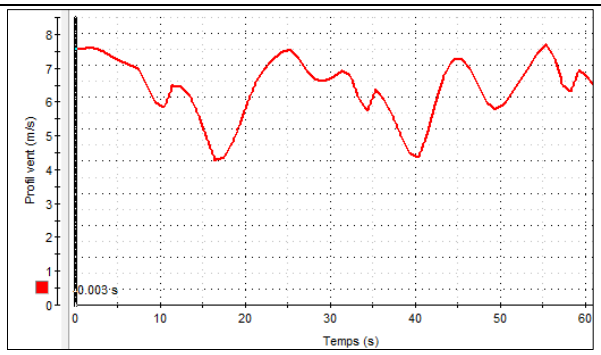


Figure 5. 21- Profil de vitesse du vent fluctuant

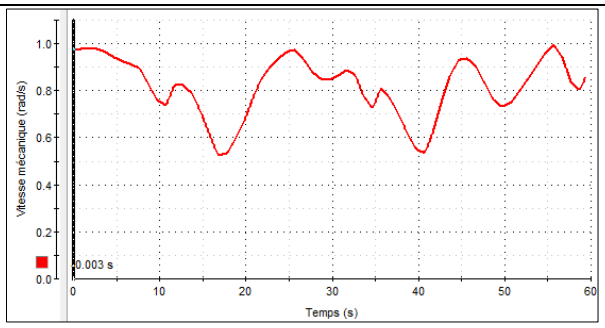


Figure 5. 22- Vitesse de rotation mécanique en présence du vent fluctuant

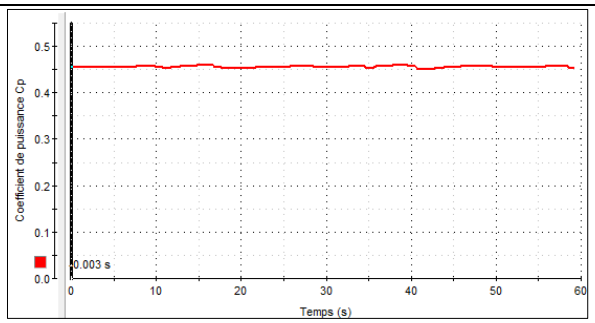


Figure 5. 23- Coefficient de puissance en présence du vent fluctuant

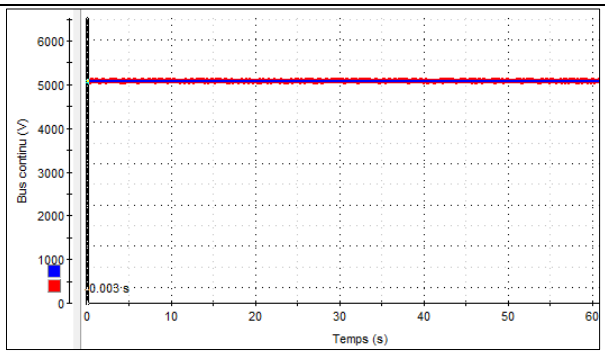


Figure 5. 24- Tension de circuit intermédiaire en présence du vent fluctuant

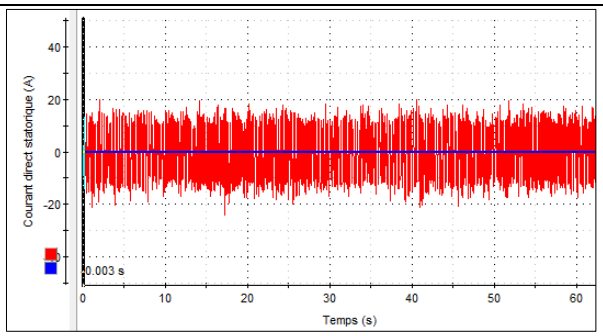


Figure 5. 25- Courant statorique direct i_{sd} en présence du vent fluctuant

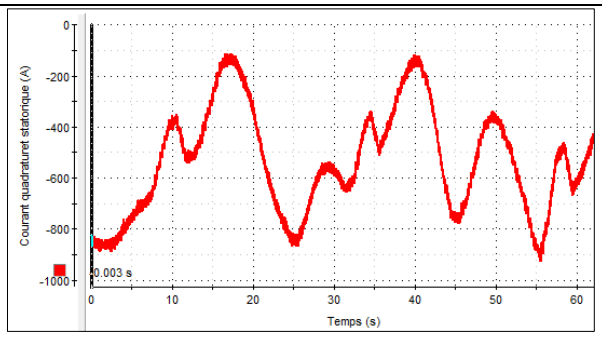


Figure 5. 26- Courant statorique quadrature i_{sq} en présence du vent fluctuant

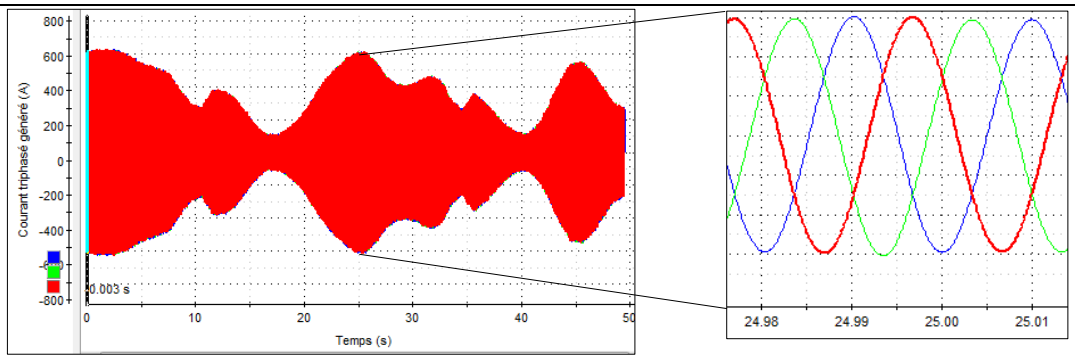


Figure 5. 27- Courants triphasés injectés au réseau en présence du vent fluctuant

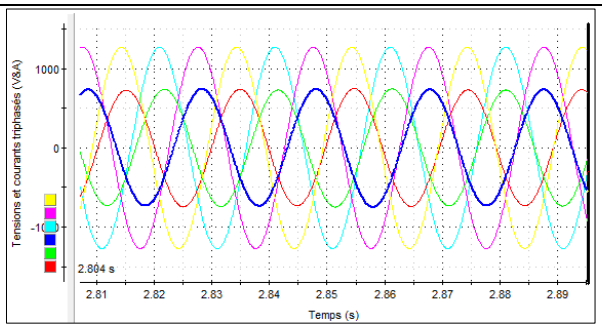


Figure 5. 28- Tensions réseau & courants triphasés injectés au réseau en présence du vent fluctuant

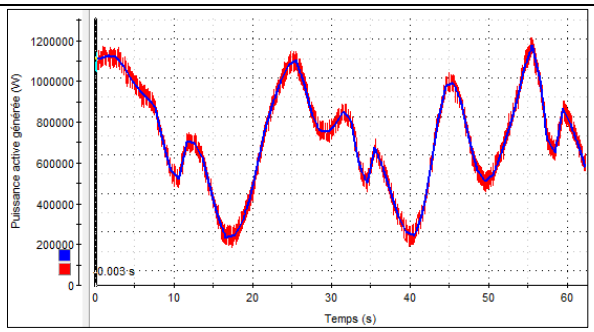


Figure 5. 29- Puissance active injectée au réseau en présence du vent fluctuant

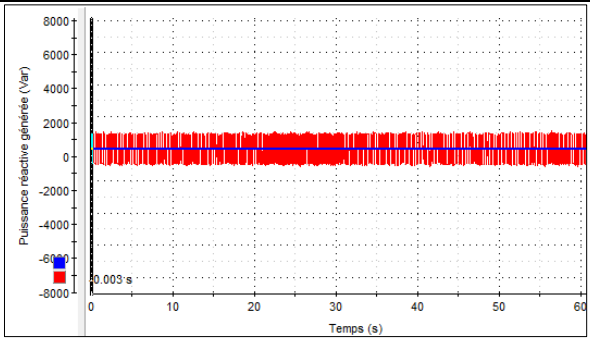


Figure 5. 30- Puissance réactive injectée au réseau en présence du vent fluctuant

D'après les résultats obtenus pour cet essai en présence d'un vent variable, nous pouvons remarquer que les différentes consignes sont bien suivies. De plus, le contrôle de la puissance réactive à sa valeur nulle via l'algorithme de contrôle VOC nous a permis d'avoir le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. La puissance active injectée au réseau suit parfaitement sa valeur de référence comme indiqué sur la Figure 5.29. L'allure de la puissance active résultante du courant traversant le condensateur de circuit intermédiaire a la même forme que le profil du vent illustré à la Figure 5.21. De même pour la vitesse de rotation mécanique qui est conséquence directe du couple d'entrainement mécanique, elle suit la variation du vent tout au long de la période de mesure comme mentionné à la Figure 5.22. Le contrôle Backstepping appliqué au convertisseur statique côté génératrice garanti à la fois de bonnes performances dynamiques que statiques, la régulation des courants statoriques direct et quadratique affirme ce constat grâce à la bonne poursuite des valeurs de consignes.

La stratégie de commande MPPT appliquée dans ce deuxième test garantit une extraction maximale de puissance et stabilisation du coefficient de puissance à la valeur nominale

comme mentionné à la Figure 5.23. Malgré la forte variation du signal vent, pourtant, le coefficient C_p se stabilise à une valeur maximale.

Les allures des courants triphasés injectés au réseau illustrés aux Figures 5.27 et 5.28 certifient la bonne qualité de l'énergie électrique fournie au réseau. Des ondes parfaitement sinusoïdales avec une meilleure concordance avec les tensions triphasées du réseau. Le déphasage nul entre les grandeurs électriques tension/courant garantit un $\cos\varphi \simeq 1$.

3. Visualisation des signaux analogiques

Le kit dSPACE 1104 doté d'un panneau de connexion permettant de communiquer avec le milieu extérieur via des convertisseurs analogiques/numériques et numériques/analogiques. Par ailleurs, la simulation en temps réel employée dans ce travail est (Software In the Loop Simulation). Dans ce cas, les parties processus et commande ont été implémentées sur le support dSPACE. Toutefois, et grâce au panneau de connexion, nous avons pu visualiser des signaux via un oscilloscope numérique afin de prouver que le système simulé garantit des vrais signaux physiques.

L'oscilloscope numérique utilisé est de marque/référence : « Tektronix, TDS 3014C Digital Phosphor Oscilloscope ». La figure suivante présente l'oscilloscope employé dans le prélèvement des signaux.

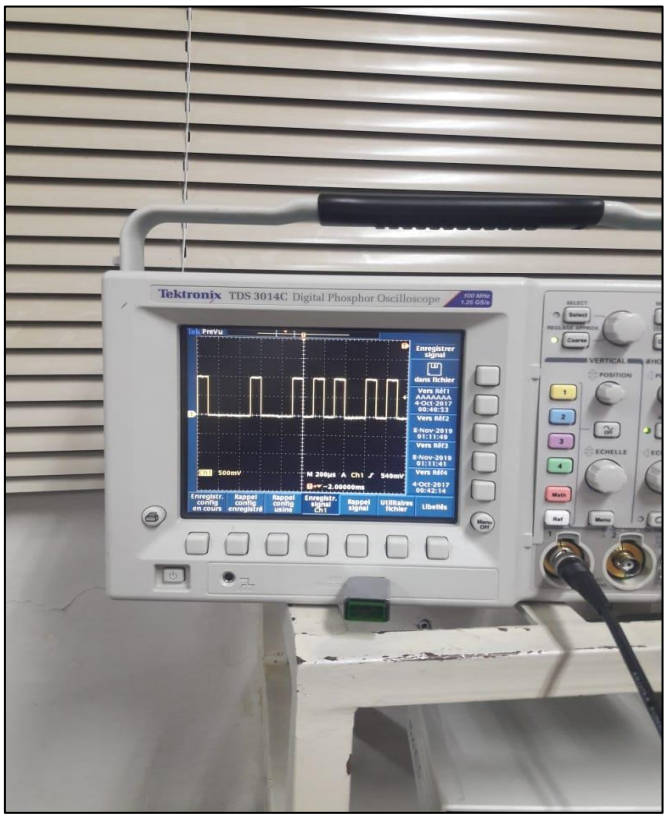


Figure 5. 31- Oscilloscope Tektronix, TDS 3014C

Le choix des signaux mesurés via cet oscilloscope est porté au premier rang aux signaux de commutation de commandes des convertisseurs statiques. La fréquence d'échantillonnage du modèle était 10KHz.

Un deuxième signal analogique a été pris en capture, il s'agit du courant injecté au réseau. Son image en tension est capturée via l'oscilloscope numérique Tektronix. Le taux de THD a été aussi prélevé sous forme d'histogrammes avec une valeur instantanée de la fréquence des courants injectés. Les figures suivantes illustrent quelques images prises lors de la validation expérimentale des algorithmes de contrôle étudiés.

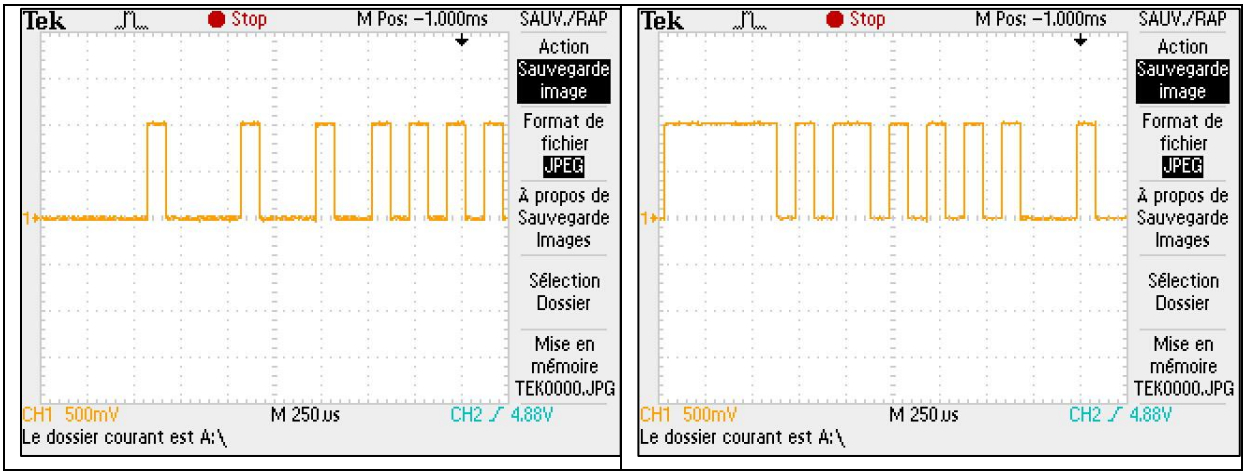


Figure 5. 32- Signaux de commande d'interrupteur électronique du convertisseur statique

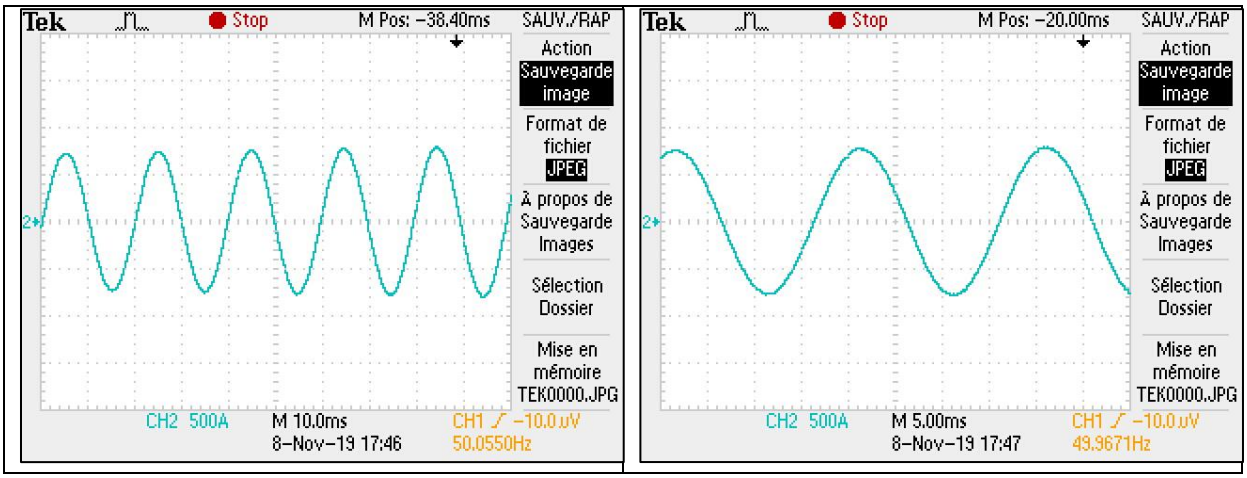


Figure 5. 33- Allures des courants électriques générés

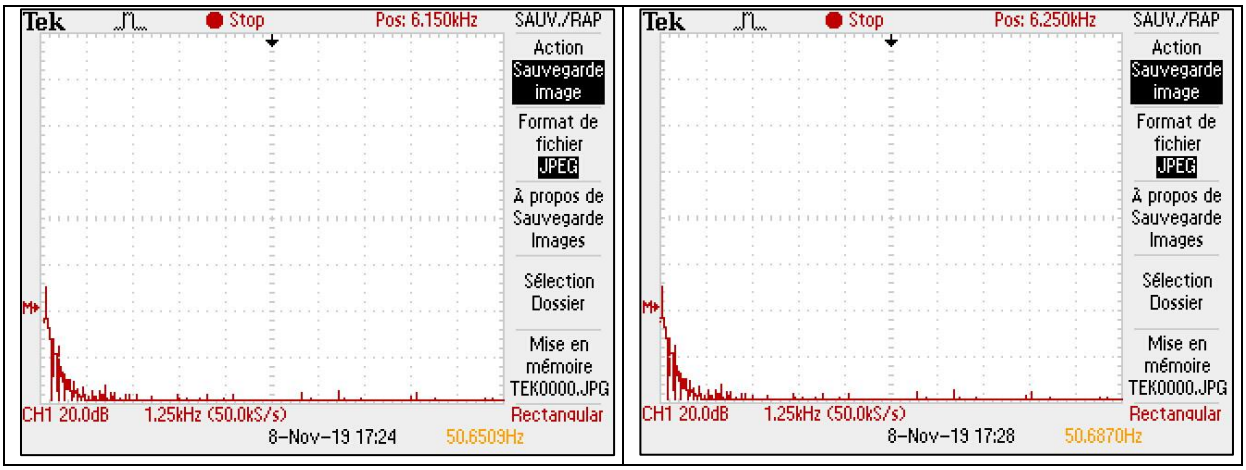


Figure 5. 34- Analyse spectrale de THD

La Figure 5.32 représente une illustration des signaux de commutation qui varient entre les deux valeurs binaires 0-1. Le principe de la modulation de largeur d'impulsion est remarqué selon la largeur des impulsions de signal de commande.

Les allures des courants générés sont représentées aux images de la Figure 5.33 où nous pouvons remarquer la période des signaux qui respecte bien la norme. Une période de 20ms qui correspond à une fréquence 50Hz des courants. L'analyse spectrale des harmoniques des courants générés est présentée à la Figure 5.34. La fréquence autour de 50Hz est bien remarquée dans la fenêtre d'option de l'oscilloscope numérique.

Cet extrait de mesure à l'aide de l'oscilloscope numérique Tektronix consolide la validation expérimentale des algorithmes de contrôle Backstepping-VOC via le kit dSPACE 1104.

Les observations majeures tirées à partir de l'association des algorithmes de contrôle Backstepping-VOC peuvent être résumées dans les points suivants :

- Les grandeurs électriques tension/courant sont bien adéquates et respectent les exigences de fréquence-période misent en ouvre pour l'intégration de l'énergie produite au réseau.
- Les résultats expérimentaux obtenus montrent de bonnes performances statiques et dynamiques, à savoir, la rapidité avec une erreur statique minimale et sans dépassement aussi bien pour les puissances active et réactive que pour la tension du bus continu.
- La forme d'ondes sinusoïdales des courants injectés avec moins d'ondulations justifie la bonne qualité de l'énergie électrique fournie au réseau.
- La bonne régulation de la puissance réactive grâce au contrôle VOC se traduit par un système performant et robuste avec un facteur de puissance unitaire.

V- Conclusion

Les enjeux et impacts associés à l'intégration des solutions numériques dans les chaînes de conversion d'énergie éolienne sont passés en revue dans ce chapitre. Avant toute manipulation dans le site réel, il est primordial de s'assurer du bon fonctionnement des différents composants constituants le système éolien et bien évidemment, le bon fonctionnement des algorithmes de contrôles appliqués aux convertisseurs statiques. Ce chapitre a permis de présenter la structure du kit dSPACE 1104, les modalités et les outils nécessaires pour la mise en œuvre du test expérimental. Une combinaison de deux algorithmes de contrôle a été proposée, l'un sert à contrôler le convertisseur statique côté génératrice et le deuxième algorithme contrôle le convertisseur statique côté réseau, il s'agit bien de l'association des algorithmes de contrôle Backstepping/VOC. Le choix n'était pas fortuit, des séries de test qui ont été faites de ces stratégies de contrôle dans les chapitres précédentes mènent à la stabilité de l'ensemble du système éolien. Par conséquent, la validation expérimentale dans ce chapitre confirme l'étude théorique et rassure la faisabilité d'appliquer un tel système hybride pour le contrôle du système de conversion d'énergie éolien.

VI- Bibliographie

[1] Chowdhury, M. M., Haque, M. E., Aktarujjaman, M., Negnevitsky, M., & Gargoom, A. (2011, July). Grid integration impacts and energy storage systems for wind energy applications—A review. In 2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting (pp. 1-8). IEEE.

[2] Teleke, S., Baran, M. E., Huang, A. Q., Bhattacharya, S., & Anderson, L. (2009). Control strategies for battery energy storage for wind farm dispatching. IEEE transactions on energy conversion, 24(3), 725-732.

[3] Abedini, A., & Nasiri, A. (2008, November). Applications of super capacitors for PMSG wind turbine power smoothing. In 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (pp. 3347-3351). IEEE.

[4] Youness. E, Aziz, D., Jamal, B., Othmane, Z., Khalid, M., & BOSSOUFI, B. (2019). "Implementation and validation of backstepping control for PMSG wind turbine using dSPACE controller board". Energy Reports, 5, 807-821.

[5] www.dSPACE.com, presentation de la Carte DSPACE DS 1104

[6] dspace digital signal processing and control engineering
https://www.dspace.com/fr/fra/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm

[7] Hanselman, H. (1993, January). Hardware-in-the-Loop Simulation for Development and Test of Electronic Control Units. In Proceedings of the Real-Time System'93 Conference (pp. 13-15).

[8] Gheorghiu, V. Schmitz, H. Krohm, H. (1993). "Real-Time Models for Hardware-in-the-Loop Systems", ASIM symposium Simulations technic.

[9] Battaiotto, P. E., Mantz, R. J., & Puleston, P. F. (1996). A wind turbine emulator based on a dual DSP processor system. Control Engineering Practice, 4(9), 1261-1266.

[10] dSPACE NEWS – collection 1993-1996 (dSPACE- France : Scientific Software).

[11] Kowalczyk, K., Karkosch, H. J., Marienfeld, P. M., & Svaricek, F. (2006, October). Rapid control prototyping of active vibration control systems in automotive applications. In 2006 IEEE Conference on Computer Aided Control System Design, 2006 IEEE International Conference on Control Applications, 2006 IEEE International Symposium on Intelligent Control (pp. 2677-2682). IEEE.

[12] http://fr.mathworks.com/help/physmod/simscape/ug/what-is-hardware-in-the-loopsimulation.html

[13] Caraiman, G. (2011). Etude de la transposition des similitudes éolien hydrolien en vue de la conception et du développement d'un émulateur électromécanique de turbine hydrolienne (Doctoral dissertation, Thèse de doctorat, Université du havre).

[14] SPACE Catalog 2014, page 185. Catalog 2014, dSPACE, Technologiepark 25, 33100 Paderborn, Germany: http://www.dSPACE.de

[15] Stevanovic, A., Abdel-Rahim, A., Zlatkovic, M., & Amin, E. (2009). Microscopic modeling of traffic signal operations: Comparative evaluation of hardware-in-the-loop and software-in-the-loop simulations. Transportation research record, 2128(1), 143-151.

Conclusion générale et perspectives

L'objectif principal de cette thèse est d'étudier, de développer et d'implémenter des stratégies de commandes d'un système éolien à vitesse variable basé sur la génératrice synchrone à aimant permanent, ainsi que l'apport qu'elle pourrait apporter à l'architecure globale des aérogénérateurs.

Nous nous somme intéressé dans cette thèse à l'étude de deux aspects de contrôle. Premièrement, l'étude des stratégies de contrôle employées pour commander le convertisseur statique côté génératrice. Deuxièmement, l'étude des stratégies de contrôle employées pour commander le convertisseur statique côté réseau. Par ailleurs, deux approches de maximisation de puissance ont été examinées, la MPPT avec et sans asservissement de la vitesse mécanique de rotation ainsi que l'impact et les enjeux associés à l'intégration au réseau électrique sont également étudiés.

Les résultats de nos travaux de recherche concernant les stratégies de commande appliqués au convertisseur statique côté génératrice ont montré que la structure du contrôle direct du couple reste assez simple et n'exige pas des transformations de coordonnées. De plus, cette structure de commande se base uniquement sur la tension statorique et la valeur de la résistance des enroulements statoriques qui est de nature trop faible. Cela se traduit par une dépendance minimale aux paramètres internes de la machine, et par conséquent, une robustesse acceptable vis-à-vis les variations paramétriques de la génératrice. Cependant, la faiblesse du contrôle DTC se situe au niveau des fortes ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique, ce qui engendre un bruit acoustique qui entraine une détérioration de la durée de vie de la génératrice. La source principale des ondulations est due à la fréquence variable de commutation causée par les comparateurs à hystérésis.

Concernant le contrôle vectoriel FOC, nous avons constaté que les performances statiques et dynamiques de notre système sont généralement très appréciables. Cependant, la dépendance de l'algorithme du contrôle aux paramètres de la machine risque d'affaiblir ces performances et dégrader l'efficacité du contrôle en cas des changements probables des paramètres internes de la GSAP.

La troisième commande étudiée dans le cadre de cette thèse est la commande Backstepping adaptative. Cet algorithme de contrôle a offert des meilleures performances statiques et dynamiques par rapport à celles obtenues par les contrôles FOC et DTC. Cela est justifié par la technique récursive adoptée dans les systèmes non linéaires se basant sur la théorie de

Lyapunov. L'amélioration de la rapidité, de la stabilité et de la robustesse de notre système éolien vis-à-vis des variations paramétriques internes de la GSAP sont les principaux avantages de ce contrôle adaptatif. Par conséquent, le choix était porté sur ce contrôle pour l'implémenter dans la structure globale de commande de la chaîne de conversion d'énergie éolienne étudiée.

En ce qui concerne les algorithmes de contrôle appliqués au convertisseur statique côté réseau, nous avons réalisé l'étude de deux types de contrôle à savoir le contrôle de la tension orientée du réseau (VOC) et le contrôle direct de puissance (DPC). Les deux techniques de contrôle ont offert de résultats satisfaisants. La structure du contrôle direct de puissance est assez simple. En plus, la rapidité et le facteur de puissance élevé représentent les points forts de ce contrôle. Cependant, le contrôle DPC présente des fortes ondulations dues à la fréquence variable de commutation et un taux élevé de distorsion harmonique (THD) des courants injectés dans le réseau.

Par ailleurs, le contrôle vectoriel VOC appliqué au convertisseur statique côté réseau a offert des bonnes performances selon les résultats obtenus. Une régulation adéquate a été assurée pour les différentes grandeurs électriques, notamment la tension du bus continu, les courants d'axes d-q et la puissance réactive injectée au réseau. En plus, le faible taux de distorsion harmonique (THD) qui respecte la norme internationale IEEE-519 confirme clairement la bonne qualité de l'énergie électrique injectée au réseau.

À la lumière de ces résultats, notre choix final concernant les algorithmes de contrôle est porté sur l'association des commandes Backstepping-VOC pour contrôler notre système éolien à base de la GSAP.

Une validation expérimentale de nos résultats concernant les algorithmes de contrôle Backstepping-VOC est réalisé à l'aide du kit de prototypage des lois de commande à base de la carte dSPACE 1104. Cette validation sert à la fois à prouver les hautes performances statiques et dynamiques de ces algorithmes et de justifier l'apport que peut apporter l'association des contrôles Backstepping-VOC dans un système éolien industriel à base de la GSAP. Cette expérimentation nous a permis de faire fonctionner notre système éolien avec un profil de vitesse du vent variable tout en permettant d'en extraire le maximum de puissance.

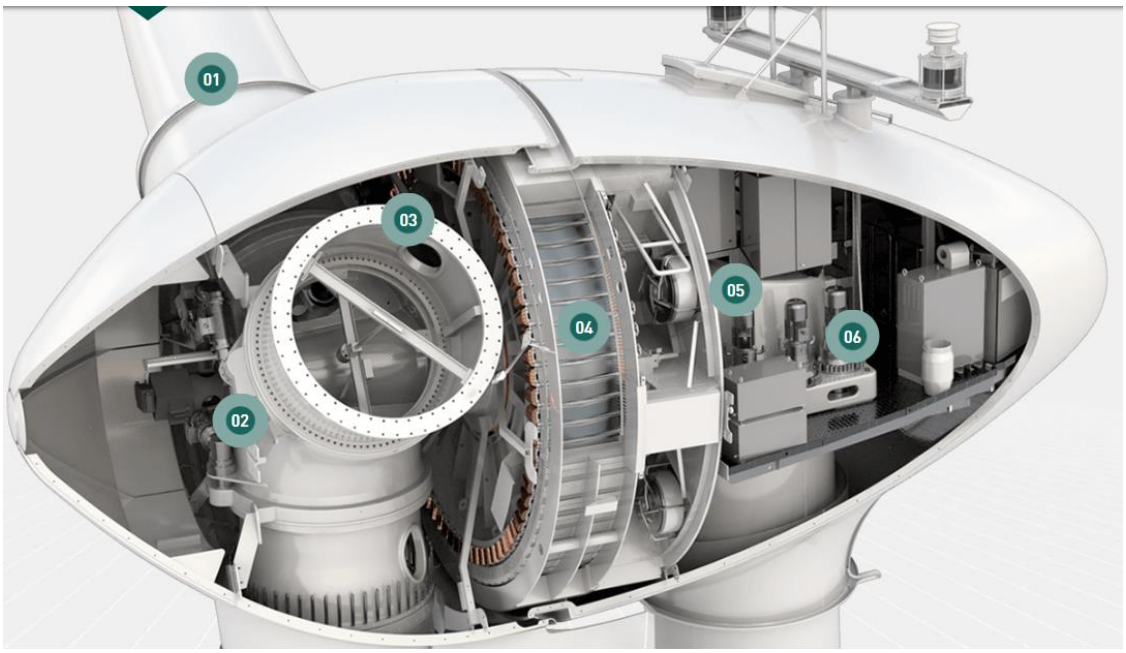
Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont abouti à des résultats prometteurs. Cependant, de nombreuses perspectives peuvent être proposées afin d'améliorer le fonctionnement du système éolien étudié. Nous pouvons les résumés comme suit:

- Etablir un modèle de la GSAP prenant en compte la saturation magnétique.
- Développer le schéma DTC sans capteur avec la modulation SVM (Space Vector Modulation) et un convertisseur multi-niveaux.

- Appliquer des techniques robustes basées sur l'intelligence artificielle tel que le réseau des neurones ou bien le flou-neuronal pour améliorer la stabilité dynamique du système éolien.
- Développer une commande sans capteur mécanique de mesure tout en exploitant la technique d'observation.

Annexe A : Éolienne ENERCON E-70

Éolienne ENERCON E-70 de plateforme 2 MW à variante de classe du vent I est prédestinée aux sites à vent fort.



01 : Pale du rotor - 02 : Moyeu du rotor - 03 : Adaptateur de pales - 04 : Générateur GSAP annulaire - 05 : Support principal - 06 : Entraînement d'orientation.

Fiche technique ENECRON E-70 :

ENERCON E-70

Aperçu des données techniques

Puissance nominale	2.300 kW
Diamètre du rotor	71 m
Hauteur du moyeu en mètres	54 / 64 / 75 / 85 / 98
Zone de vent (DIBt)	WZ III
Classe de vent (IEC)	IEC IA and IEC IIA
Concept d'éolienne	sans boîte de vitesse, régime de rotation variable, orientation individuelle des pales

Annexe B : Les machines synchrones

Les machines synchrones tournent avec la même vitesse du champ tournant statorique. Le couple électromagnétique se résulte de l'interaction entre le champ tournant statorique avec une pulsation électrique ω_e et le champ tournant rotorique ave la pulsation$\omega_m = p\Omega$.

Selon la loi d'Hopkinson et la loi d'Ampère, le couple de la machine aussi se résulte de l'interaction entre la solénation (intensité du champ magnétique) statorique (Θ_s ou Θ) et la solénation rotorique (Θ_r).

D'après la loi de Faraday, l'intensité magnétique du stator peut être exprimée par le courant statorique I_s ou bien de la tension $V_s$de telle sorte que les forces magnétomotrices sont tenues par l'axe direct (d) pour (Θ_r) et par l'axe du courant statorique I_s (qui est solidaire avec la f.m.mΘ_s). La figure suivante montre en détail les différents angles et déphasages pour une machine synchrone dans le plan d-q.

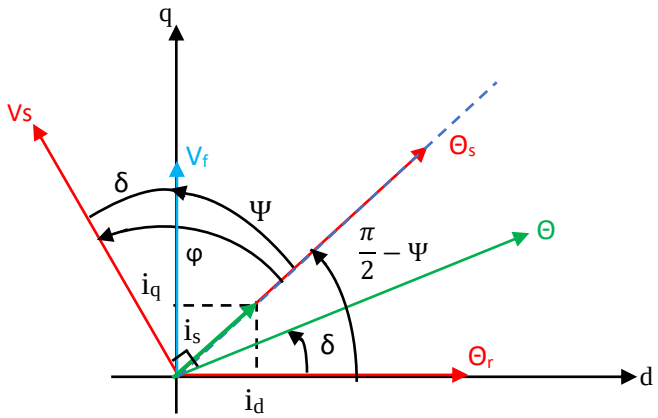


Figure D.1. Représentation des forces magnétomotrices d'une machine synchrone

Le couple électromagnétique de la machine sera alors l'interaction entre le champ statorique et le champ rotorique exprimé par la relation :

$$T_{em} = K.\Theta_s.\Theta_r.\sin\left(\frac{\pi}{2} - \Psi\right) \quad \text{(B.1)}$$

Remarque : V_f s'appelle la tension induite synchrone, c'est la tension induite dans les phases des enroulements statorique à vide (i_d=i_q=0A).

Annexe C : Inductance et flux dans un GSAP

Les variations d'inductances dans un GSAP sont causées par les variations de la perméance (l'inverse de la réluctance magnétique) du chemin de flux magnétique dues à l'entrefer. Le flux produit par un enroulement de stator suit un chemin à travers le fer du stator, à travers l'entrefer, à travers le fer du rotor, et de retour à travers l'entrefer. Pour un enroulement distribué sinusoïdal, les auto-inductances statoriques d'un GSAP peuvent être exprimées comme suit :

$$L_{aa} = L_f + L_A - L_B \cos 2\theta \tag{C.1}$$

$$L_{bb} = L_f + L_A - L_B \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{C.2}$$

$$L_{cc} = L_f + L_A - L_B \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \tag{C.3}$$

Avec :

L_f : représente l'inductance de fuite d'induit ne traversant pas l'entrefer.
L_A : représente la composante de l'auto-inductance due au flux fondamental des spires.
L_B : représente l'amplitude de première harmonique de l'inductance propre d'une phase.
θ: représente la position du rotor.

La forme matricielle des inductances statoriques est représentée comme suit :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_f + L_A + L_B\cos(2\theta) & \frac{-L_f}{2} + L_B\cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{-L_f}{2} - L_B\cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{-L_f}{2} + L_B\cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_f + L_A + L_B\cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{-L_f}{2} - L_B\cos(2\theta) \\ \frac{-L_f}{2} + L_B\cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{-L_f}{2} - L_B\cos(2\theta) & L_f + L_A + L_B\cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{C.4}$$

Pour la génératrice synchrone à aimant permanent, il n'y a pas d'enroulements de rotor. Il n'y aura donc pas d'inductance rotorique ni d'inductance mutuelle stator-rotor.

Les composantes du flux peuvent être exprimées comme suit :

$$\Psi_{sa} = L_{aa} i_{sa} + M_{ab} i_{sb} + M_{ac} i_{sc} + \Psi_{af} \tag{C.5}$$

$$\Psi_{sb} = M_{ba} i_{sa} + L_{bb} i_{sb} + M_{bc} i_{sc} + \Psi_{bf} \tag{C.6}$$

$$\Psi_{sc} = M_{ca} i_{sa} + M_{cb} i_{sb} + L_{cc} i_{sc} + \Psi_{cf} \quad \text{(C.7)}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi s_c \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{af} \\ \Psi_{bf} \\ \Psi_{cf} \end{bmatrix} \quad \text{(C.8)}$$

Avec :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{(C.9)}$$

Où :

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Représentent les inductances propres aux phases (a, b, c) respectivement.

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$: Représentent les inductances mutuelles aux phases (a, b, c) respectivement.

$\Psi_{af}, \Psi_{bf}, \Psi_{cf}$: Représente la projection du flux rotorique (aimant permanent) sur les axes de phases (a, b, c).

$$\begin{bmatrix} \Psi_{af} \\ \Psi_{bf} \\ \Psi_{cf} \end{bmatrix} = \Psi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{(C.10)}$$

Où : Ψ_f représente la valeur du flux d'aimant permanent et θ représente la position du rotor.

Annexe D : Transformation des repères

▪ Transformation de Clarke :

Cette transformation permet le passage du repère triphasé réel x_{abc} vers un repère fictif $x_{\alpha\beta}$. Les matrices de transformation sont représentées comme suit :

- Transformation de Clarke directe :

$$x_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{(D.1)}$$

- Transformation de Clarke inverse :

$$x_{abc} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{(D.2)}$$

▪ Transformation de Concordia :

C'est une autre forme de la transformation de Clarke, elle est souvent employée pour rétablir l'invariance de la puissance instantanée. Elle introduit la composante homopolaire dans le cas des régimes déséquilibrés. Les matrices de transformation sont représentées comme suit :

- Transformation de Concordia directe :

$$x_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{(D.3)}$$

- Transformation de Concordia inverse :

$$x_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad \text{(D.4)}$$

▪ Transformation de Park :

La transformation de Park, ou transformation directe-quadrature-zéro (dq0), est une transformation mathématique qui fait tourner le système de coordonnées triphasé stationnaire (abc). La transformation peut se faire soit en invariant de puissance, comme celui présenté ci-dessous, soit en invariant de tension.

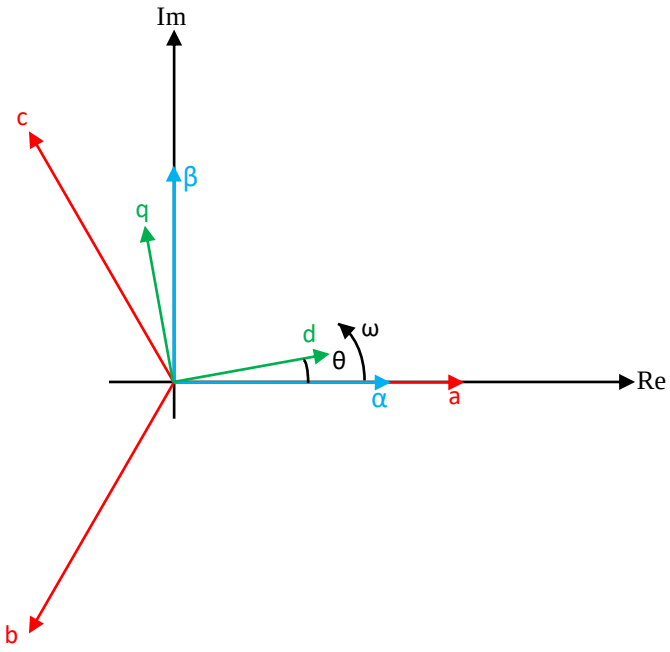


Figure A.1. Relation entre les cadres de références abc-αβ-dq

▪ Transformation de Park directe :

$$x_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{(D.5)}$$

▪ Transformation de Park inverse :

$$x_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad \text{(D.6)}$$

Annexe E : Détermination de bilan de puissance de la GSAP

En tenant compte des pertes issues de la GSAP, le bilan de puissance est représenté sous forme graphique tout en utilisant les puissances $P_{méc}$ (la puissance mécanique issue de la turbine), $P_{élec}$ (la puissance électrique fournit au réseau), P_{fer} (les pertes ferromagnétiques de la machine), P_j(les pertes joules des enroulements) et P_{frott}(les pertes de frottements).

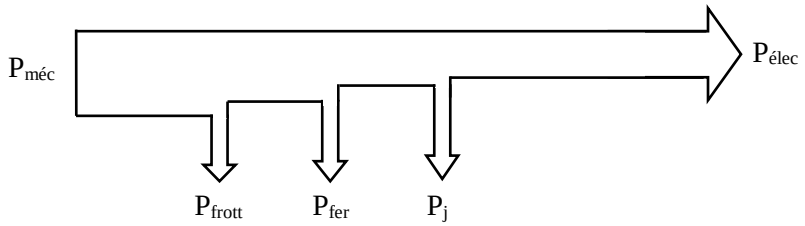


Figure B.1. Bilan de puissance de la GSAP

Calcul des pertes :

❖ Les pertes joules :

Ce type de pertes est dû au courant d'alimentation et de la résistance internes des bobinages au niveau du stator. Pour une machine synchrone à aimant permanent possédant n phases, les pertes totales générées par échauffement s'expriment par :

$$P_j = nR_{ph}I_{ph}^2 \quad \text{(E.1)}$$

Où : R_{ph} représente la résistance d'un enroulement d'une phase statorique.

$$R_{ph} = \frac{N_{ph}\rho L_c}{S} \quad \text{(E.2)}$$

Avec :

N_{ph} : représente le nombre de spires par phase.

ρ : La résistivité du fil conducteur (en Ωmm^2/m).

L_c : représente la longueur totale du fil conducteur (en m).

S : La section d'un fil conducteur (en mm^2).

❖ Les pertes ferromagnétiques :

L'origine des pertes ferromagnétique (connues par pertes fer) dans les matériaux en fer est principalement due aux pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Il existe deux types de pertes fer dans la machine, il y a les pertes fer an niveau du rotor qui sont habituellement négligeables et les pertes fer au niveau du stator qui présentent la partie principale des pertes fer [23]. De plus, ces pertes fer statoriques sont classées en deux types : les pertes fer dans les dents statoriquesP_{fer-ds}et les pertes fer dans la culasse statoriqueP_{fer-cs} comme montre la relation suivante.

$$P_{fer} = P_{fer-ds} + P_{fer-cs} \quad \text{(E.3)}$$

Avec :

$$P_{fer-ds} = C_{p-fer}\left(\frac{f}{50}\right)^{K_{fer}} \hat{B}_{ds}{}^{2} \quad \text{(E.4)}$$

$$P_{fer-cs} = C_{p-fer}\left(\frac{f}{50}\right)^{K_{fer}} \hat{B}_{cs}{}^{2} \quad \text{(E.5)}$$

Où :

B : représente la densité de flux magnétique sinusoïdale avec la fréquence angulaire.

C_{p-fer} et K_{fer} des paramètres représentants des pertes fer et l'exposant de pertes fer respectivement. Le réglage de ces deux paramètres permet d'approcher le mieux possible des valeurs des pertes ferromagnétiques spécifiques aux matériaux ferromagnétiques doux.

❖ Les pertes mécaniques supplémentaires :

Ce genre des pertes englobe toutes les autres pertes qui existent mais difficiles à calculer.

Annexe F : Paramètres du système éolien

Variable	Symbole	Valeur (unité)
Puissance de la génératrice	P_n	1,5 MW
Nombre de pôles	p	75
Résistance statorique	R_s	6.25e-3 Ω
Inductance direct	L_d	4.229e-3 H
Inductance quadrature	L_q	4.229e-3 H
Flux de l'aimant	Ψ_f	11.1464 Wb
Coefficient de frottement	f_c	0.0142 N.m.s/rad
Moment d'inertie total	J	10000 N.m
Densité d'air spécifique	ρ	1.22 kg/m3
Rayon des pales de turbine	R	55m
Coefficient de puissance optimal	$C_{p\text{-}opt}$	0.426
Vitesse relative optimale	λ_{opt}	8

Annexe G : Détails techniques de dSPACE 1104

Technical Details

Parameter		Specification
Processor		■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals ■ 64-bit floating-point processor ■ CPU clock: 250 MHz ■ 2 x 16 KB cache, on-chip
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
Timer	4 general-purpose timers	■ 32-bit down counter ■ Reload by hardware ■ 80-ns resolution
	1 sampling rate timer (decrementer)	■ 32-bit down counter ■ Reload by software ■ 40-ns resolution
	1 time base counter	■ 64-bit up counter ■ 40-ns resolution
Interrupt controller		■ 5 timer interrupts ■ 2 incremental encoder index line interrupts ■ 1 UART interrupt ■ 1 slave DSP interrupt ■ 1 slave DSP PWM interrupt ■ 5 A/D converter (end of conversion) interrupts ■ 1 host interrupt ■ 4 external interrupts (user interrupts)
A/D converter	Channels	■ 4 multiplexed channels equipped with one sample & hold A/D converter (1x16-bit) ■ 4 parallel channels each equipped with one sample & hold A/D converter (4x12-bit) ■ Note: 5 A/D converter channels (1x16-bit and 4x12-bit) can be sampled simultaneously
	Resolution	■ Multiplexed channels: 16 bit ■ Parallel channels: 12 bit
	Input voltage range	■ ±10 V
	Conversion time	■ Multiplexed channels: 2 µs[1)] ■ Parallel channels: 800 ns[1)]
	Offset error	■ ±5 mV
	Gain error	■ Multiplexed channels: ±0.25% ■ Parallel channels: ±0.5%
	Offset drift	■ 40 µV/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	■ Multiplexed channels: >80 dB ■ Parallel channels: >65 dB
D/A converter	Channels	■ 8 channels
	Resolution	■ 16-bit
	Output range	■ ±10 V
	Settling time	■ Max. 10 µs (full-scale, accuracy ½ LSB)
	Offset error	■ ±1 mV
	Gain error	■ ±0.1%
	Offset drift	■ 130 µV/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	■ >80 dB
	I_{max}	■ ±5 mA
Digital I/O	Channels	■ 20-bit parallel I/O ■ Single bit selectable for input or output
	Voltage range	■ TTL input/output levels
	$I_{out, max}$	■ ±5 mA

Parameter		Specification	
Digital incremental encoder interface	Channels	■ 2 independent channels ■ Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422) input (software programmable for each channel)	
	Position counters	■ 24-bit resolution ■ Max. 1.65 MHz input frequency, i.e., fourfold pulse count up to 6.6 MHz ■ Counter reset or reload via software	
	Sensor supply voltage	■ 5 V/0.5 A	
Serial interface	Configuration	■ Single UART (universal asynchronous receiver and transmitter) with FIFO ■ PLL-driven UART for accurate baud rate selection ■ RS232/RS422/RS485 compatibility	
	Baud rate	■ Up to 115.2 kBd (RS232) ■ Up to 1 MBd (RS422/RS485)	
Slave DSP	Type	■ Texas Instruments TMS320F240 DSP ■ 16-bit fixed-point processor	
	Clock rate	■ 20 MHz	
	Memory	■ 64Kx16 external code memory ■ 28Kx16 external data memory ■ 4Kx16 dual-port memory for communication ■ 32 KB flash memory	
	I/O channels[1)]	■ 10 PWM outputs ■ 4 capture inputs ■ 1 serial peripheral interface	
	Input voltage range	■ TTL input/output level ■ A/D converter inputs: 0 … 5 V	
	Output current	■ Max. ±13 mA	
Host interface (requires one PCI or one PCIe x 1 slot)		PCI	PCIe
Physical characteristics	Physical size	■ 185 x 107 mm (7.28 x 4.2 in)	■ 220 x 111 mm (8.66 x 4.3 in)
	Ambient temperature	■ 0 … 55 °C (32 … 131 °F)	■ 0 … 55 °C (32 … 131 °F)
	Cooling	■ Active cooling by fan	■ Active cooling by fan
	Power consumption	■ 18.5 W	Please inquire
	Power supply	■ +5 V ±5%, 2.5 A ■ +12 V ±5%, 0.3 A ■ -12 V ±5%, 0.2 A	Please inquire