جامعة سيدي محمد بن عبد الله بفاس
UNIVERSITÉ SIDI MOHAMED BEN ABDELLAH DE FES

كلية العلوم ظهر المهراز فاس
FACULTE DES SCIENCES DHAR EL MAHRAZ FES

N° d'ordre : 49/2024

Centre des Etudes : ***Sciences et Techniques et Sciences Médicales***

Formation Doctorale : ***Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication***

Discipline : ***Science d'ingénieur***

Spécialité : ***Génie électrique***

Laboratoire : ***d'ingénierie, de modélisation et d'analyse des systèmes***

THÈSE DE DOCTORAT

Contribution à la commande prédictive de type FCS-MPC pour un système éolien à base de la génératrice asynchrone à double alimentation

Présentée par :

Mme EL ALAMI Houda

Soutenue le 04 / 10 / 2024 devant le jury :

Nom et Prénom	Grade	Etablissement	
Mohammed KARIM	PES	EST, USMBA, Fès	Président
Mostafa EL OURIACHI	PES	EST, Oujda	Rapporteur& examinateur
Chakib EL BEKKALI	PES	FSDM, USMBA, Fès	Rapporteur& examinateur
Mostafa BOUZI	PES	FST, Settat	Rapporteur& examinateur
Ali EL YAAKOUBI	PH	FSDM, USMBA, Fès	Examinateur
Rachid EL ALAMI	PH	FSDM, USMBA, Fès	Examinateur
Badre BOSSOUFI	PES	FSDM, USMBA, Fès	Directeur de thèse

Année Universitaire : 2023-2024

Dédicace

Je tiens à dédier ce travail :

***À** Mes chers parents, aucun discours ne peut exprimer la profondeur de l'amour et du soutien qu'ils m'apportent continuellement.*

***À** Mon cher frère et mes chères sœurs.*

***À** Toute ma famille.*

***À** Tous mes amis…*

Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à l'aboutissement de cette thèse.

Tout d'abord, je souhaite adresser mon estime et mon respect le plus profond à mon Directeur de thèse, **Pr. BOSSOUFI Badre**. Je le remercie pour la grande confiance qu'il m'a accordée, sa patience durant toute la durée de mes études doctorales, ainsi que pour ses directives sages et clairvoyantes, qui ont été déterminantes pour la réussite de ce travail.

Je tiens également à exprimer mes chaleureux remerciements à **Pr. KARIM Mohammed**, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider notre jury lors de ma soutenance.

Ma grande gratitude à **Pr. EL BEKKALI Chakib**, **Pr. BOUZI Mostafa** et **Pr. EL OURIACHI Mostafa** d'avoir assumé la charge de rapporter ma thèse et en me faisant part de leurs remarques constructives

Je remercie vivement **Pr. EL ALAMI Rachid** et **Pr. EL YAAKOUBI Ali** pour avoir accepté d'être membres du jury de ma soutenance.

Enfin, je souhaite exprimer ma reconnaissance à mes amis et collègues pour leurs encouragements et leur soutien matériel et moral à ce moment si particulier. Je remercie tout particulièrement **M. EL MAHFOUD Mohammed**, **Mme. BOUDERBALA Manale**, **Mme. MAJOUT Btissam,** et **Mme. SAADY** Ikram mes compagnons de route, avec qui je partage la passion et l'amour de la science**.**

À tous, je vous adresse mes plus vifs remerciements.

Résumé

En raison de l'épuisement des combustibles fossiles et des préoccupations croissantes pour l'environnement liées au réchauffement climatique, la production d'électricité à partir d'éoliennes est devenue cruciale pour le développement durable à l'échelle mondiale. Actuellement, les éoliennes équipées de génératrices asynchrones à double alimentation (GADA) dominent le marché mondial grâce à leurs nombreux avantages.

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 GADA à vitesse variable. Dans un premier temps, une stratégie de contrôle vectoriel est adoptée pour contrôler les convertisseurs côté machine et côté réseau à l'aide de régulateurs classiques de type Proportionnel-Integral (PI). Cependant, les résultats obtenus montrent que cette approche reste sensible aux perturbations extérieures ainsi qu'aux variations des paramètres de la machine. Pour remédier à ces limitations, un contrôle par mode glissant (SMC) basé sur la fonction de Lyapunov est proposé pour résoudre les différentes incertitudes et perturbations, Toutefois, le principal problème rencontré est le phénomène de chattering, causé par le terme discontinu de la commande SMC.

Dans un deuxième temps, afin d'améliorer les performances de la commande SMC, notamment en réduisant les ondulations et le temps de réponse, la commande prédictive de type FCS-MPC avec un onduleur à deux et trois niveaux est présentée et implémentée. Une analyse comparative de ces techniques est ensuite effectuée, mettant en évidence l'efficacité des améliorations proposées.

Enfin, une validation expérimentale des résultats de simulation a été effectuée à l'aide du kit de prototypage des lois de commande basé sur la carte dSPACE DS1104.Cette validation a démontré l'efficacité et les performances des contrôleurs susmentionnés sur les systèmes éoliens. Les résultats expérimentaux obtenus révèlent les hautes performances dynamiques et statiques des commandes proposées, ainsi que la robustesse de la commande améliorée.

Mots clés :

- Génératrice asynchrone à double alimentation.
- Chaîne de conversion d'énergie éolienne.
- Onduleur NPC trois niveaux.
- La commande prédictive sans étage de modulation FCS-MPC.
- Carte dSPACE DS1104.

Abstract

Due to the depletion of fossil fuels and growing environmental concerns related to global warming, electricity production from wind turbines has become crucial for sustainable development worldwide. Currently, wind turbines equipped with doubly-fed induction generators (DFIG) dominate the global market thanks to their numerous advantages.

The objective of this thesis is to develop and implement linear and nonlinear control strategies for a wind energy conversion system based on a variable-speed DFIG.

Initially, a vector control strategy is adopted to regulate the machine-side and grid-side converters using classical Proportional-Integral (PI) controllers. However, the obtained results show that this approach remains sensitive to external disturbances as well as to variations in machine parameters. To address these limitations, a sliding mode control (SMC) based on the Lyapunov function is proposed to tackle the various uncertainties and disturbances. However, the main issue encountered is the phenomenon of chattering, caused by the discontinuous term in the SMC control. Subsequently, to enhance the performance of the SMC, particularly in reducing oscillations, a predictive control of the type FCS-MPC with two and three-level inverters was presented and implemented. Then, a comparative analysis of these techniques was carried out, highlighting the effectiveness of the proposed improvements.

Finally, experimental validation of the simulation results was performed using the control law prototyping kit based on the dSPACE DS1104 card. This validation demonstrated the effectiveness and performance of the aforementioned controllers on wind systems. The experimental results revealed the high dynamic and static performance of the proposed controls, as well as the robustness of the improved command.

Keywords:

- Doubly-fed induction generator (DFIG).
- Wind energy conversion chain.
- Three-level NPC inverter.
- Predictive control without modulation FCS-MPC.
- dSPACE DS1104 board.

Liste des publications internationales

Les recherches menées au cours de cette thèse ont donné lieu à plusieurs publications et communications internationales.

1. Alami, H. E., Bossoufi, B., Mahfoud, M. E., Bouderbala, M., Majout, B., Skruch, P., & Mobayen, S. (2023). Robust finite control-set model predictive control for power quality enhancement of a wind system based on the DFIG generator. Energies, 16(3), 1422.
2. Alami, H. E., Bossoufi, B., Mohammed, E. M., Btissam, M., & Bouderbala, M. (2023, January). Deadbeat Predictive Control Strategy of a wind system based on the DFIG generator. In International Conference on Digital Technologies and Applications (pp. 736-747). Cham: Springer Nature Switzerland.
3. Alami, H. E, Bossoufi, B., El Mahfoud, M., Btissam, M., Yessef, M., Bekkour, E. H., & Salime, H. (2022, January). Improved performance of wind turbines based on doubly fed generator using the IFOC-SVM control. In International Conference on Digital Technologies and Applications (pp. 812-822). Cham: Springer International Publishing.
4. Alami, H. E., Bossoufi, B., Motahhir, S., Alkhammash, E. H., Masud, M., Karim, M., ... & El Mahfoud, M. (2021). FPGA in the loop implementation for observer sliding mode control of DFIG-generators for wind turbines. Electronics, 11(1), 116.
5. Majout, B., El Alami, H., Salime, H., Zine Laabidine, N., El Mourabit, Y., Motahhir, S., ... & Bossoufi, B. (2022). A review on popular control applications in wind energy conversion system based on permanent magnet generator PMSG. Energies, 15(17), 6238.
6. Majout, B., Bossoufi, B., Karim, M., Gaiceanu, M., Livinti, P., El Zair Laggoun, Z., ... & El Alami, H. (2023, January). Comparative Analysis of Predictive and Direct Power Control Strategies for PMSG-Based WECS. In International Conference on Digital Technologies and Applications (pp. 715-725). Cham: Springer Nature Switzerland.
7. Yessef, M., Bossoufi, B., Taoussi, M., Lagrioui, A., Chojaa, H., Majout, B., & El Alami, H. (2022, January). Robust control of a wind conversion system based on a doubly fed induction generator: A comparison between adaptive backstepping and integral sliding mode controllers. In International Conference on Digital Technologies and Applications (pp. 722-732). Cham: Springer International Publishing.
8. Laabidine, N. Z., Bossoufi, B., El Bakkali, C., Majout, B., Salime, H., El Alami, H., ... & El Mourabit, Y. (2022, January). Robust Power Control for Wind Turbine System Based on

PMSG Generator. In International Conference on Digital Technologies and Applications (pp. 823-833). Cham: Springer International Publishing.

9. Mohammed, E. M., Badre, B., Najib, E. O., Abdelilah, H., Houda, E. A., Btissam, M., & Said, M. (2022, January). Predictive torque and direct torque controls for doubly fed induction motor: a comparative study. In International Conference on Digital Technologies and Applications (pp. 825-835). Cham: Springer International Publishing.
10. Bekkour, E. H., Bossoufi, B., Essalmi, A., & El Alami, H. (2022, January). Design of a New and Improved Non-linear Non-adaptive Backstepping Vector Controller for a Permanent Magnet Synchronous Motor. In International Conference on Digital Technologies and Applications (pp. 524-534). Cham: Springer International Publishing.
11. El Attafi, A., El Alami, H., Bossoufi, B., AlQahtani, D., Motahhir, S., Almalki, M. M., & Alghamdi, T. A. (2024). Robust Control of a Wind Energy Conversion System: FPGA Real-Time Implementation. Heliyon.
12. Chiboub, M., El Alami, H., Bossoufi, B., El Bekkali, C., El Mahfoud, M., & Karim, M. (2024, June). An Overview of New Trends in Electric Machine for HEV. In 2024 16th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI) (pp. 1-6). IEEE.

Nomenclature

(a,b,c)	: Système d'axes triphaqé
(d,q)	: Système d'axes dans le référentiel de Park
(α,β)	: Système d'axes dans le référentiel de Concordia
fr et fs	: Fréquence au rotor et au stator
Ω_s *et* Ω_r	: Vitesse de synchronisme et vitesse de glissement
Ω *ou* Ω_m	: Vitesse de rotation du rotor (vitesse mécanique)
Ω_n	: Vitesse de rotation nominale
ω_s *et* ω_r	: Pulsations statoriques et rotoriques
ω_m	: Vitesse mécanique ramenée en grandeur électrique du rotor
p	: Nombre de paires de pôles de la machine
g	: Glissement
R_s *et* R_r	: Résistance d'une phase statorique et rotorique
R_f *et* L_f	: Résistance et inductance du filtre
L_r *et* L_s	: Inductance cyclique propre au stator et au rotor
$M_{sr}=M_{rs}=M$ *ou* L_m	: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
C_{em}	: Couple électromagnétique
$v_{s(a,b,c)}$ *et* $v_{r(a,b,c)}$	: Tensions statoriques et rotoriques triphasés
$i_{s(a,b,c)}$ *et* $i_{r(a,b,c)}$	: Courants statoriques et rotoriques triphasés
$\psi_{r(a,b,c)}$ *et* $\psi_{s(a,b,c)}$	: Flux statoriques et rotoriques
v_{sd} ,v_{sq}	: Tensions statoriques dans le référentiel de Park
v_{rd} ,v_{rq}	: Tensions statoriques dans le référentiel de Park
i_{sd} ,i_{sq}	: Courant statoriques dans le référentiel de Park
i_{rd} ,i_{rq}	: Courant rotoriques dans le référentiel de Park
(ψ_{sd}, ψ_{sq}) et (ψ_{rd}, ψ_{rq})	: Flux magnétiques statoriques et rotoriques dans le référentiel de park
V_{dc}	: Tension du bus continu
ω_c	: Pulsation de coupure
K_i	: Coefficient de l'action intégrale du régulateur PI
K_p	: Coefficient de l'action proportionnelle du régulateur PI
s	: Opérateur de Laplace

T_e	: Période d'échantillonnage
f_c	: Fréquence de coupure
T_s *et* T_r	: Constante de temps statorique et rotorique
g_{op}	: Valeur optimale de la fonction de coût
i_c	: Courants circulant dans les condensateurs du lien CC
i_g	: Courant du réseau
j	: Numéro de combinaison de l'état de commutation
k	: Instant présent de l'échantillonnage dans la trame de temps discret
$k+1$	: Instant d'échantillonnage futur dans une trame à temps discret
$k-1$	: Instant d'échantillonnage passé dans un cadre à temps discret
N_p	: Horizon de prédiction
s_a,s_b,s_c	: Signaux de commutation phase-abc pour l'interrupteur supérieur dans un convertisseur à deux niveaux

Abréviations et acronyme

ADEREE : Agence dédiée aux énergies renouvelables et à l'efficacité énergétique

MASEN : Moroccan Agency For Solar Energy : Agence nationale de l'énergie solaire

IRESEN : l'Institut de Recherche en Energie Solaire et Energies Nouvelles

CED : Compagnie Eolienne du Détroit

EDF : Électricité de France- Maroc

BEI : Banque européenne d'investissement

ONEE : Office National de l'Electricité et de l'Eau

EEM : Energie Eolienne du Maroc

IPP : Independent Power Procurement

HAWT : Horizontal Axis Wind Turbine

VAWT Vertical axe wind turbine

FSWT: Fixed speed wind turbine

VSWT: Variable speed wind turbine

GADA : Génératrice asynchrone à double alimentation

MAS : génératrice asynchrone à induction à cage d'écureuil

CCM : Contrôle côté machine

CCR : Contrôle côté réseau

VOC : Voltage oriented control

FOC: Field Oriented control

PI : Proportionnel Integrateur

PWM : Modulation de largeur d'impulsion

DPC : Commande directe de puissance

DTC : Commande directe du couple

SMC : Sliding mode glissant

MPC : Commande prédictive par modèle

FSC : Finite set control

DFOC : Direct Field Oriented Control

GPC : Commande prédictive généralisé

TC : Temps continu

TD : Temps discret

CA : Courant Alternatif

CC : Courant Continu

CAN : Convertisseur Analogique Numérique

CS : Contrôle Scalaire

DSP : Digital Signal Processor

IA : Intelligence Artificielle

IFOC : Indirect Field Oriented Control

PCC : Predictive Currant Control

PPC : Predictive Power Control

THD : Total Harmonique Distortion

DAC – CNA : Digital to Analog Converter - Convertisseur Numérique Analogique

Liste des figures

Figure 1.1 Capacité éolienne installée cumulée mondiale (en gigawatts) ……9

Figure 1.2 Structure de la production d'éléctricité du monde…….……10

Figure 1.3 Carte des vents du Royaume de Maroc……...……..11

Figure 1.4 Principaux types de technologies éoliennes……..21

Figure 1.5 Technologies d'éoliennes……...……22

Figure 1.6 Régulation de la puissance aérodynamique des moteurs à combustion interne par différentes méthodes de contrôle……...……..24

Figure 1.7 Caractéristiques du FSWT et du VSWT dans différentes conditions de vitesse du vent. ……...……...……26

Figure 1.8 Parcs éoliens……...……....27

Figure 1.9 Principaux composants d'un système à vitesse variable et à haute puissance……....31

Figure 1.10 Classification des générateurs d'éoliennes. …….....35

Figure 1.11 Configuration d'une éolienne à base de MAS……...35

Figure 1.12 Configuration d'une éolienne à base de la GADA……37

Figure 1.13 Configuration d'une éolienne à base de GSAP à convertisseur complet……..38

Figure 1.14 Symbole de la machine asynchrone à double alimentation……..41

Figure 1.15 Schéma d'une machine asynchrone à rotor bobiné. ……42

Figure 1.16 Schéma de principe d'une machine asynchrone fonctionne en mode génératrice…...43

Figure 1.17 Schéma de principe d'une machine asynchrone fonctionne en mode moteur……...43

Figure 1.18 Modes de fonctionnement de la MADA…….....44

Figure 1.19 Schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimenté par un convertisseur, stator alimenté par le réseau…….....45

Figure 1.20 Schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimenté par le réseau, et Stator alimenté par un convertisseur……...……45

Figure 1.21 Schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné court-circuit et alimentée par onduleur coté stator……...……....46

Figure 1.22 Schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné et stator alimenté par des convertisseurs séparés……...……46

Figure 1.23 Évolution des dispositifs à semi-conducteurs et des plateformes de contrôle……..48

Figure 1.24 Classification générale des lois de commandes ……...51

Figure 1.25 Classification des différentes stratégies de contrôle prédictif. ……51

Figure 2.1 Eolienne à vitesse variable basée sur La MADA……...58

Figure 2.2 Disque d'actionneur et tube de flux pour une éolienne……...60

Figure 2.3 Variation du Coefficient Cp en fonction du rapport V2/V1……...61

Figure 2.4 Comparaison du coefficient de puissance des différentes éoliennes……..61

Figure 2.5 Modèle triphasé de la machine asynchrone à double alimentation……64

Figure 2.6 Circuit électrique équivalent de la MADA…….....64

Figure 2.7 Circuit électrique équivalent de la MADA…….....67

Figure 2.8 Circuit d'un convertisseur 2L-VSC…….....69

Figure 2.9 Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux……69

Figure 2.10 Schéma représente tous les cas possibles de convertisseurs……70

Figure 2.11 Vitesse de vent en fonction de la puissance mécanique……...71

Figure 2.12 Courbe de Cp obtenue à partir du logiciel « SIMTORQUE » pour beta variant de 0 à 10°……...……...……..72

Figure 2.13 Schéma bloc du contrôle de l'angle d'inclinaison β……72

Figure 2.14 Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite sans asservissement de vitesse ……...……...……74

Figure 2.15 Profils de vent utilisés……...……75

Figure 3.1 Schéma de principe du découplage de la GADA par analogie avec la MCC……77

Figure 3.2 Orientation du flux statorique suivant l'axe « d » ……78

Figure 3.3 Schéma bloc de la commande directe…….....81

Figure 3.4 Schéma bloc de la commande indirecte…….....84

Figure 3.5 Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constante……...86

Figure 3.6 Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent constant ……...……...……89

Figure 3.7 Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable…….90

Figure 3.8 Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent variable ……...……...……91

Figure 3.9 Schéma bloc du contrôle par mode glissant (SMC) avec une étape de modulation…...93

Figure 3.10 Valeur continue de la commande ueq …….....95

Figure 3.11 Fonction sign (Commande de type relais). ……. 99

Figure 3.12 Configuration du système de contrôle ……...…...102

Figure 3.13 Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constant……103

Figure 3.14 Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent constant ……..…….....105

Figure 3.15 Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable…….106

Figure 3.16 Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent variable ……..…….....113

Figure 4.1 Commande prédictive de courant avec un étage de modulation. ……111

Figure 4.2 Commande prédictive de courant sans étage de modulation……111

Figure 4.3 Principe de fonctionnement du MPC (Np = horizon de prédiction) ……112

Figure 4.4 Schéma-bloc de contrôle FCS pour une GADA avec CCM. ……...119

Figure 4.5 Schéma-bloc de contrôle FCS pour une GADA avec CCR…….122

Figure 4.6 Organigramme de l'algorithme FCS pour : (a) CCM (b) CCR…….124

Figure 4.7 Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constante…….127

Figure 4.8 Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent constant ……..……..……..129

Figure 4.9 Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable……...132

Figure 4.10 Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent variable ……..…….....133

Figure 4.11 Schéma d'un onduleur NPC à trois niveaux……...134

Figure 4.12 Schéma-bloc de contrôle FCS pour une GADA avec un convertisseur 3 niveaux ……..…….....136

Figure 4.13 Schéma-bloc de contrôle FCS pour une GADA avec un convertisseur 3 niveaux ……..…….....137

Figure 4.14 Organigramme de l'algorithme FCS pour : (a) CCM (b) CCR……...139

Figure 4.15 Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constant……142

Figure 4.16 Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent constant ……..…….....143

Figure 4.17 Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable……145

Figure 4.18 Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent variable ……..…….....146

Figure 5.1 La plate-forme expérimentale de validation…….....150

Figure 5.2 Synoptique général d'un système physique…….....150

Figure 5.3 Architecture de la carte DS1104…….....152

Figure 5.4 La carte DS1104 R&D……..……...152

Figure 5.5 Panneau de connexion de la carte Dspace DS1104……..153
Figure 5.6 Assistance à la sélection de la plate-forme dSPACE RTI……154
Figure 5.7 Message de confirmation de la sélection de la carte……..155
Figure 5.8 Bibliothèque rtilib1104……...……..155
Figure 5.9 Bibliothèque rtilib1104/DS1104…….....156
Figure 5.10 Sélection de l'option 'New file…….....156
Figure 5.11 Paramétrage du Solver…….....157
Figure 5.12 Paramétrage de la RTW…….....168
Figure 5.13 Exécution du programme…….....168
Figure 5.14 Paramétrage de Contrôle Desk…….....161
Figure 5.15 Configuration du test de l'implémentation…….……162
Figure 5.16 Résultats de l'implémentation…….....166

Liste des tableaux

Tableau 1.1 Classes d'éoliennes selon la norme IEC……..…….36

Tableau 1.2 Avantages et inconvénients des différents types d'éoliennes……...46

Tableau 3.1 Analyse comparative entre les contrôles FOC, et mode glissant appliqués à la GADA ……..……..114

Tableau 4.1 États de commutation de l'onduleur à trois niveaux……...135

Tableau 4.2 Vecteurs de tensions associées aux états de commutation…….135

Tableau 4.3 Analyse comparative entre les contrôles FCS avec un 2N-NPC, et le FCS avec 3N-NPC appliqués à la GADA……...…….147

Table des matières

Dédicace I
Remerciements II
Résumé III
Abstract IV
Liste des publications internationales V
Nomenclature VII
Abréviations et acronyme IX
Liste des figures XI
Liste des tableaux XV
Introduction générale 1
1. Environnement scientifique 2
2. Objectif académique 4
3. Structure de la thèse 5
Chapitre 1 : Etat de l'art sur la conversion éolienne 7
1. Introduction 8
2. Etat de l'art sur la conversion éolienne 8
2.1. Le développement de l'énergie éolienne à l'échelle mondiale 8
2.2. Le développement de l'énergie éolienne à l'échelle nationale 10
2.4. Situation du potentiel éolien au Maroc 12
3. Système de transformation de l'énergie éolienne 21
3.1. Technologie d'éoliens 21
3.2. Composants principaux des systèmes éoliens 29
3.2.1. Composants Mécaniques 30
3.2.2. Composants électriques 34
4. Machine asynchrone à double alimentation 41
4.1. Dénominations et établissement de la MADA 41
4.3. Modes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation 43
4.4 Différents type d'association de La MADA/Convertisseur 45
4.5. Avantages et inconvénients de la MADA 46
4.6. Le Passé, le Présent et l'Avenir des Plateformes de Contrôle 48
4.7. Élaboration des règles de contrôle 50
4.7.1. Commandes classiques 51
4.7.2. Commandes basées sur l'intelligence artificielle 52
4.7.3. Commandes basées sur les approches de l'automatique 53
4.7.4. Commande prédictive 54

5. Conclusion 56
Chapitre 2 : Modélisation du système éolien à vitesse variable à base de la GADA 57
1. Introduction 58
2. Caractéristique de la production de l'énergie éolienne 59
2.1 Aperçu de l'énergie du vent 59
2.2 Aspect physique du vent 59
3. Modélisation de la turbine 61
3.1 Modèle des pales 61
3.2 Modèle du multiplicateur de vitesse 62
3.3 Modèle de l'arbre mécanique 62
4. Modélisation de la MADA 63
4.1. Hypothèse simplificatrice 63
4.2. Représentation de la MADA dans le repère triphasé (a,b,c) 63
4.3. Représentation dans le repère biphasé (d,q) 66
5. Modélisation des Convertisseurs 68
6. Modélisation du réseau 70
7. Dispositif de commande du système éolien 71
7.1 La REM du dispositif de commande du système éolien 71
7.2 Stratégie de commande MPPT 73
7.3 L'émulateur de vent 74
8. Conclusion 75
Chapitre 3 : Stratégies de commande des convertisseurs côté réseau et côté machine d'un système éolien basé sur la GADA 76
1. Introduction 77
2. Théorie de la commande vectorielle de la GADA 77
3. Orientation du flux rotorique au CCM 78
4. Orientation du flux VOC au CCR 80
2.4 Simulation et interprétations 82
2.4.1 Fonctionnement à vitesse constante 82
2.4.2 Fonctionnement à vitesse variable 86
3. Théorie de la commande par mode glissant 90
3.1 Principe de la SMC 90
3.1.1 Choix de la surface de glissement 91
3.1.2 Condition de convergence et d'existence 92
3.1.3 Calcul de la commande 93
3.2 Application de la commande par mode glissant à la GADA 95
3.2.1 Contrôle du convertisseur coté GADA CCM 95
3.2.2 Contrôle du convertisseur coté GADA CCR 97

3.3 Simulation et Résultats 99
3.3.1 Fonctionnement à vitesse constante. 99
3.3.2 Fonctionnement à vitesse variable 103
4. Etude comparative 107
5. Conclusion 107
Chapitre 4: Optimisation de la commande Prédictive FCS-MPC pour une meilleure performance du système éolien 109
1. Introduction 110
2. Contrôle prédictif de modèle à ensemble de contrôle fini 110
2.1 Philosophie de la commande prédictive (FCS-MPC) 110
2.2 Modèle de données échantillonnées 113
2.3 Procédure de conception 114
2.4 Modèles dynamiques en temps continu de GADA 115
2.5 Modèles dynamiques à temps discret du GADA 117
3. Application de la commande FCS-MPC à la GADA 118
3.1 Contrôle coté machine 118
3.2 Contrôle coté réseau 121
4. Algorithmes de contrôle 123
5. Simulation et interprétation 124
5.1 Fonctionnement à vitesse constante. 125
5.2 Fonctionnement à vitesse variable 129
6. Amélioration de la commande prédictive (FCS-MPC) par un convertisseur 3 niveaux 133
6.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC 134
6.2 Application du FCS-MPC aux convertisseurs 3N-NPC 135
7. Simulation et interprétation 139
7.1 Fonctionnement à vitesse constante 140
7.2 Fonctionnement à vitesse variable 143
8. Etude comparative 146
9. Conclusion 147
Chapitre 5: Validation expérimentale de la commande robuste sur la carte dSPACE 148
1. Introduction 149
2. Description de la plate-forme d'essai 149
2.1 Principe générale 149
2.2 La simulation en temps réel 150
2.3 Description de la carte dSPACE 151
3. Développement des lois de commandes dans DSPACE 154
3.1 Choix de type de carte de commande : 154
3.2 Paramètres à configurer sur le slover 156

3.3 Paramètres à configurer sur le RTW 157
3.4 Création d'un fichier sur le contrôle Desk 159
4. Résultats de l'implémentation de la commande robuste FCS-MPC avec l'onduleur 3 niveaux 162
5. Conclusion 166
Conclusion générale et Perspectives 167
Références 170
Annexes 179
Annexe A : Transformations matricielles 180
Annexe B : Paramètres de Système 183
Annexe C : Caractéristiques de la carte dSPACE 184

Introduction générale

1. Environnement scientifique

Les sources d'énergie renouvelable, telles que l'énergie solaire, éolienne, hydraulique, géothermique, marémotrice et houlomotrice sont devenues un nouveau paradigme pour répondre aux besoins énergétiques de notre civilisation. Contrairement aux fossiles, les sources d'énergies renouvelables sont propres, abondantes, et renouvelables naturellement, sont disponibles sur de vastes zones géographiques et ont moins d'impact sur l'environnement. En outre la diversification des sources de production d'énergie électrique est devenue une politique essentielle pour de nombreux pays dans leur mix énergétique, et le Royaume du Maroc ne fait pas exception à cette tendance [1].

L'énergie éolienne est exploitée par l'homme depuis des millénaires pour faire traverser les océans aux navires, pomper l'eau et moudre le grain. Elle a été utilisée également dans l'industrie au Moyen Âge. On comptait environ deux cent mille moulins à vent en Europe au milieu du XIXe siècle [2]. Leur déclin a principalement été provoqué par l'apparition des machines à vapeur industrielles. La conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique a débuté dans les années 1880 avec une éolienne automatisée équipée d'un générateur de courant continu de 12 kilowatts (kW). Pour rendre la production d'électricité à partir d'éoliennes plus efficace et fiable, de nombreuses améliorations ont été apportées à la conception mécanique et électrique de ces appareils. L'expertise en matière de technologie éolienne a atteint un niveau de maturité adéquat dans les années 1980, menant à la mise en service des premières éoliennes de 50 kW à l'échelle industrielle [3].

Au cours des 35 dernières années, la taille des éoliennes a progressivement augmenté pour atteindre aujourd'hui une capacité massive de plus de 10 mégawatts (MW). En raison de l'intégration rapide de l'énergie éolienne dans le réseau électrique, des préoccupations quant à la stabilité et à la sécurité des systèmes électriques existants ont émergé. Les exigences des codes de réseau ont été mises à jour et appliquées dans de nombreux pays pour réguler le raccordement au réseau des grandes éoliennes et des parcs éoliens [4].

Les convertisseurs électroniques de puissance sont utilisés dans les éoliennes commerciales depuis le début de leur fonctionnement connecté au réseau. Cette technologie a considérablement évolué au fil des années. Diverses combinaisons d'aérogénérateurs et de convertisseurs de puissance ont également été développées dans les éoliennes commerciales afin d'obtenir une vitesse fixe, semi-variable ou variable [5].

La technologie des éoliennes à vitesse fixe (FSWT), qui utilise un convertisseur de puissance pour la fonction de démarrage (démarrage progressif), est considérée comme obsolète. Les éoliennes à

vitesse variable (VSWT) traitent la puissance électrique de sortie d'un générateur via un convertisseur de puissance et offrent une efficacité améliorée de conversion de l'énergie éolienne, une meilleure qualité de puissance et une compatibilité avec les codes de réseau. Pour répondre aux diverses exigences techniques, opérationnelles et des codes de réseau, plusieurs configurations générateur-convertisseur ont été développées [6].

Les éoliennes basées sur une machine asynchrone à double alimentation (MADA) se sont imposées comme l'une des technologies de pointe pour les fabricants d'éoliennes, démontrant qu'il s'agit d'une solution rentable, efficace et fiable. Ces machines offrent une grande robustesse, une efficacité élevée, une longévité et une haute fiabilité [6,7]. Leur principal avantage réside dans leur capacité à produire de l'énergie électrique à vitesse variable, permettant ainsi une meilleure exploitation des ressources éoliennes sous diverses conditions de vent. Cependant, Le comportement dynamique de la MADA est généralement problématique en raison de sa modélisation complexe, qui implique un système d'équations non linéaires, couplées et multivariables [8].

Pour résoudre ces problèmes, des stratégies de contrôle avancées sont nécessaires. La commande linéaire par orientation du flux basée sur les régulateurs PI est l'une des premières stratégies de contrôle introduites dans l'industrie. Cette commande permet de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu [8], c’est-à-dire d'effectuer un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée où il existe un découplage naturel entre le courant d'excitation, qui génère le flux, et le courant d'induit.

Cependant, son principal inconvénient est sa sensibilité aux variations des paramètres de la machine, car la régulation de la vitesse, des courants repose sur plusieurs régulateurs PI, qui manquent de robustesse face aux systèmes non linéaires. Parmi les solutions introduites pour remédier à ces inconvénients, les chercheurs ont développé la commande par mode glissant (SMC) [9]. Ce contrôle est non linéaire, basé sur la fonction de Lyapunov, est particulièrement intéressant et recommandé pour de nombreuses applications. Il permet de réduire la complexité des systèmes d'ordre élevé en les transformant en variables d'état d'ordre inférieur. Cela est réalisé en forçant la trajectoire de l'état du système à atteindre une surface de glissement prédéfinie en temps fini et à s'y maintenir. Cependant, les vibrations résiduelles à haute fréquence, inhérentes à la commande ou en interférence avec elle, demeurent un inconvénient majeur [9]. Ces vibrations peuvent endommager la machine en provoquant des oscillations excessives, compromettant ainsi le fonctionnement et les performances du système.

Pour remédier à ces problèmes, les chercheurs ont cherché à améliorer les commandes classiques en modifiant la conception des contrôleurs. Ces modifications incluent l'ajout d'observateurs,

l'utilisation de mécanismes d'adaptation, de techniques prédictives, ou de techniques intelligentes (comme la logique floue et les réseaux neuronaux), l'augmentation de l'ordre du contrôleur ou la combinaison de deux ou plusieurs contrôleurs différents. Cependant, ces méthodologies présentent des difficultés en termes de temps de calcul et de mise en œuvre pratique [10].

La commande prédictive basée sur un modèle par ensembles de contrôle discret (FCS-MPC : Finite Control Set-Model Predictive Control) a suscité un vif intérêt chez les chercheurs ces dernières années en raison de ses nombreux avantages, tels que sa simplicité intuitive, sa réponse dynamique rapide, son contrôle multivariable, la prise en compte immédiate des contraintes non linéaires, et sa capacité à être mise en œuvre sur des cartes électroniques telles que dSPACE et FPGA [11].

Parmi toutes les stratégies de contrôle prédictif en électronique de puissance, la méthode la plus couramment utilisée est la commande prédictive de courant (PCC : Predictive Current Control), en raison de son algorithme simple, de ses bonnes performances en régime permanent et transitoire dans toutes les conditions de fonctionnement [11]. La PCC offre une compatibilité avec les contrôleurs numériques, un nombre fini d'optimisations, l'élimination des contrôleurs proportionnels-intégraux (PI), une structure sans modulateur de largeur d'impulsion (PWM), une capacité à compenser les perturbations et les temps morts du système de conversion de puissance, une facilité d'intégration des non-linéarités et des limitations dans la conception, ainsi qu'une amélioration du traitement des problèmes de contrôle multivariable avec découplage.

2. Objectif académique

Les objectifs de cette thèse se concentrent principalement sur la proposition de contributions visant à améliorer le rendement énergétique et à remédier à certaines anomalies. Pour cela, nous proposons une stratégie de contrôle prédictive de type FCS-MPC sans l'utilisation de l'étage de modulation. Cette approche permet d'élaborer une fonction de coût pour choisir la meilleure séquence du vecteur de tension à appliquer aux convertisseurs statiques, tout en respectant les contraintes. Ce travail de recherche vise plusieurs objectifs principaux :

- Étudier et simuler des stratégies de contrôle d'un système de conversion éolien, incluant à la fois une commande linéaire utilisant des régulateurs PI, et une commande non linéaire en mode glissant basée sur la théorie de Lyapunov.
- Évaluer les performances statiques et dynamiques de la génératrice asynchrone à double alimentation en termes de suivi et de robustesse face aux variations paramétriques et aux perturbations externes.

- Étudier et améliorer la commande prédictive de type FCS-MPC avec des onduleurs multiniveaux.
- Réduire les taux de THDs (Taux d'Harmoniques Totales) des courants statoriques et du réseau.
- Optimiser la fréquence de commutation pour minimiser les ondulations.
- Implémenter les résultats théoriques de la commande prédictive améliorée à l'aide du Kit de prototypage des lois de commande basé sur la carte dSPACE DS1104.

3. Structure de la thèse

Dans le but d'améliorer l'efficacité énergétique et de fournir une énergie électrique de haute qualité au réseau de distribution, cette thèse présente une étude détaillée des machines asynchrones à double alimentation utilisées dans les systèmes éoliens.

Le chapitre I est consacré aux concepts généraux des systèmes éoliens ainsi qu'à la présentation des divers composants de l'aérogénérateur. Ces rappels sont ensuite complétés par une présentation du potentiel éolien au Maroc, et par une description de la constitution d'une chaîne de conversion éolienne ainsi que des diverses topologies de turbines employées. Ensuite, une étude et une classification des techniques de commande appliquées aux machines asynchrones à double alimentation sont détaillées.

Le chapitre II traite de la modélisation du système éolien basé sur une génératrice asynchrone à double alimentation. Nous commencerons par un aperçu des caractéristiques et de l'aspect physique du vent, suivis d'une modélisation détaillée de la machine asynchrone à double alimentation dans les plans (a, b, c) et (d, q). Pour compléter cette étude, ce chapitre se conclura par une discussion sur les stratégies REM et MPPT.

Le chapitre III présente une étude comparative entre deux stratégies de commande : la commande vectorielle (FOC) et la commande non linéaire par mode glissant, appliquées aux convertisseurs statiques côté génératrice et côté réseau, avec une implémentation de ces commandes dans Matlab/Simulink. Bien que de bonnes performances de fonctionnement aient été observées, le problème des ondulations demeure un inconvénient majeur, nécessitant une amélioration.

Dans **le chapitre IV**, focalisons sur l'étude et l'amélioration de la commande prédictive de type FCS-MPC appliquée aux convertisseurs à deux et trois niveaux. Cette approche permet des améliorations significatives des performances de la MADA par rapport aux autres commandes conventionnelles.

Finalement, **le dernier chapitre** présentera la validation de la commande prédictive en utilisant le système de développement numérique dSPACE DS1104. Une analyse des résultats sera réalisée afin de confirmer les résultats de simulation obtenues pour une génératrice asynchrone à double alimentation.

Chapitre 1 : Etat de l'art sur la conversion éolienne

1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'explorer en profondeur les aspects essentiels de la chaîne de conversion éolienne. La première section est dédiée à l'analyse de la technologie éolienne, avec un examen de la situation actuelle de cette source d'énergie au niveau mondial et national et une mise en lumière de son rôle croissant dans la production d'électricité propre. La deuxième section se concentre sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Nous débuterons par une présentation de cette machine, en détaillant ses modes de fonctionnement, ses avantages, ses inconvénients, ainsi que les différentes configurations possibles avec les convertisseurs associés. Ensuite, nous aborderons l'évolution des circuits de commande et de l'électronique de puissance. Enfin, nous effectuerons une revue des diverses stratégies de commande développées pour le contrôle des machines électriques.

2. Etat de l'art sur la conversion éolienne

2.1. Le développement de l'énergie éolienne à l'échelle mondiale

L'année 2021 a marqué la fin de l'ère des combustibles fossiles bon marché tels que nous les avons connus. À partir de septembre, les prix du charbon, du pétrole et du gaz naturel ont monté en flèche, atteignant des niveaux sans précédent, dépassant même ceux de la crise pétrolière de 1973 [12]. Cette hausse s'explique par la reprise de la demande d'énergie après les fermetures liées à la COVID-19 et le resserrement de l'offre.

Cette crise énergétique a été exacerbée par l'invasion de l'Ukraine par la Fédération de Russie, contribuant à un choc mondial sans précédent sur les matières premières. Alors que les budgets nationaux étaient déjà épuisés par la pandémie, la crise énergétique a causé d'importants dommages économiques et a lourdement pesé sur la croissance mondiale, affectant plus de 136 pays qui dépendent des importations de combustibles fossiles, les nations les plus pauvres étant particulièrement touchées [12,13].

Parallèlement, le secteur de l'énergie éolienne a montré des signes prometteurs de résilience et de progression. Les investissements dans les projets éoliens ont repris, stimulés par une prise de conscience accrue de la nécessité de transitions énergétiques durables. Les avancées technologiques ont permis d'améliorer l'efficacité des éoliennes, rendant ainsi l'énergie éolienne encore plus compétitive sur le marché. De plus, de nombreux gouvernements ont renforcé leur engagement en faveur des énergies renouvelables, en mettant en place des politiques incitatives et des plans ambitieux pour accélérer la transition vers une économie basée sur des sources d'énergie plus

propres [14]. Ces développements post-COVID ont injecté une dynamique positive dans le secteur éolien, faisant de cette source d'énergie une composante cruciale de la réponse mondiale aux défis climatiques et énergétiques.

En effet, l'année 2022 a marqué une avancée significative dans le secteur de l'énergie, se positionnant comme la troisième meilleure année pour les nouvelles capacités avec une capacité installée mondiale qui a dépassé 900 GW, reflétant une augmentation de 9 % par rapport à l'année précédente. La Chine mène le classement avec plus de 300 GW de capacité installée, suivie des États-Unis qui ont franchi le seuil de 135 GW. L'Europe continue également à investir massivement dans cette technologie [15], notamment l'Allemagne qui a atteint près de 65 GW.
La figure 1.1 montre la capacité totale de production d'énergie éolienne dans le monde entre 2013 et 2022.

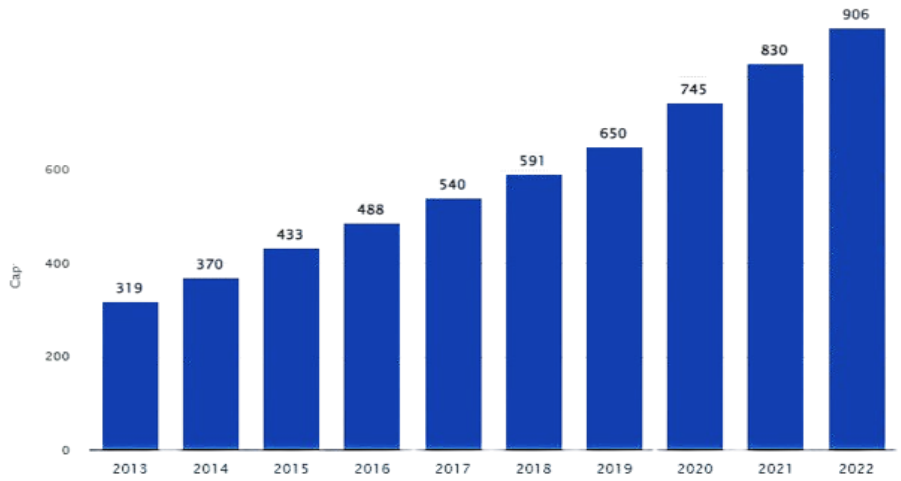


Figure 1.1 – Capacité éolienne installée cumulée mondiale (en Gigawatts)

En 2023, les installations éoliennes dans le monde ont augmenté de moitié en puissance par rapport à 2022, se déroulant dans 54 pays. En puissance installée cumulée, le parc éolien mondial a ainsi franchi le cap du térawatt, atteignant 1 021 GW à fin 2023, soit 13% de plus qu'à fin 2022[16]. Sur les 117 GW éoliens mis en service dans le monde en 2023, 1 058 GW concernaient des installations terrestres, avec une augmentation de 54% par rapport à 2022. Seuls cinq pays ont compté pour 82% de ces raccordements à terre : la Chine, les États-Unis, le Brésil, l'Inde et l'Allemagne. En ce qui concerne l'éolien offshore, 108 GW ont été installés dans le monde en 2023, soit une augmentation de 24% par rapport à 2022, la Chine ayant largement dominé le marché avec 63 GW installés cette année, représentant près de 58% des nouvelles capacités offshore dans le monde [16,17]. Avec 38 GW offshore mis en service en 2023, l'Europe a également battu un record, avec des installations notables aux Pays-Bas et en France, qui a connecté au réseau électrique 49 éoliennes en mer de 360 MW de puissance cumulée sur les parcs de Fécamp et Saint-Brieuc.

Au premier semestre 2023, l'éolien a représenté 8 % de la production mondiale d'électricité, se classant comme la cinquième source d'électricité derrière le charbon, le gaz naturel, l'hydroélectricité et le nucléaire, comme illustré dans la figure 1.2 [17].

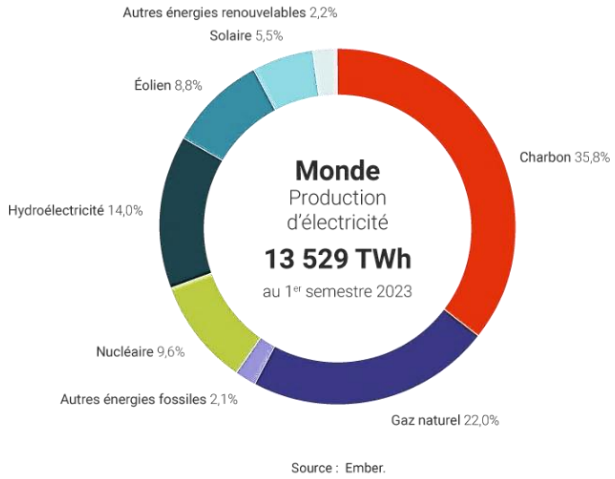


Figure 1.2 – Structure de la production d'électricité du monde

2.2. Le développement de l'énergie éolienne à l'échelle nationale

Au cours des dernières années, de nombreux pays ont entrepris des actions visant à réduire les émissions de gaz à effet de serre, démontrant ainsi leur engagement envers la préservation de la planète et de l'environnement. Dans ce contexte, l'intégration des énergies renouvelables dans le mix énergétique national est devenue une tendance cruciale.

Le Maroc s'engage résolument dans une politique énergétique durable, visant à produire 52 % de sa capacité énergétique à partir de sources renouvelables d'ici 2030. À cet effet, le Maroc a lancé deux projets majeurs axés respectivement sur l'énergie solaire et l'énergie éolienne (Figure 1.3). La première tire partie de l'abondance de l'ensoleillement, évalué à environ 300 jours par an, matérialisé par la création de la centrale solaire NOOR à Ouarzazate [18]. Le second projet exploite la force du vent, avec une vitesse moyenne pouvant dépasser 8 m/s, illustrée par le développement de parcs éoliens, notamment celui de Tarfaya, le plus grand parc éolien d'Afrique avec une capacité de 300 MW [19].

Afin de soutenir les initiatives liées aux énergies renouvelables, le gouvernement a institué deux agences importantes : l'ADEREE (Agence dédiée aux énergies renouvelables et à l'efficacité énergétique) et MASEN (Morocco Agency For Solar Energy). Plusieurs lois et règlements ont également été mis en place, dont la loi 13-09 sur les énergies renouvelables, promulguée par le Dahir n°1-10-16 du 11 février 2010 et publiée au Bulletin Officiel n°5822 du 18 mars 2010 [20]. Une autre loi clé est la loi n°1-034, qui se concentre sur la protection et l'amélioration du sol. En outre, le pays a abrogé le Dahir du 13 décembre 1954 sur les tarifs de l'électricité et a introduit l'Ordonnance

n°528-09, qui ajuste les tarifs. Ces cadres juridiques jouent un rôle crucial en facilitant le développement et le déploiement des technologies d'énergie renouvelable dans le pays [23,24].

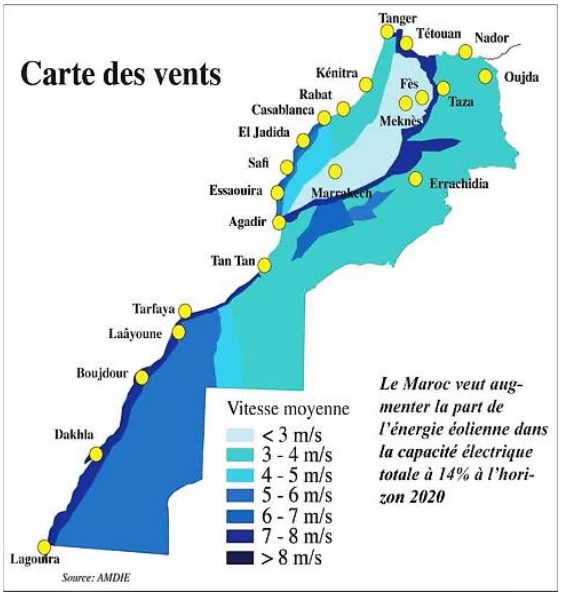


Figure 1. 3 - Carte des vents du Royaume de Maroc

Cependant, le Maroc souhaite optimiser son potentiel éolien, particulièrement riche par rapport à de nombreux autres pays. Une exploitation optimale de cette ressource contribuera à réduire la dépendance énergétique et à garantir la stabilité du Royaume. En effet, selon la plateforme de données axée sur les énergies renouvelables, l'énergie éolienne est l'une des sources d'énergie renouvelable les plus prometteuses du Maroc, bénéficiant de vitesses de vent élevées variant de 7,5 à 9,5 m/s dans le sud et de 9,5 à 11 m/s dans le nord, comme le montre la figure 1.3 [21,25]. Le Maroc est en bonne voie pour atteindre son objectif national de produire 1 GW d'énergie éolienne supplémentaire d'ici à la fin de l'année 2024, comme le suggèrent les données du rapport du Conseil mondial de l'énergie éolienne (GWEC).

Selon le Conseil Mondial de l'Énergie Éolienne (GWEC), le Maroc a été reconnu en mars comme l'un des 30 premiers pays ayant un potentiel significatif pour le développement de l'énergie éolienne offshore. Au niveau continental, le Maroc est le leader en capacité d'énergie éolienne offshore, surpassant des nations telles que l'Afrique du Sud, la Tunisie, l'Égypte et le Kenya, d'après les données du GWEC. Sur le plan mondial, le Maroc se positionne au 12^{e} rang et est en tête du classement dans les régions MENA (Moyen-Orient et Afrique du Nord) et en Afrique [22,26].

Dans ce contexte, il est essentiel de mettre en avant l'engagement du Maroc à obtenir 80 % de son approvisionnement énergétique à partir de sources renouvelables d'ici 2050. Cet engagement se

manifeste par un objectif concret de produire 10 gigawatts d'énergie renouvelable d'ici 2030, dont 4,2 gigawatts proviendraient de l'énergie éolienne. À l'heure actuelle, le Maroc bénéficie d'une capacité installée de 1 512 mégawatts pour l'énergie éolienne terrestre, avec des plans d'extension prévoyant une augmentation de cette capacité de 200 à 510 mégawatts d'ici 2027 [27]. Les projets éoliens ne sont pas seulement une avancée pour les énergies renouvelables, mais aussi un vecteur significatif de création d'emplois. D'après le GWEC, si le Maroc atteint ses objectifs ambitieux en matière d'énergie éolienne d'ici 2027, cela pourrait entraîner la création de jusqu'à 174 000 postes de travail.

2.3. Situation du potentiel éolien au Maroc

Cette section se propose de présenter les statistiques des projets éoliens au Maroc, en englobant ceux en exploitation ainsi que ceux en cours de construction. Les données utilisées proviennent du ministère de l'Énergie, des Mines et de l'Environnement [28].

- **PARC EOLIEN ABDELKHALEK TORRES (50 MW)**

Cadre du projet :

Le parc éolien Abdelkhalek Torrès représente une étape majeure en tant que premier parc éolien en production concessionnelle au Maroc. La conception et la réalisation de ce projet ont été confiées à une société marocaine créée spécifiquement pour cette initiative, avec un coût total du projet s'élevant à 440 millions de dirhams. Actuellement, le projet est pleinement opérationnel depuis sa mise en service en 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
Co2 évité	140000 Tco2/an
Vitesse moyenne du vent	11 m/s

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

Cadre du projet :

Situé au Sud du Maroc, à la lisière Est du Parc national d'Akhfennir, à 120 km au Nord de la ville de Tarfaya, le parc éolien d'Akhfennir est un pionnier dans la région en tant que premier parc éolien opérationnel. D'une capacité de 101,87 MW, le projet, baptisé Akhfennir, est développé par la Société Energie Eolienne du Maroc (EEM) en conformité avec la loi n°13-09 sur les énergies

renouvelables. Ce parc éolien vise à fournir de l'énergie électrique aux clients de la société, avec un coût total du projet s'élevant à 1,6 milliard de dirhams. Le projet est officiellement opérationnel depuis juillet 2013, et sa mise en service a été réalisée en 2014.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	101.87 MW
Puissance unitaire d'aérogénérateur	1.67 MW
Nombre d'aérogénérateurs	83
Productible annuel	200 GWh/an
Localisation	Commune de Tleta Taghramt région de Tétouan
Co2 évité	140000 Tco2/an
Vitesse moyenne du vent	6 m/s

- **PARC EOLIEN AMOUGDOUL ESSAOUIRA (60MW)**

Cadre du projet :

Le parc éolien d'Amougdoul, d'une capacité de 60 MW et situé à Essaouira, a été réalisé en tant que projet clé en main. La signature du contrat pour sa réalisation a eu lieu avec la société Gamesa (Espagne) le 12 octobre 2005. Le projet a été partiellement financé par la KFW, avec un prêt de 50 millions d'euros, dont 25 millions provenant de la République d'Allemagne et 25 millions sur fonds propres de la KFW. Le reste du financement a été assuré par l'Office National de l'Électricité et de l'Eau Potable (ONEE). Le coût total du projet s'élève à 800 millions de MAD. Actuellement, le projet est pleinement opérationnel depuis sa mise en service en 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	Cap Sim à 15 km au sud d'Essaouira
Co2 évité	136000 Tco2/an
Vitesse moyenne du vent	9 m/s

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

Cadre du projet :

Le projet de parc éolien Jbel Khalladi, d'un investissement total de 1,9 milliard de dirhams, a suivi plusieurs étapes importantes. Une autorisation provisoire a été accordée le 8 juillet 2013, avec une prolongation de deux ans et la réalisation d'une étude d'impact environnemental. Le parc a été officiellement inauguré le 29 juin 2018, marquant une avancée majeure dans son développement.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	120 MW
Puissance unitaire d'aérogénérateur	3 MW
Nombre d'aérogénérateurs	40
Productible annuel	390 GWh/an
Localisation	Jbel Sendouq à 30 km de Tange
Co2 évité	336000 Tco2/an

- **PARC EOLIEN DE LAFARGE 32 MW (REGION TANGER TETOUAN AL HOCEIMA)**

Cadre du projet :

Le parc éolien de Tanger I s'inscrit dans la stratégie gouvernementale visant à développer les énergies renouvelables, valoriser les ressources énergétiques nationales pour la production d'électricité, et préserver l'environnement. Il est divisé en deux zones : la première, située à Dhar Saadane (22 km au sud-est de Tanger), comprend 126 éoliennes, tandis que la seconde, à 12 km à l'est de Tanger, en compte 39. L'exploitation complète du parc est assurée par l'ONEE-BE, et l'entretien majeur des éoliennes est confié au fabricant espagnol Gamesa Eolica. Le coût total du projet s'élève à 2,601 millions de dirhams. La section de Dhar Saadane (107 MW) est opérationnelle depuis novembre 2009, et celle de Bni Majmel (33 MW) depuis mai 2011.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	32 MW
Puissance unitaire d'aérogénérateur	2 MW
Nombre d'aérogénérateurs	11
Productible annuel	77 GWh/an
Localisation	Tétouan
Co2 évité	88000 Tco2/an

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

Cadre du projet :

Le parc éolien de Tarfaya, doté d'une puissance installée de 300 MW, produit environ 1 048 GWh par an. La Société de Projet, responsable du financement, de la conception, de la construction, de la mise en service, de l'exploitation et de la maintenance du parc, commercialise l'électricité générée à l'ONEE par le biais d'un contrat d'achat d'électricité (PPA) d'une durée de 20 ans. Le projet a nécessité un investissement total de 5 600 millions de dirhams et est pleinement opérationnel depuis la mise en service de sa capacité totale en 2014.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	300 MW
Puissance unitaire d'aérogénérateur	2.3 MW
Nombre d'aérogénérateurs	131
Productible annuel	1000 GWh/an
Localisation	20 km au sud-est de la ville de Tarfaya (sud du Maroc)
Co2 évité	800 000 Tco2/an

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

Cadre du projet :

Le parc éolien de Foum El Oued, d'une capacité de 50,6 MW, est développé par la Société Energie Eolienne du Maroc (EEM) conformément à la loi n°13-09 sur les énergies renouvelables. L'énergie électrique produite est destinée aux clients de cette société. Le projet a créé 150 emplois pendant la phase de construction et en maintient 25 en phase d'exploitation. Le coût total du projet s'élève à 800 millions de dirhams, et il est opérationnel depuis avril 2013, avec une mise en service officielle en 2014.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	50.6 MW
Puissance unitaire d'aérogénérateur	2.3 MW
Nombre d'aérogénérateurs	22
Productible annuel	212 GWh/an
Localisation	Commune Foum El Oued
Co2 évité	140 000 Tco2/an

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

Cadre du projet :

Le parc éolien de Haouma, d'une capacité de 50,6 MW, a été réalisé par la Société Energie Eolienne du Maroc (EEM) conformément à la loi n°13-09 sur les énergies renouvelables. Le projet a généré 200 emplois durant la phase de construction et en maintient 25 durant la phase d'exploitation. Le coût total du projet est estimé à 800 millions de dirhams. Il est opérationnel depuis le 15 décembre 2013, avec une mise en service officielle en 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
Localisation	Commune de Taghramt Kser Sghir (35.82,-5.49)
Co2 évité	140000 Tco2/an

❖ PROJET D'EXTENSION DU PARC EOLIEN AKHFENNIR II

Cadre du projet :

Le parc éolien Akhfennir II, d'une capacité de 102,2 MW, est développé par la Société Energie Eolienne du Maroc (EEM) conformément à la loi n°13-09 sur les énergies renouvelables. L'électricité produite par ce parc est destinée à alimenter les clients de la société. Le projet a créé entre 200 et 300 emplois directs et indirects pendant la phase de construction, et emploie actuellement 38 personnes en phase d'exploitation. Le coût total du projet est de 1,6 milliard de dirhams. L'autorisation provisoire pour l'extension du parc a été accordée à EEM en mars 2016, et le parc est opérationnel depuis juin 2016.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	101,87MW
Puissance unitaire d'aérogénérateur	1.67 MW
Nombre d'aérogénérateurs	61
Productible annuel	396 GWh/an
Localisation	Laâyoune-Sakia El Hamra
Co2 évité	270000 Tco2/an

❖ PROJET DE PARC AM WIND 100 MW

Cadre du projet :

Le parc éolien AFTISSAT I, d'une capacité de 201,6 MW, est développé par la Société Energie Eolienne du Maroc (EEM), une filiale de Nareva Holding S.A, conformément à la loi n°13-09 sur les énergies renouvelables. Le projet comprend également la construction d'une ligne électrique de 250 km reliant le parc au poste THT de l'ONEE-BE à Laayoune. L'électricité produite est destinée aux clients de l'EEM.

Concernant l'avancement du projet, l'autorisation provisoire pour sa construction a été accordée à l'EEM le 22 avril 2016. Le parc est opérationnel depuis le 31 décembre 2018, avec un coût total estimé à 4 milliards de dirhams.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	201,6MW
Puissance unitaire d'aérogénérateur	3MW
Nombre d'aérogénérateurs	67
Productible annuel	1000 GWh/an
Localisation	Laâyoune-Sakia El Hamra
Co2 évité	700000 Tco2/an

❖ PROJET DE PARC AFTISSAT II 200 MW

Cadre du projet :

Le parc éolien AFTISSAT II, d'une capacité de 200 MW, est en cours de développement par la Société Energie Eolienne du Maroc (EEM), une filiale de Nareva Holding S.A, conformément à la loi n°13-09 sur les énergies renouvelables. Le projet inclut également la construction d'une ligne électrique de 250 km reliant le parc au poste électrique THT de l'ONEE-BE à Laayoune. L'énergie produite sera destinée aux clients de la société EEM. À propos de l'avancement du projet, une autorisation provisoire a été accordée pour sa réalisation. Le coût total du projet est estimé à 3 milliards de dirhams.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	201,6MW
Puissance unitaire d'aérogénérateur	5 MW
Nombre d'aérogénérateurs	67
Productible annuel	1000 GWh/an
Localisation	50 km au sud de Boujdour, dans le Sahara Marocain.
Co2 évité	700000 Tco2/an

- **PROJET DE PARC EOLIEN BIRANZARANE DE 200 MW**

Cadre du projet :

Le projet du parc éolien BIRANZARANE est en cours de développement par la Société CME WINDFARM SAFI S.A., conformément à la loi n°13-09 sur les énergies renouvelables. La production d'énergie électrique sera destinée aux clients de la société. Le coût total du projet est estimé à 3 200 millions de dirhams.

Le projet a suivi plusieurs étapes administratives : une autorisation provisoire a été accordée pour le projet de Safi le 8 février 2018. Par la suite, une demande de modification d'emplacement du projet de Safi à Biranzarane a été soumise le 4 août 2020, accompagnée d'une demande de prorogation de l'autorisation provisoire. L'autorisation définitive pour le projet de BIRANZARANE a été délivrée le 16 décembre 2020. La mise en service du parc éolien est prévue pour la fin de l'année 2024.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	200MW
Productible annuel	750 GWh/an
Localisation	Dakhla, Oued Ed-Dahab, Western Sahara

- **PROJET DE PARC EOLIEN BOUJDOUR (300 MW)**

Cadre du projet :

Le parc éolien de Boujdour a été mis en place dans le cadre de la production privée d'électricité, avec la conclusion de contrats de fourniture et d'achat d'électricité (PPA) entre l'Office National de l'Électricité et de l'Eau Potable (ONEE) et les partenaires privés sélectionnés par le biais d'appels

d'offres internationaux. Ce projet fait partie du Projet Intégré de l'Énergie Éolienne, d'une capacité totale de 850 MW, développé par l'ONEE.

Le coût total de réalisation du projet est de 5,4 milliards de dirhams. En termes d'emplois, le parc éolien a généré environ 30 emplois directs et 300 emplois indirects. La mise en service du parc éolien de Boujdour s'est effectuée en deux phases, la première phase ayant été achevée en 2022.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	300 MW
Productible annuel	1000 GWh/an
Localisation	Laâyoune
Co2 évité	790 000 Tco2/an

- **PROJET DE PARC EOLIEN DE MIDELT 210 MW**

Cadre du projet :

Au Maroc, l'Office national de l'électricité et de l'eau potable (ONEE) a récemment confirmé la finalisation des travaux pour l'installation de la centrale éolienne de Midelt, d'une capacité de 210 MW. Cette infrastructure, dont la construction a nécessité un investissement de 250 millions de dollars, a été menée à terme en seulement 24 mois. Les travaux ont été exécutés dans le cadre d'une collaboration entre Siemens Gamesa Renewable Energy, Nareva et Enel Green Power.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	210 MW
Productible annuel	560 GWh/an
Localisation	Midelt
Co2 évité	280000 Tco2/an

- **PROJET DE PARC EOLIEN DE TANGER II 70 MW**

Cadre du projet :

Le projet sera concrétisé dans le cadre du Projet Éolien Intégré (PEI) de 850 MW, supervisé par l'Office National de l'Électricité et de l'Eau Potable (ONEE). Le développement de cette initiative est pris en charge par un consortium composé de NAREVA, ENEL et SIEMENS. Une option envisageable est la création d'une Joint-Venture avec une Société de Projet Détentrice à Parts Égales (SPV). Cette entité serait responsable du financement, de la conception, de la construction, de la mise en service, de l'exploitation, de la maintenance du parc éolien, ainsi que de la vente de l'électricité produite à l'ONEE, conformément à un accord de Power Purchase Agreement (PPA). Le coût total du projet est estimé à 1200 millions de dirhams, avec une mise en service prévue pour 2024.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	70 MW
Productible annuel	290 GWh/an
Localisation	Tanger
Co2 évité	250000 Tco2/an

- **PROJET DE PARC EOLIEN DE TAZA 150 MW**

Cadre du projet

Ce projet a lancé par l'Office National de l'Électricité et de l'Eau Potable (ONEE) et ses partenaires, la Société d'Investissement Énergétique et le Fonds Hassan II pour le développement économique et social, Actuellement, le projet est en cours de développement, et il est planifié en deux phases distinctes : la Phase 1 avec une capacité de 87 MW, dont la mise en service est prévue pour 2022, et la Phase 2 avec 63 MW, dont la mise en service est prévue au-delà de 2025. Le coût total du projet est estimé à 2565 millions de dirhams.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	150 MW
Productible annuel	450 GWh/an
Localisation	12 Km de Taza
Co2 évité	300000 Tco2/an

- **PROJET DE PARC EOLIEN KOUDIAT BAIDA (REPOWRING) 120 MW ET EXTENSION À 200 MW**

Cadre du projet :

Le parc éolien "Abdelkhalak Torres" à Koudia Al Baida, opérationnel depuis 2000 avec une capacité de 50,4 MW, est l'un des parcs les plus productifs au Maroc. Actuellement sous la concession de l'ONEE et exploité par la Compagnie Éolienne du Détroit, filiale de THEOLIA, le parc subira une transformation majeure. Suite à un protocole d'accord signé en 2012 entre l'ONEE et THEOLIA, le projet de Repowering et d'Extension se déroulera en deux phases.

La première phase consiste en l'installation de 100 MW en remplaçant les turbines existantes par des turbines plus puissantes sur le site actuel de Koudia Al Baida (Repowering). La seconde phase prévoit l'ajout de 200 MW supplémentaires sur des terrains adjacents (Extension). La première phase, d'une capacité de 120 MW, a été achevée fin 2022 au lieu de 2021 en raison de la crise sanitaire. La deuxième phase, avec une capacité de 200 MW, est actuellement prévue pour 2024.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	120 MW extensible à 200 MW
Puissance unitaire d'aérogénérateur	50,4 MW
Nombre d'aérogénérateurs	84
Localisation	Tétouan

❖ PROJET DE PARC EOLIEN TISKRAD (100 MW)

Cadre du projet :

Le projet du parc éolien de TISKARD sera réalisé dans le cadre de la production privée d'électricité, avec des contrats de fourniture et d'achat d'électricité (PPA) établis entre l'Office National de l'Électricité et de l'Eau Potable (ONEE) et les partenaires privés sélectionnés par le biais d'appels d'offres internationaux pour le Projet Intégré de l'Énergie Éolienne de 850 MW développé par l'ONEE. Le coût estimé du projet s'élève à 1,8 milliard de dirhams. L'appel d'offres a déjà été adjugé, marquant une avancée significative dans le processus. La mise en service du parc éolien de TISKARD est prévue pour l'année 2024.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	100 MW
Nombre d'aérogénérateurs	50
Productible annuel	325 GWh/an
Localisation	Laayoune
Co2 évité	230 750 Tco2/an

❖ PROJET DE PARC GHRAD JRAD 80 MW

Cadre du projet :

Le parc éolien GHRAD JRAD, d'une capacité de 80 MW, est développé par la Société Voltalia Maroc, conformément à la loi n°13-09 sur les énergies renouvelables. Ce projet comprend la construction d'une ligne électrique de 250 km, reliant le parc au poste électrique Très Haute Tension (THT) de l'ONEE-BE à Laayoune. L'énergie produite sera fournie aux clients de la société. Le coût total du projet est estimé à 1,28 milliard de dirhams, et sa mise en service a été lancée en 2021.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	80 MW
Productible annuel	300 GWh/an
Localisation	Laayoune, Commune Foum El Oued
Co2 évité	270000 Tco2/an

❖ PROJET DU PARC EOLIEN OUALIDIA II DE 18 MW

Cadre du projet :

Le parc éolien de l'OUALIDIA II, d'une capacité de 18 MW, est en cours de développement par la Société INNOVENT, conformément à la loi n°13-09 sur les énergies renouvelables. L'énergie produite sera fournie aux clients de la société. Le coût total du projet est de 250 millions de dirhams. L'avancement du projet inclut l'octroi d'une autorisation provisoire pour l'extension du parc à INNOVENT, suivie d'une prorogation de cette autorisation.

Les caractéristiques énergétiques du projet :

Puissance installée	18 MW
Productible annuel	40 GWh/an
Localisation	Safi, Commune Oualidia
Co2 évité	33600 Tco2/an

3. Système de transformation de l'énergie éolienne

3.1. Technologie d'éoliens

Comme illustré dans la figure 1.4, le secteur actuel de l'énergie éolienne classe les principales technologies des éoliennes en fonction de divers critères et facteurs. Parmi ces critères de classification, les éléments suivants revêtent une importance capitale.

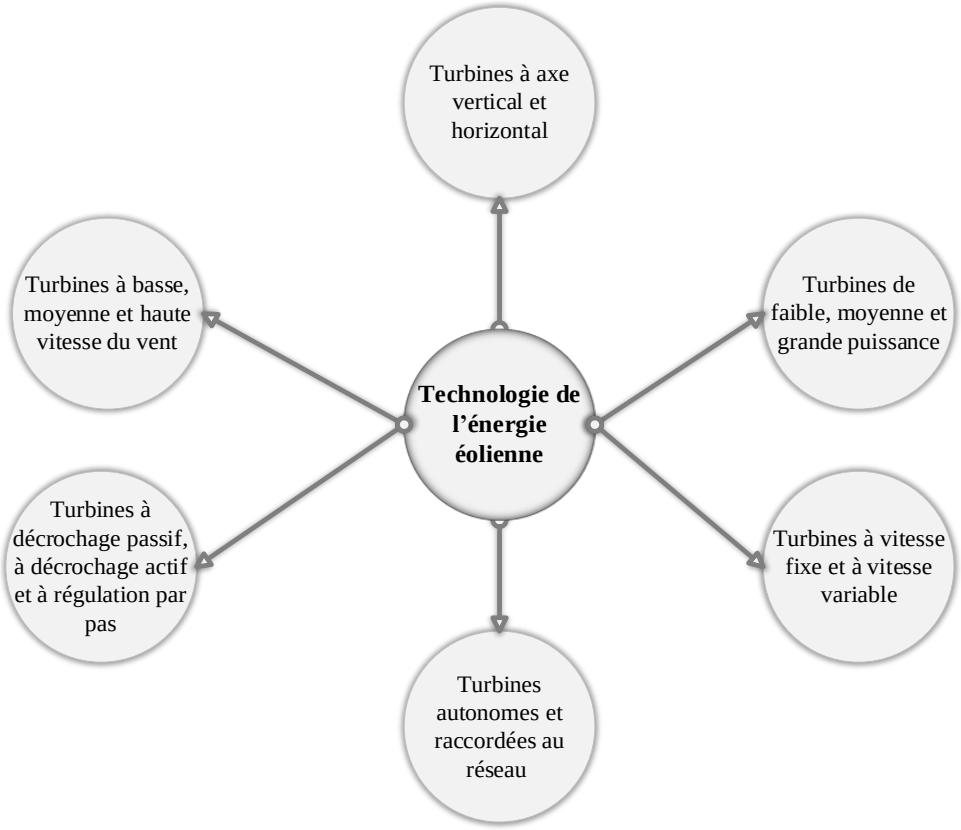


Figure 1.4 - Principaux types de technologies éoliennes

Turbines à axe vertical et horizontal : Le domaine de l'énergie éolienne propose deux types fondamentaux de turbines, selon l'orientation de l'axe de rotation par rapport au sol : les éoliennes à axe vertical (VAWT) et les éoliennes à axe horizontal (HAWT), comme le montre la figure 1.5.

Bien que les deux types d'éoliennes convertissent l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, leur principale distinction réside dans l'orientation de leurs axes de rotation par rapport au sol [29].



(a) Eolienne à axe vertical

(b) Eolienne à axe horizontal

Figure 1.5 - Technologies d'éoliennes

Les turbines éoliennes à axe vertical présentent un arbre de générateur placé perpendiculairement au sol. Le rotor de ces éoliennes est composé de profils aérodynamiques courbés montés verticalement, avec diverses conceptions de rotors. Les VAWT sont plus pratiques à installer et à entretenir que les HAWT, car le générateur et le multiplicateur sont situés près du sol [30]. Les VAWT peuvent capter le vent depuis n'importe quelle direction, éliminant ainsi le besoin d'ajuster l'orientation des pales. Cependant, leur arbre de rotor est généralement long, ce qui les expose davantage aux vibrations mécaniques. De plus, les pales du rotor subissent des vitesses de vent inégales, élevées en haut et faibles en bas, rendant la régulation de la puissance aérodynamique complexe. Par conséquent, les VAWT ne conviennent pas aux applications de grande puissance.

En revanche, les éoliennes à axe horizontal (HAWT) disposent d'un arbre de générateur positionné horizontalement par rapport au sol. La plupart de leurs composants mécaniques et électriques sont logés dans une nacelle, montée sur une tour qui élève la nacelle pour permettre aux pales de tourner librement [31]. Les HAWT utilisent généralement trois pales de rotor. Grâce à leur hauteur, les pales du rotor sont exposées à des vents plus forts, ce qui permet aux HAWT de convertir efficacement l'énergie éolienne. Cependant, les coûts initiaux et de maintenance des HAWT sont plus élevés que ceux des VAWT, car les pales, la boîte de vitesses et le générateur des HAWT sont situés à une certaine distance du sol. De plus, les HAWT bénéficient d'une régulation aérodynamique de la puissance plus simple et présentent des vibrations mécaniques moindres que les VAWT. C'est

pourquoi les HAWT sont principalement employées dans des applications de moyenne et grande puissance [31].

Turbines de faible, moyenne et grande puissance : Selon leur capacité électrique nominale, les éoliennes à axe horizontal sont généralement regroupées en trois catégories distinctes [32] :

- **Turbines de faible puissance (<30 kW)** : Ces turbines sont principalement destinées à charger des batteries dans des endroits éloignés et à répondre aux besoins en électricité domestique.
- **Turbines de moyenne puissance (30 à 300 kW)** : Ces éoliennes sont utilisées pour la production décentralisée d'électricité, souvent en conjonction avec d'autres sources d'énergie renouvelable et des systèmes de stockage d'énergie, afin de satisfaire les besoins énergétiques de petites entreprises ou de communautés locales.
- **Turbines de grande puissance (>300 kW) :** Ces éoliennes sont principalement déployées dans le cadre de parcs éoliens industriels, visant à produire de l'électricité à grande échelle.

Turbines à décrochage passif, à décrochage actif et à régulation par pas : En théorie, les éoliennes ont le potentiel de générer une quantité d'énergie supérieure à leur capacité nominale lorsque la vitesse du vent dépasse cette dernière. Cependant, pour assurer un fonctionnement sûr et fiable tout en évitant la surcharge des pales de l'éolienne, il est essentiel de maintenir la puissance de sortie mécanique à sa valeur nominale lorsque la vitesse du vent est élevée. Ce processus est couramment réalisé en ajustant la puissance aérodynamique, qui gère le flux d'air au-dessus des pales du rotor [33]. Il existe trois méthodes de régulation de la puissance aérodynamique : le décrochage passif, le décrochage actif, et la régulation en modifiant l'angle des pales. Les spécificités de la régulation de la puissance de sortie mécanique par ces trois méthodes de contrôle sont expliquées en détail dans la Figure 1.6.

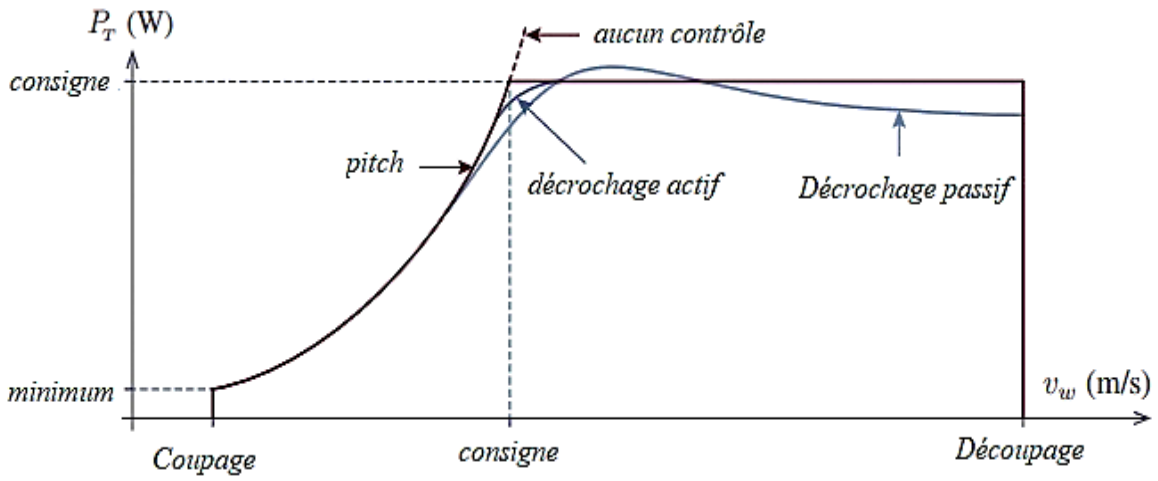


Figure 1.6 - Régulation de la puissance aérodynamique des moteurs à combustion interne par différentes méthodes de contrôle

La régulation de décrochage passive, également connue sous le nom de décrochage, est la première méthode de régulation de puissance utilisée dans les éoliennes, et elle est la plus simple parmi les trois méthodes. Cette approche est la plus simple parmi les trois méthodes de régulation de puissance utilisées dans les éoliennes et ne nécessite aucun capteur, contrôleur électronique ou actionneur, ce qui la rend à la fois économique et robuste [34]. Lorsque la puissance de sortie mécanique (P_T) dépasse la valeur nominale à une certaine vitesse du vent, ce dépassement étant indésirable. À mesure que la vitesse du vent (v_ω) augmente au-delà de la valeur nominale, la puissance de sortie mécanique diminue progressivement, entraînant une conversion d'énergie moins efficace. La régulation de décrochage passive est couramment utilisée dans les éoliennes de faible à moyenne puissance.

Le contrôle actif du décrochage est une version avancée de la régulation de décrochage passive, utilisant des pales de rotor ajustables. Lorsque la vitesse du vent dépasse la valeur nominale, la puissance de sortie mécanique est réduite en ajustant l'angle d'attaque des pales (inclinaison) pour créer des turbulences (mécanisme de décrochage) sur les pales, comme illustré dans la figure 1.8 [35]. Cette approche améliore l'efficacité de la conversion de l'énergie éolienne à basse vitesse et garantit que la puissance de sortie mécanique ne dépasse pas la valeur nominale en cas de vent fort. Cette méthode est couramment utilisée dans les éoliennes de moyenne à grande puissance.

Dans les éoliennes à régulation de pas, les pales du rotor sont réglables, tout comme dans les éoliennes à décrochage actif. Le mécanisme de contrôle de pas est assisté par un contrôleur électronique et des systèmes d'entraînement moteurs (ou hydrauliques). Lorsque la vitesse du vent est élevée, le contrôleur électronique envoie un signal de commande au moteur pour faire pivoter

les pales du rotor le long de leur axe longitudinal (en tangage), réduisant ainsi l'angle d'attaque des pales. La régulation de pas fait tourner les pales "dans le vent" pour créer un mécanisme de décrochage, tandis que le contrôle de tangage fait tourner les pales "hors du vent". La puissance de sortie mécanique est soigneusement régulée par la régulation de pas, offrant des réponses/actions plus rapides que les méthodes de décrochage passif et de décrochage actif. Cette technique est largement utilisée dans les éoliennes modernes de grande puissance [36].

Turbines autonomes et raccordées au réseau : En fonction de l'application visant à générer de l'électricité, les turbines à axe horizontal sont classées en deux catégories : les systèmes autonomes et les systèmes connectés au réseau électrique.

Dans le cas de la production décentralisée, la demande d'électricité varie en fonction du temps, tandis que la puissance de sortie de la turbine éolienne fluctue en réponse à la vitesse du vent. Pour assurer une alimentation électrique stable, sûre et fiable, les éoliennes sont souvent combinées avec d'autres sources de production d'énergie, telles que des générateurs photovoltaïques (PV), des mini/microcentrales hydroélectriques, des installations de biomasse, et même des groupes électrogènes au diesel. De plus, des systèmes de stockage de l'énergie, généralement sous forme de batteries, sont fréquemment intégrés dans ces systèmes [37]. Les éoliennes de faible à moyenne puissance sont couramment utilisées dans des applications autonomes et ne représentent qu'une fraction de la puissance éolienne installée dans le monde.

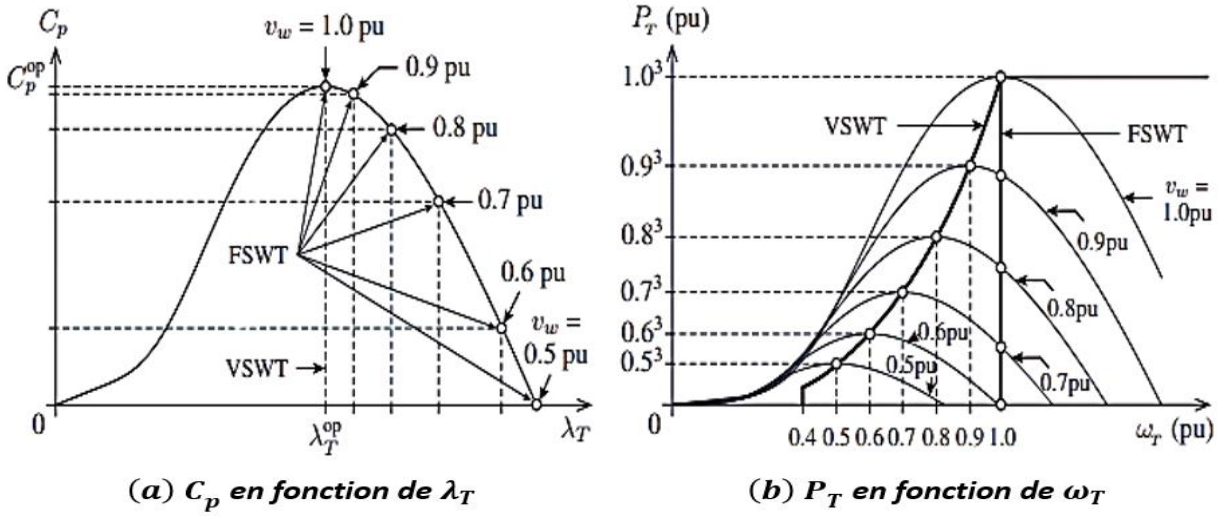
En revanche, la majorité des machines électriques commerciales de grande puissance sont utilisées dans des applications connectées au réseau. Dans ces cas, l'énergie générée par les turbines à axe horizontal de grande puissance est directement injectée dans le réseau électrique. La tension de sortie des éoliennes est généralement inférieure à 1 000 V [38], mais elle est élevée à plusieurs kilovolts à l'aide d'un transformateur élévateur, ce qui permet d'acheminer l'énergie via les lignes de transmission.

Turbines à vitesse fixe et à vitesse variable : En fonction de leur vitesse de rotation, les éoliennes connectées au réseau sont classées en deux catégories : les éoliennes à vitesse fixe (FSWT) et les éoliennes à vitesse variable (VSWT). Pour faciliter la discussion, nous utilisons le rapport de vitesse de pointe (TSR), un paramètre clé dans la conception des éoliennes. Le TSR est défini comme le rapport entre la vitesse tangentielle à l'extrémité des pales et la vitesse du vent [39].

$$\lambda_T = \frac{\omega_T r_T}{v_\omega} \tag{1.1}$$

Où ω_T est la vitesse angulaire de la turbine (rad/s) etv_ω la vitesse du vent (m/s).

Le coefficient de puissance (C_p) mentionné dépend à la fois du rapport de vitesse de pointe (TSR) et de l'angle de calage des pales. La courbe $C_p$en fonction de λ_T est représentée dans la figure 1.7 (a) lorsque l'angle de calage des pales est maintenu à sa valeur nominale, qui est zéro [39,40]. À la vitesse du vent nominale, $v_{\omega,R}$ à la fois les éoliennes à vitesse fixe (FSWT) et les éoliennes à vitesse variable (VSWT) fonctionnent à leur TSR optimal, λ_T^{op}, et atteignent un coefficient de puissance maximal C_p^{op}. La puissance de sortie (P_T) de la turbine à cette vitesse nominale du vent est également maximale, comme indiqué dans la figure 1.7 (b).



(a) C_p *en fonction de* λ_T (b) P_T *en fonction de* ω_T

Figure1.7 - Caractéristiques du FSWT et du VSWT dans différentes conditions de vitesse du vent

La première génération d'éoliennes connectées au réseau, développée dans les années 1980, était basée sur une technologie à vitesse fixe. Ces machines sont directement connectées au réseau électrique, sans avoir besoin d'un convertisseur de puissance, ce qui rend la configuration des éoliennes à vitesse fixe (FSWT) simple et économique [39].

Dans les FSWT, l'aérogénérateur fonctionne à une vitesse presque constante, quelle que soit la vitesse du vent. La vitesse angulaire (ω_T) des FSWT est déterminée en fonction du rapport du nombre de pôles du générateur éolien et de la fréquence du réseau électrique. En se référant à l'équation (1.1), on observe que la valeur du TSR, (λ_T) augmente lorsque la vitesse du vent (v_ω) diminue à une valeur constante de ω_T [40]. En conséquence, en fonction des caractéristiques de ω_T, le coefficient de puissance C_p diminue lorsque λ_T augmente, comme illustré dans la figure 1.9 (a).

Dans la figure 1.7(b), on peut également observer que la puissance de sortie de la turbine (P_T) diminue rapidement en raison de la réduction du coefficient de puissance (C_p) et de la baisse de la vitesse du vent (v_ω). Avec le fonctionnement à vitesse fixe, l'efficacité de la conversion de l'énergie éolienne diminue, et les contraintes mécaniques sur la chaîne cinématique de la turbine augmentent.

Dans les éoliennes à vitesse variable (VSWT), la vitesse de rotation du rotor (ω_T) est ajustée en fonction de la vitesse du vent (v_ω) de manière que l'éolienne fonctionne toujours à une valeur optimale du rapport de vitesse de pointe (TSR), λ_T^{op}. Par exemple, lorsque la vitesse du vent atteint 0,9 fois la valeur nominale, la vitesse de rotation de la turbine/générateur (ω_T) est également ajustée à 0,9 fois la valeur nominale, afin de maintenir un fonctionnement optimal de l'éolienne. Dans de telles circonstances, le coefficient de puissance C_p est maintenu à une valeur optimale, C_p^{op}, et la puissance de sortie P_T est toujours liée de manière cubique à la vitesse du vent v_ω . Par conséquent, l'efficacité de la conversion de l'énergie éolienne dans les éoliennes à vitesse variable (VSWT) est plus élevée que dans les éoliennes à vitesse fixe (FSWT), comme illustré dans la figure 1.9(b). Le coût initial des éoliennes à vitesse variable (VSWT) est élevé en raison de la nécessité d'un convertisseur de puissance. Cependant, l'efficacité énergétique élevée des VSWT compense largement le coût initial élevé ainsi que les pertes de puissance associées au convertisseur.

Turbines/fermes à terre et en mer : Un groupe de turbines éoliennes est souvent installé sur une vaste étendue pour former un parc éolien, qui est ensuite connecté au réseau électrique national. Ces parcs éoliens peuvent être situés sur terre (onshore) ou en mer (offshore) comme illustrer sur la figure 1.18.



(a) Turbines terrestres (onshore)

(b) Turbines en mer (offshore)

Figure 1.8 - Parcs éoliens

Traditionnellement, les parcs éoliens terrestres ont été privilégiés en raison de leur facilité de construction, de leurs coûts initiaux et de maintenance réduits, de leur proximité avec les lignes de transmission électrique, ainsi que de leurs pertes de transmission d'énergie limitées. Les parcs éoliens offshore engendrent des coûts initiaux et de maintenance supérieure par rapport à leurs homologues terrestres, ce qui s'explique par la nécessité de mettre en place des infrastructures plus robustes [41]. En effet, les éoliennes en mer requièrent des fondations plus solides, tandis que les connexions au réseau électrique nécessitent la pose de câbles sous-marins, enfouis profondément sous le fond de l'océan, que ce soit en courant alternatif ou continu [42]. La technologie offshore est une autre force motrice importante derrière la croissance étonnante de l'économie mondiale. Le tableau 1.5 présente une comparaison entre les éoliennes à terre et en mer.

Turbines à engrenages, semi-engrenages et sans engrenages : Les éoliennes peuvent être classées en trois catégories en fonction de la vitesse de rotation de l'aérogénérateur et du type d'accouplement entre l'arbre principal de l'éolienne et l'arbre de l'aérogénérateur. Dans une turbine à engrenages, le rotor à basse vitesse, tournant à environ 5-20 tours par minute, est connecté à l'arbre de l'aérogénérateur à haute vitesse, qui tourne à une vitesse plus élevée, généralement entre 1500 et 1800 tours par minute, grâce à l'utilisation d'un multiplicateur à trois étages [43].

Dans le cas d'une turbine à semi-réducteur, on utilise un multiplicateur à un ou deux étages pour coupler le rotor de la turbine, qui tourne à une vitesse basse, à l'arbre de l'aérogénérateur, qui fonctionne à une vitesse moyenne, généralement comprise entre 400 et 600 tours par minute. Dans le cas d'une turbine sans engrenage, le rotor de la turbine est directement relié à l'arbre du générateur, éliminant ainsi l'utilisation de mécanismes de multiplication de vitesse [44].

Turbines à basse, moyenne et haute vitesse du vent : Conformément à la norme de la Commission électrotechnique internationale (CEI), les aérogénérateurs à Axe Horizontal sont également répartis en diverses catégories en fonction de la vitesse moyenne annuelle du vent [45], du niveau de turbulence, et des rafales exceptionnelles prévues sur une période de 50 ans. Le tableau 1.1 offre un aperçu des différentes classes.

Tableau 1.1 - Classes d'éoliennes selon la norme IEC

Classe de vent	Vitesse moyenne annuelle du vent	Niveau de turbulences	Rafale extrême de 50 ans
IA	Vitesse du vent élevée - 10 m/s	Turbulences élevées - 18%.	Rafale élevée - 70 m/s
IB	Vitesse du vent élevée - 10 m/s	Turbulences faibles - 16%	Rafale élevée - 70 m/s
IIA	Vitesse du vent moyenne - 8,5 m/s	Turbulences élevées - 18%.	Rafale moyenne - 59,5 m/s
IIB	Vitesse du vent moyenne - 8,5 m/s	Turbulences faibles - 16%	Rafale moyenne - 59,5 m/s
IIIA	Vitesse du vent faible - 7,5 m/s	Turbulences élevées - 18%.	Rafale faible - 59,5 m/s
IIIA	Vitesse du vent faible - 7,5 m/s	Turbulences faibles - 16%	Rafale faible - 59,5 m/s
IV	6,5 m/s	–	42 /s

3.2. Composants principaux des systèmes éoliens

Toutes les technologies de turbines énumérées précédemment sont intégrées dans la configuration typique d'une turbine éolienne, qui est détaillée dans la figure 1.9. Les composants les plus visibles de cette installation incluent la tour, la nacelle, les pales du rotor et le transformateur élévateur, tandis que les autres composants sont situés à l'intérieur de la turbine. Les éléments essentiels d'un système de conversion de l'énergie éolienne sont classés en trois catégories principales [44].

- **Composants Mécaniques :** Comprend les pales du rotor, le moyeu du rotor, les roulements du rotor, l'arbre principal, le frein mécanique, la boîte de vitesses, les entraînements de pas, les entraînements de lacet, l'unité de mesure du vent, la nacelle, la tour, la fondation, le système d'échange de chaleur, et l'échelle.
- **Composants Électriques :** Inclut le générateur éolien, le convertisseur électronique de puissance, ainsi que les filtres harmoniques côté générateur et côté réseau, le transformateur élévateur, les câbles d'alimentation, le point de collecte du parc éolien, et l'appareillage de commutation.
- **Composants de Contrôle :** Englobe les systèmes de contrôle liés aux composants mécaniques et électriques.

3.2.1. Composants Mécaniques

Les composants mécaniques jouent un rôle crucial dans le développement pratique des turbines éoliennes. Ces composants convertissent l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique et la transmettent au générateur éolien via la chaîne cinématique. Les composants du "rotor" incluent les pales du rotor, le moyeu du rotor, les roulements du rotor, le cône de nez et l'entraînement de pas. La "chaîne cinématique" comprend le couplage mécanique, les roulements, l'arbre principal à basse vitesse, l'arbre de générateur à haute vitesse, la boîte de vitesses et les freins mécaniques. Voici une brève description des principaux composants mécaniques :

(1) Pales du Rotor : L'énergie cinétique du vent est d'abord convertie en énergie mécanique grâce aux pales du rotor, qui sont profilées comme des ailes d'avion. Les pales des turbines éoliennes sont les composants les plus distinctifs, visibles et importants, partageant des caractéristiques aérodynamiques similaires en raison de leur comportement structurel et aérodynamique. Au cours des trois dernières décennies, la technologie des pales de turbine éolienne a évolué rapidement en termes de conception aérodynamique et de matériaux. Les anciennes turbines étaient équipées de lourdes pales en acier, entraînant une grande inertie [47]. Les turbines plus récentes utilisent des matériaux composites efficaces pour obtenir une faible inertie rotationnelle, permettant ainsi aux WT de s'accélérer rapidement si la vitesse du vent augmente. Les matériaux les plus couramment utilisés dans les WT modernes incluent les polymères renforcés de fibres, l'aluminium, la résine de polyester, le bois de balsa, les plastiques renforcés de verre et les composites de fibres de carbone [48]. Le design à trois pales est la norme pour les WT modernes de plusieurs mégawatts car il assure une charge symétrique.

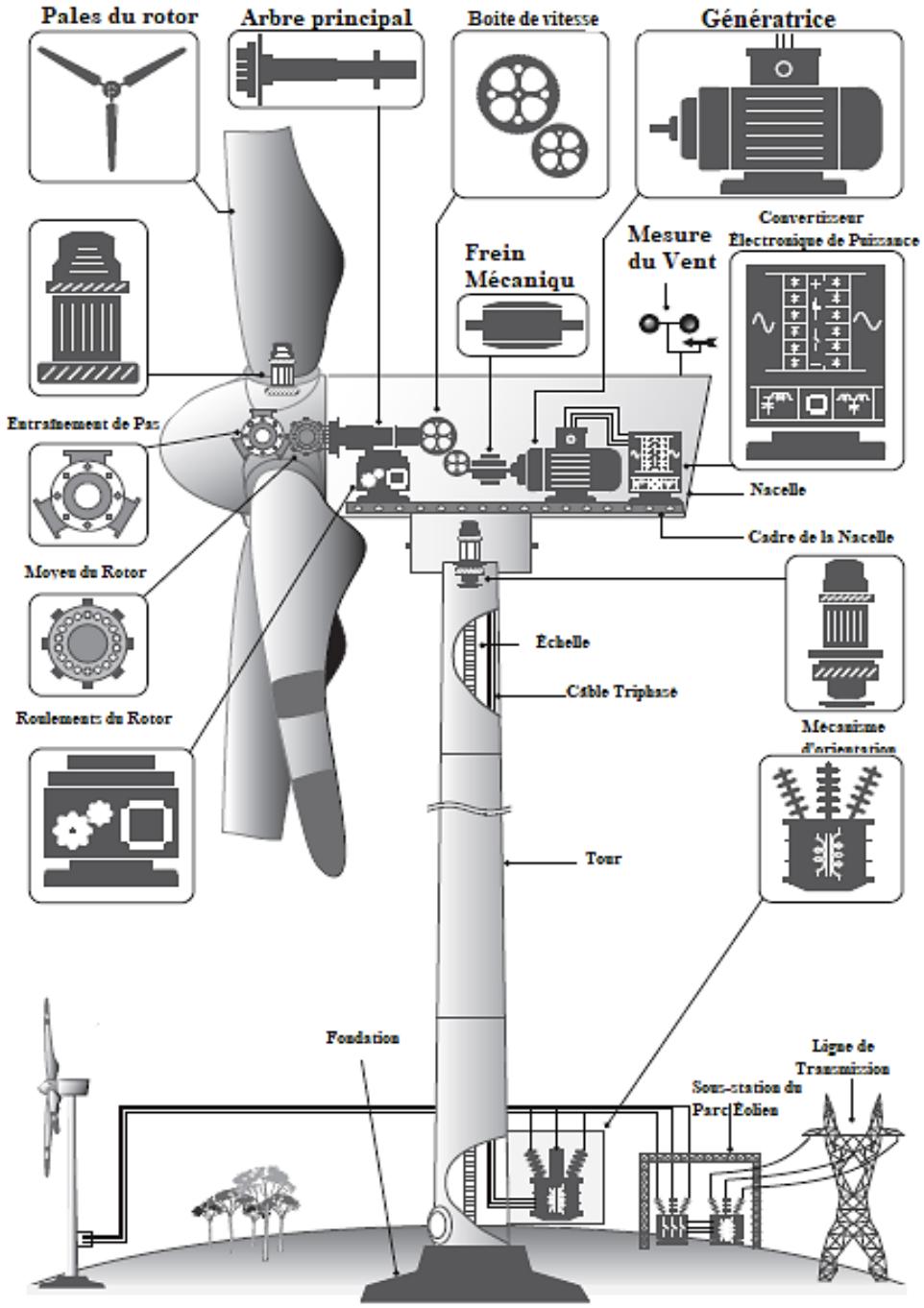


Figure 1.9 - Principaux composants d'un système à vitesse variable et à haute puissance.

(2) Moyeu de Rotor et Paliers : Les moyeux de rotor en fonte ou en acier moulé fournissent un support mécanique aux pales du rotor et convertissent le mouvement transversal des pales en couple pour l'entrée de la boîte de vitesses. Les pales du rotor sont connectées au moyeu de différentes manières selon le type de contrôle aérodynamique de la puissance. Dans les anciennes turbines à décrochage passif, les pales sont directement boulonnées au moyeu [49]. Dans les turbines modernes, un design plus sophistiqué est utilisé pour connecter les pales au moyeu via des mécanismes de variation d'angle. Le moyeu de rotor abrite également les mécanismes de variation

d'angle ou les freins de pointe. Les paliers du rotor assurent le support pour le couplage entre le moyeu de rotor et l'arbre principal tout en facilitant la rotation en douceur de ce dernier.

(3) Arbre Principal et Frein Mécanique : Compte tenu du grand moment d'inertie, les éoliennes de plusieurs mégawatts (MW) fonctionnent généralement à des vitesses très basses (typiquement 5 à 20 tr/min) et à un couple élevé. L'arbre principal, également appelé arbre à basse vitesse, relie le moyeu du rotor à la boîte de vitesses pour la transmission de l'énergie mécanique. L'arbre principal est généralement fabriqué en acier à haute teneur en carbone forgé, en fonte ou en acier moulé pour maintenir un transfert de charge optimisé [50]. Les freins mécaniques sont utilisés pour arrêter l'éolienne en cas d'urgence, comme des conditions de panne (surchauffe de la boîte de vitesses/générateur) ou des rafales de vent élevées. Pour réduire le couple de freinage, les freins mécaniques sont montés directement sur l'arbre à grande vitesse du générateur. Les freins peuvent provoquer une usure importante de l'arbre, et un incendie à l'intérieur de la nacelle s'ils sont utilisés pour arrêter la turbine à pleine vitesse [51]. En pratique, les freins mécaniques sont appliqués après que les mécanismes de variation d'angle et d'orientation aient réduit la vitesse du rotor à une valeur suffisamment basse. Des freins à disque (ou tambour) hydrauliques ou électromécaniques sont utilisés dans les turbines modernes à haute puissance.

(4) Boîte de Vitesses : Pour coupler l'arbre principal à "basse vitesse et haut couple" avec l'arbre du générateur à "haute vitesse et faible couple", une boîte de vitesses à plusieurs étages est utilisée. Une boîte de vitesses à 3 étages contenant 1 étage planétaire et 2 étages hélicoïdaux est généralement employée pour les générateurs à haute vitesse. Pour une boîte de vitesses à 3 étages, les rapports de transmission varient généralement entre 60 et 120, et l'efficacité de la boîte de vitesses varie entre 95 % et 98 % [52]. En pratique, la boîte de vitesses est soumise à une large gamme de conditions de charge en raison de la nature aléatoire de la vitesse du vent. Ce phénomène provoque une usure importante de la boîte de vitesses. Par conséquent, un entretien régulier est nécessaire pour garantir une longue durée de vie. La boîte de vitesses est l'une des principales sources de temps d'arrêt des éoliennes et nécessite des coûts d'entretien élevés, en plus des investissements initiaux considérables. De plus, la boîte de vitesses produit un niveau élevé de bruit audible. Les éoliennes sans boîte de vitesses sont prometteuses pour les applications offshores afin de réduire les coûts de maintenance et les temps d'arrêt.

(5) Mécanismes de Variation d'Angle et d'Orientation : Comme mentionné précédemment, selon les propriétés aérodynamiques, toute turbine particulière génère une électricité maximale à ou au-dessus de la vitesse de vent nominale uniquement. Lorsque la vitesse du vent dépasse la valeur

nominale, l'angle des pales est modifié de manière à ce que la puissance électrique de sortie du générateur soit limitée à la valeur nominale. Dans les grandes éoliennes, trois mécanismes de variation d'angle indépendants et un contrôleur électronique sont utilisées dans le moyeu du rotor pour faire tourner les pales le long de leur axe longitudinal [53]. Les mécanismes de variation d'angle peuvent être mis en œuvre soit par des systèmes hydrauliques, soit par des systèmes électriques, mais ces derniers sont couramment utilisés pour réduire la complexité et les coûts de maintenance.

Le mécanisme d'orientation est utilisé pour orienter les pales du rotor et la nacelle vers le vent afin d'extraire le maximum d'énergie possible. Le mécanisme d'orientation est composé de moteurs électriques, d'un engrenage d'orientation, d'une couronne dentée et de roulements, et produit un couple élevé pour faire pivoter la nacelle [53]. Lorsque la vitesse du vent dépasse la valeur de coupure ou en cas de dysfonctionnement, le mécanisme d'orientation aide à arrêter la turbine en la déplaçant hors du vent.

(6) Unité de Mesure du Vent : Les éoliennes sont équipées d'unités de mesure du vent composées d'un anémomètre et d'une girouette pour surveiller et collecter en continu les données sur le vent. Comme mentionné précédemment, les mécanismes de variation d'angle et d'orientation nécessitent respectivement des informations sur la vitesse et la direction du vent. Les systèmes de contrôle électrique ont également besoin de ces informations pour les opérations à vitesse variable. L'anémomètre est constitué d'une micro-turbine à axe vertical à trois coupelles et d'un transducteur de vitesse pour mesurer la vitesse du vent [54]. Des anémomètres ultrasoniques ont été récemment introduits pour les éoliennes afin d'obtenir des données sur le vent plus précis et de fournir une exploitation plus fiable par rapport aux anémomètres mécaniques. Une girouette, accompagnée d'un transducteur d'angle optoélectronique, mesure la direction du vent, et les unités de mesure du vent sont généralement montées sur la partie supérieure arrière de la nacelle.

(7) Nacelle : La nacelle abrite la majorité des composants mécaniques et électriques et les protège des conditions météorologiques extrêmes. La nacelle fait face au vent en amont pendant les conditions de fonctionnement normales. La taille de la nacelle varie considérablement en fonction du type de boîte de vitesses utilisée. Par exemple, pour les éoliennes à entraînement direct, la taille de la nacelle est plus petite par rapport à celle d'une éolienne avec boîte de vitesses [55]. Dans les récentes éoliennes offshores, une plateforme de levage pour hélicoptère est installée au sommet de la nacelle pour permettre au personnel de service de descendre jusqu'à la turbine depuis un hélicoptère en vol stationnaire au-dessus.

(8) Tour et Fondation : La tour, généralement en acier ou en béton, élève la nacelle et les pales du rotor pour accéder à de meilleures conditions de vitesse du vent. La hauteur de la tour augmente avec le diamètre du rotor ou la capacité de puissance de la turbine, afin de permettre une distance suffisante par rapport au sol. L'exigence de dégagement par rapport au sol est plus importante pour les éoliennes terrestres que pour les éoliennes offshores. Dans les turbines modernes, la hauteur de la tour est environ deux à trois fois la longueur des pales. Les câbles électriques (qui connectent la sortie du convertisseur de puissance au transformateur élévateur) et l'échelle sont fixés à la surface intérieure de la tour [56]. Dans certaines turbines de plusieurs mégawatts, le transformateur élévateur et l'appareillage électrique sont également logés à l'intérieur de la tour pour réduire les besoins en espace et protéger ces composants des conditions météorologiques sévères.

(9) Composants mécaniques divers : Plusieurs autres composants divers existent qui ne sont pas directement impliqués dans la conversion d'énergie. Cependant, ils assistent les principaux composants mécaniques dans le fonctionnement et l'entretien des éoliennes. Ces composants incluent le système de dissipation/échange de chaleur, le système de protection contre la foudre, les amortisseurs de vibrations mécaniques, l'échelle, et l'ascenseur de service.

3.2.2. Composants électriques

(1) Générateur : Le générateur éolien convertit l'énergie mécanique de rotation en énergie électrique. Les génératrices utilisées dans les turbines éoliennes se déclinent en plusieurs catégories. La figure 1.10 présente une classification des différents types de génératrices adaptées aux applications éoliennes. On peut regrouper ces génératrices en deux grandes catégories :

- Les génératrices à induction.
- Les génératrices synchrones.

Les génératrices synchrones se différencient principalement par la technologie utilisée pour leur rotor. Ce dernier peut être constitué soit d'un enroulement alimenté en courant continu, soit d'aimants permanents. En ce qui concerne les génératrices à induction, elles se divisent en deux types : celles à cage d'écureuil et celles à rotor bobiné. Les génératrices à induction avec rotor bobiné, souvent appelées générateurs asynchrones à double alimentation (GADA), ont la particularité de pouvoir fournir de l'énergie électrique à partir du stator ou du rotor.

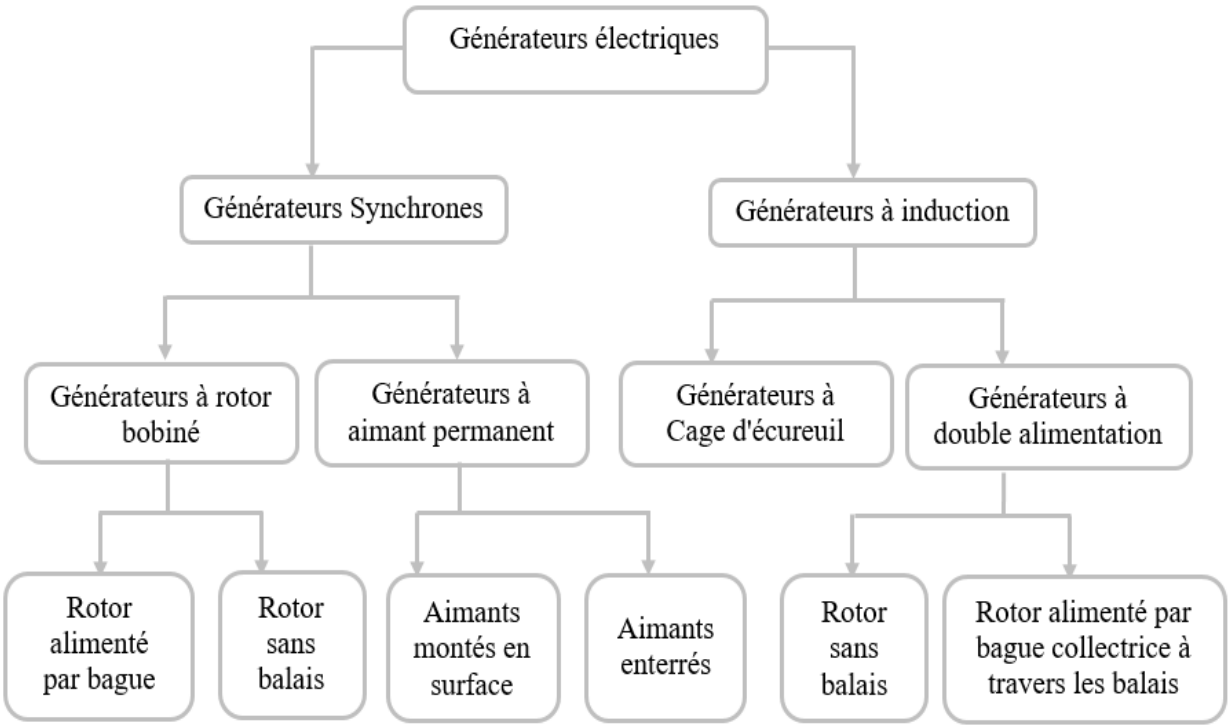


Figure 1.10 - Classification des générateurs d'éoliennes

- **Type Machine Asynchrone**

Un système de conversion d'énergie éolienne utilisant un générateur asynchrone à cage d'écureuil (MAS) à vitesse fixe, sans interface de convertisseur de puissance est présenté à la figure 1.11. Dans cette configuration, le générateur est relié au réseau par un démarreur progressif et un transformateur élévateur. Cette technologie, développée dans les années 1980, représente la première et la plus ancienne méthode appliquée aux éoliennes [57].

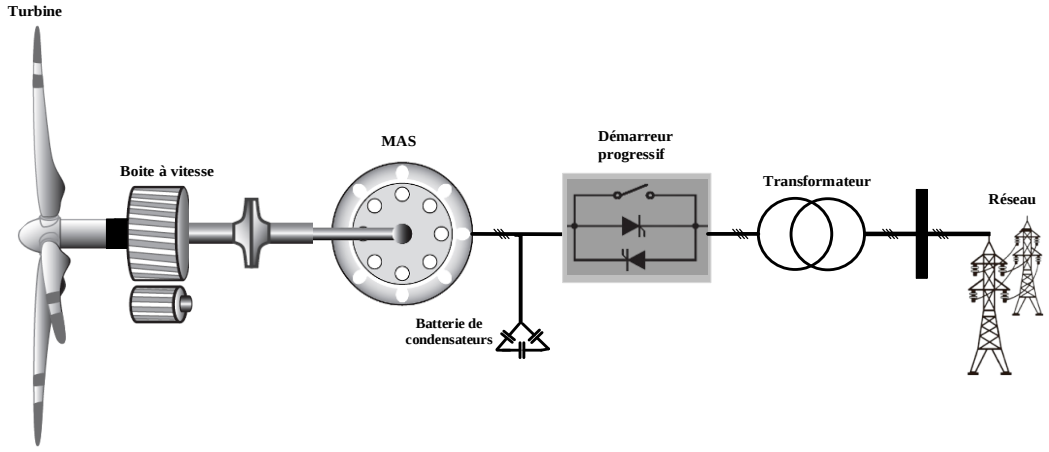


Figure 1.11 - Configuration d'une éolienne à base de MAS

Dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne à haute puissance, les générateurs asynchrones à cage d'écureuil sont conçus avec quatre ou six pôles pour fonctionner à des fréquences de 50 ou 60 Hz. Bien que la vitesse du générateur varie légèrement avec celle du vent, cette fluctuation reste

minime (moins de 1 % au-dessus de la vitesse synchrone), d'où la classification en systèmes à vitesse fixe. Certains MAS à pôles changeables permettent deux vitesses de rotation selon la vitesse du vent. Les premières éoliennes utilisaient un contrôle passif par décrochage, tandis que les modèles modernes utilisent des techniques de contrôle actif ou de réglage des pales (pitch control)[58]. Une boîte de vitesses à trois étages est généralement utilisée pour adapter la différence de vitesse entre le rotor de la turbine et le générateur.

Pendant le processus de démarrage, la différence de tension entre le générateur éolien et le réseau électrique provoque un fort courant d'appel. Un démarreur progressif triphasé, composé de thyristors montés en antiparallèle et d'un interrupteur de dérivation, limite ce courant d'appel à des niveaux sûrs. L'angle d'amorçage des thyristors est progressivement ajusté de manière à ce que la tension du réseau appliquée au générateur éolien augmente progressivement de zéro à la valeur nominale. Après la procédure de démarrage, les thyristors sont contournés par un interrupteur (en raison de leur capacité thermique limitée et pour réduire les pertes de puissance), et le système fonctionne essentiellement sans convertisseur de puissance [59]. Le MAS absorbe de la puissance réactive du réseau ; pour compenser ce mécanisme, des batteries de condensateurs triphasés sont généralement utilisées. Pour fournir une compensation optimale de la puissance réactive, plusieurs batteries de condensateurs sont employées pour être connectées et déconnectées du système électrique triphasé en fonction des besoins. Les principaux avantages et inconvénients de cette configuration sont résumés ci-dessous.

- Configuration simple de conversion d'énergie.
- Faibles coûts initiaux et de maintenance grâce à l'utilisation du MAS et d'un démarreur progressif peu coûteux.
- Fiabilité accrue car aucun convertisseur de puissance n'est nécessaire.
- Efficacité de conversion de l'énergie éolienne réduite en raison de la plage de vitesse étroite (1%).
- Les variations de la vitesse du vent entraînent des problèmes de stabilisation de la fréquence du réseau.
- Les pannes du réseau provoquent des contraintes importantes sur les composants mécaniques de l'éolienne

- **Type Machine Asynchrone à Double Alimentation**

Dans le but de continuer à élargir la plage de vitesse de fonctionnement des éoliennes et d'éliminer le démarreur progressif ainsi que le compensateur de puissance réactive côté réseau, des turbines à base de la DFIG ont été développées. La configuration d'un système de conversion d'énergie

éolienne utilisant un générateur asynchrone à double alimentation (DFIG) et un convertisseur électronique de puissance, est illustrée à la figure 1.12 [60].

Dans cette configuration, l'énergie provenant du générateur asynchrone à double alimentation est acheminée vers le réseau à la fois par les enroulements du stator et du rotor.

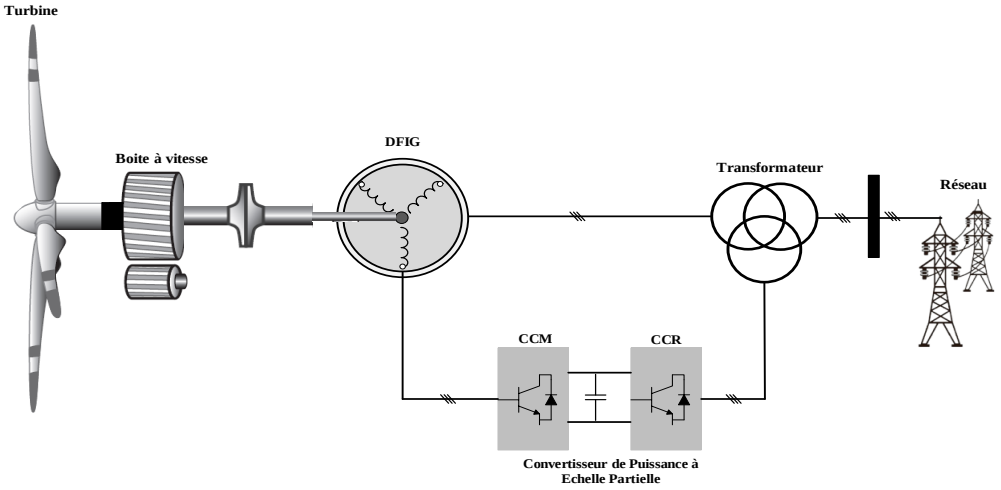


Figure 1.12 - Configuration d'une éolienne à base de la GADA

Le convertisseur dans le circuit du rotor n'a à traiter que la puissance de glissement ; par conséquent, la capacité de ce convertisseur ne doit représenter que 30 % de la puissance nominale du générateur [61]. Cette configuration permet de réduire les coûts, le poids et l'espace requis dans la nacelle. Le convertisseur de puissance est généralement composé de convertisseurs de source de tension (VSC) à deux niveaux, connectés en configuration back-to-back (BTB). Le VSC côté machine, également appelé convertisseur côté rotor (CCM), contrôle-le couple/la vitesse du générateur ou la puissance active/réactive, tandis que le convertisseur côté réseau (CCR) contrôle la tension du bus DC. Le transformateur élévateur utilise une structure à trois enroulements, avec deux enroulements primaires côté générateur et un enroulement secondaire côté réseau. Les principales caractéristiques de cette configuration sont résumées ci-dessous :

- Les convertisseurs de puissance permettent un flux bidirectionnel d'énergie dans le circuit du rotor. La vitesse du générateur peut être ajustée jusqu'à 30 % au-dessus ou en dessous de la vitesse synchrone, ce qui améliore l'efficacité de conversion d'énergie et réduit les contraintes sur les composants mécaniques.
- Le convertisseur de puissance assure une connexion fluide au réseau et une compensation de la puissance réactive côté réseau, rendant ainsi les démarreurs progressifs et les batteries de condensateurs inutiles.
- Le convertisseur de puissance offre également une meilleure performance dynamique et une plus grande robustesse face aux perturbations du système électrique [62].

- **Type Machine Synchrone à convertisseur complet**

Pour permettre des opérations à vitesse variable sur toute la plage de vitesses du vent, les turbines à vitesse variable à base de la génératrice Synchrone ont été développées dans les années 1990. La configuration de ce système comprenant un générateur éolien et un convertisseur de puissance à échelle complète composé d'un convertisseur côté machine (CCM), d'un condensateur de liaison DC, et d'un convertisseur côté réseau (CCR), est illustrée à la figure 1.13. Contrairement aux turbines à base de la GADA, où le convertisseur de puissance est connecté au circuit du rotor pour traiter la puissance de glissement, les turbines de cette configuration utilisent un convertisseur de puissance entre les bornes du stator du générateur éolien et le réseau électrique pour traiter toute la puissance électrique produite. Ainsi, la capacité du convertisseur de puissance passe de 30 % à 100 % [63].

Les générateurs GSRB, GSAP sont tous utilisés dans ce type de configuration avec des puissances nominales pouvant atteindre plusieurs mégawatts. Parmi les différentes classes de générateurs éoliens, le PMSG est le plus populaire.

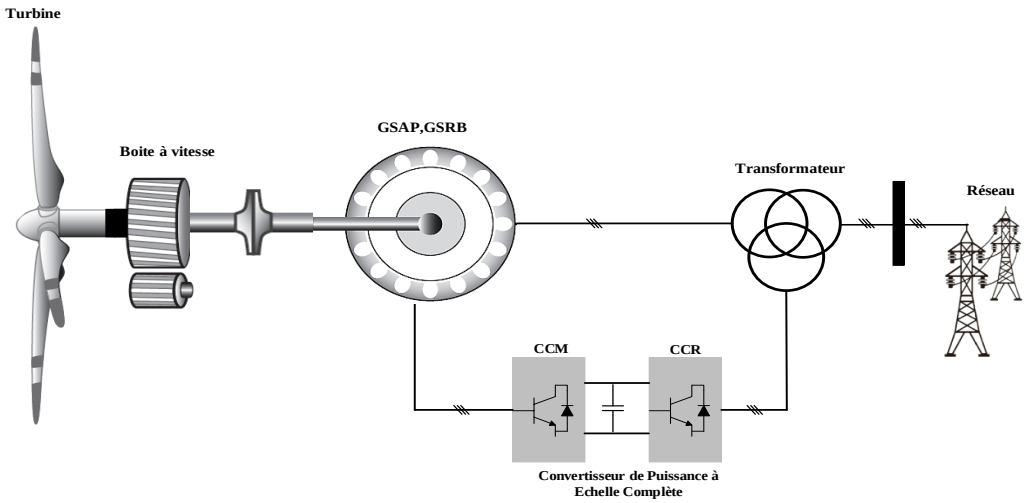


Figure 1.13 - Configuration d'une éolienne à base de GSAP à convertisseur complet

La configuration du convertisseur de puissance connecté en back-to-back (BTB) illustrée à la figure 1.13 est similaire à celle montrée à la figure 1.12 en termes de construction, de modulation et de contrôle numérique. Ce convertisseur de puissance peut fournir ou consommer de la puissance réactive, agissant ainsi comme une banque dynamique de condensateurs/inducteurs, ce qui contribue à maintenir la stabilité du système électrique. Le transformateur élévateur peut être supprimé en faisant fonctionner les convertisseurs de puissance au niveau de la moyenne tension (MV). Voici les principaux avantages et inconvénients de cette configuration :

- Capacité à réguler la puissance réactive, améliorant ainsi la stabilité du réseau.

- Possibilité d'éliminer le transformateur élévateur, réduisant ainsi les coûts et les pertes associées.
- Complexité accrue due à l'intégration de convertisseurs de puissance à échelle complète.
- Coût initial plus élevé par rapport aux configurations de la GADA.

Le tableau 1.2 présente un récapitulatif des avantages et des inconvénients des différents types d'éoliennes.

Tableau 1.2 - Avantages et inconvénients des différents types des machines

Type d'éolienne	Avantages	Inconvénients
MAS à vitesse fixe	-Construction simple et robuste. -Faibles coûts initiaux et de maintenance. -Absence de l'électronique de puissance.	-Consomme de la puissance réactive du réseau. -Limité aux opérations à grande vitesse uniquement. -Nécessite un démarreur progressif pour limiter le courant d'appel. -Magnétisation de la machine imposée par le réseau
MADA à vitesse variable	-Fonctionnement à vitesse variable sur 30 de la plage de vitesse. -Maximisation de la puissance récupérée. -Dimensionnement des convertisseurs statiques à 30 % de la puissance nominale. -Contrôle flexible de la puissance réactive.	-Les coûts initiaux et de maintenance sont élevés. -Commande complexe. -Maintenance des contacts bagues-balais.
MSAP à vitesse variable	-Haute densité de puissance et grande fiabilité. -Fonctionnement à vitesse variable sur toute la plage de vitesse. -L'absence de la boite de vitesse.	-Diamètre du générateur grand. -Risque de démagnétisation des aimants permanents. -Coût élevé des matériaux à aimants permanents

(2) Convertisseur de puissance : La tension et la fréquence de sortie du générateur éolien varient en fonction de la vitesse de rotation (vitesse du vent). Les bornes de sortie du générateur peuvent être directement couplées au réseau ou être connectées via un convertisseur électronique de puissance. Le convertisseur de puissance transforme la tension alternative (AC) de sortie du générateur en tension continue (DC) à l'aide d'un redresseur (convertisseur AC/DC), puis la

reconvertit en tension alternative avec une amplitude et une fréquence fixes grâce à un onduleur (convertisseur DC/AC). Dans la plupart des éoliennes, la configuration des convertisseurs AC/DC et DC/AC est identique et est connue sous le nom de convertisseur connecté en back-to-back (BTB). En disposant les dispositifs de commutation de puissance de différentes manières, éventuellement avec des éléments de liaison en courant continu (DC-link) tels que des condensateurs ou des inductances, il est possible de dériver de nombreuses topologies de convertisseurs de puissance [64]. Ces convertisseurs électroniques de puissance peuvent être combinés avec des générateurs électriques pour former une grande variété de configurations de systèmes de conversion d'énergie éolienne. Les harmoniques de commutation sont inévitables lors de l'utilisation de convertisseurs de puissance.

Pour résoudre ce problème, des filtres harmoniques sont utilisés dans les convertisseurs côté machine (CCM) et côté réseau (CCR) [65]. Le filtre harmonique du CCM aide à réduire la distorsion harmonique des courants et des tensions du générateur. Ce processus permet de diminuer les pertes harmoniques dans le noyau magnétique et les enroulements du générateur. Le filtre harmonique du CCR aide à satisfaire les exigences strictes en matière d'harmoniques spécifiées par les codes du réseau. Les convertisseurs de puissance sont classés en deux grandes catégories en fonction de la tension de fonctionnement : les convertisseurs à basse tension (BT) et les convertisseurs à moyenne tension (MT). Le choix entre une opération en basse tension ou en moyenne tension pour un convertisseur de puissance est déterminé par l'amplitude de la tension de sortie du générateur éolien. Un convertisseur de puissance basse tension est utilisé avec un générateur éolien basse tension ; de même, un convertisseur de puissance moyenne tension est employé avec un générateur éolien moyenne tension.

(3) Transformateur élévateur : Le transformateur élévateur est essentiel dans une éolienne ; sans lui, il serait nécessaire de concevoir le générateur éolien et le convertisseur de puissance pour qu'ils fonctionnent directement au niveau de tension du point de collecte du parc éolien. Bien que cette solution puisse supprimer le coût du transformateur élévateur, elle entraîne des dépenses supplémentaires liées à l'utilisation d'un générateur éolien et d'un convertisseur de puissance en moyenne tension [66]. Actuellement, dans l'industrie de l'énergie éolienne, toutes les éoliennes intègrent des transformateurs élévateurs comme composant standard. Ces transformateurs se déclinent en deux types : le transformateur sec (en résine coulée) et le transformateur rempli de liquide (huile).

(4) Câbles d'alimentation : Les câbles d'alimentation relient la sortie du convertisseur de puissance, généralement situé dans la nacelle, au transformateur élévateur, qui est placé à la base de l'éolienne. Les câbles de puissance BT sont constitués de cuivre revêtu et d'un système d'isolation simple. Le coût, la taille et les pertes de puissance associées aux câbles BT augmentent à mesure que la puissance nominale de l'éolienne BT augmente. Par exemple, considérons un convertisseur de puissance de 6,0 MW fonctionnant à 690 V. La valeur efficace des courants de ligne triphasés atteint 5020 A, ce qui nécessite l'utilisation de câbles d'alimentation à haute capacité de courant. Dans certaines conceptions d'éoliennes, le transformateur est placé dans la nacelle pour réduire les coûts et les pertes des câbles. Cependant, cette approche exige une optimisation de la taille des autres composants électriques et mécaniques.

4. Machine asynchrone à double alimentation

Jusqu'au milieu des années 1990, la technologie prédominante pour les éoliennes installées impliquait des machines à induction à cage d'écureuil directement reliées au réseau, avec une production d'énergie à vitesse constante. Aujourd'hui, le paysage a changé et la majorité des éoliennes actuellement installées sont basées sur un générateur à induction doublement alimenté (GADA) Ce dernier partage le marché avec les générateurs synchrones à rotor bobiné (WRSG) et l'introduction récente des générateurs synchrones à aimant permanent (GSAP) [67]. Chacune de ces solutions facilite la production à vitesse variable.

4.1. Dénominations et établissement de la MADA

La machine asynchrone suscite un grand intérêt dans la littérature en raison de son potentiel pour diverses applications. Elle est envisagée tant comme une génératrice pour les énergies renouvelables, que comme moteur pour diverses applications industrielles.

Le schéma de la figure 1.14 représente le symbole d'une machine asynchrone à double alimentation [68,69]

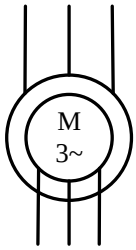
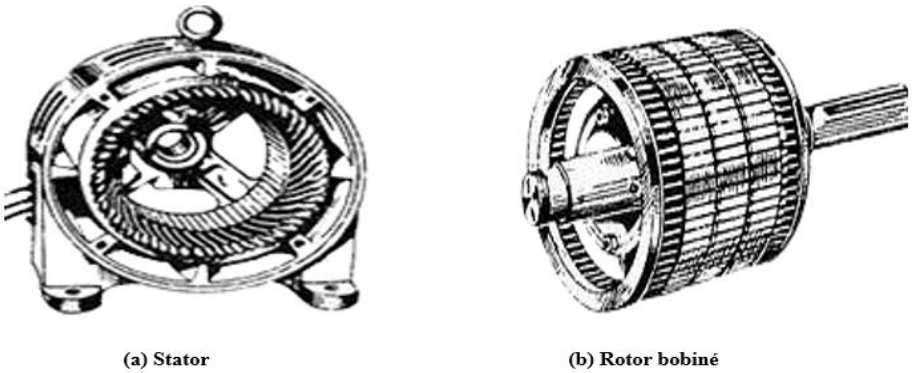


Figure 1.14 - Symbole de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone se divise principalement en deux composants comme la montre la figure1.15 :

- Le stator qui est la partie fixe similaire à celui des machines asynchrones à cage ou des machines synchrone composé généralement d'un empilement de tôle ferromagnétique avec des encoches pour les enroulements.
- Le rotor qui est la partie mobile composé aussi d'un empilage de tôles avec un bobinage triphasé de P paires de pôles.

Les composants statoriques et rotoriques sont constitués de trois enroulements identiques connectés en triangle ou en étoile, orientés parallèlement d'une manière sinusoïdale avec un décalage de 120°[68].



(a) Stator (b) Rotor bobiné

Figure 1.15- Schéma d'une machine asynchrone à rotor bobiné.

Cette machine est connue aussi sous le nom d'une machine généralisée, en raison de sa capacité à fonctionner selon différents modes d'alimentation, peut être utilisée de manière similaire à plusieurs types de machines électriques. Si les enroulements du rotor de la MADA sont court-circuités, elle peut être assimilée à une machine asynchrone à rotor court-circuité [68]. Lorsque le flux dans le rotor de la machine est maintenu constant, elle se comporte comme une machine synchrone. De même, si l'on considère que le flux dans le stator de la MADA est constant, elle peut être interprétée comme une machine à courant continu. Cette flexibilité d'utilisation lui confère une grande polyvalence dans diverses applications industrielles et énergétiques.

4.2. Secteurs d'application de la machine asynchrone à double alimentation

- ***Fonctionnement en mode génératrice***

La machine asynchrone à double alimentation est largement utilisée dans le domaine des énergies éolien à vitesse variable en raison de sa capacité à optimiser la conversion de l'énergie et contrôler plus précisément la vitesse de rotor et la puissance générée.

La configuration largement répandue dans le fonctionnement en mode génératrice est représentée par la figure 1.16 Cette configuration implique l'alimentation du rotor par un convertisseur, tandis que le stator est directement connecté au réseau électrique [70].

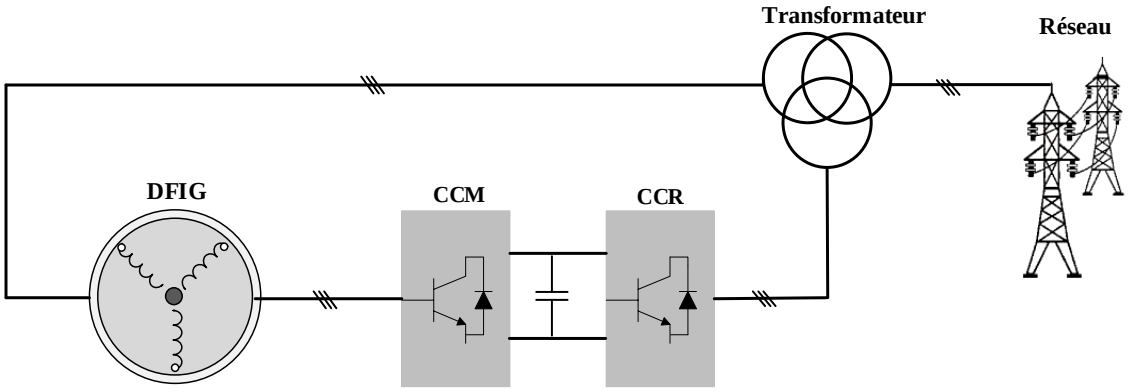


Figure 1.16 - Schéma de principe d'une machine asynchrone fonctionne en mode génératrice

- ***Fonctionnement en mode moteur***

Le second thème, s'intéresse au fonctionnement en mode moteur, bien que cette application ne concerne pas le thème considéré dans cette thèse, son étude est indispensable en raison du vaste nombre de recherche menées et la diversité des sujets traités (voitures électriques et hybrides, les ascenseurs, l'entrainement des pompes d'eau...) [71]. La configuration la plus répandue dans l'application en mode moteur est représentée par la figure 1.17.

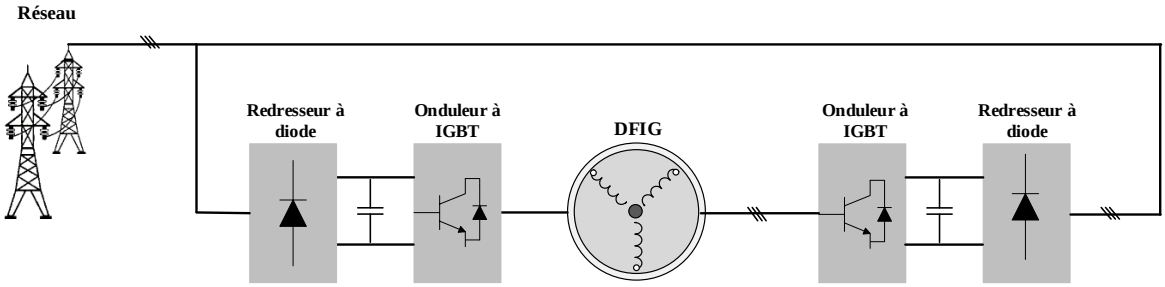


Figure 1.17 - Schéma de principe d'une machine asynchrone fonctionne en mode moteur

4.3. Modes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

Tout comme la machine asynchrone conventionnelle, la MADA peut opérer en tant que moteur ou générateur. Cependant, la principale distinction réside dans le fait que, contrairement à la machine asynchrone classique, le mode de fonctionnement moteur ou générateur de la MADA n'est plus dicté par sa vitesse de rotation. En effet, tandis qu'une machine asynchrone classique doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour fonctionner en tant que moteur ou générateur, la MADA offre une flexibilité différente [71]. Dans ce cas, c'est la commande des tensions du rotor qui permet de contrôler le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en mode hyper-synchrone ou hypo-synchrone selon les besoins spécifiques de l'application. Alors, nous avons quatre modes opérationnels caractéristiques de cette machine figure 1.18.

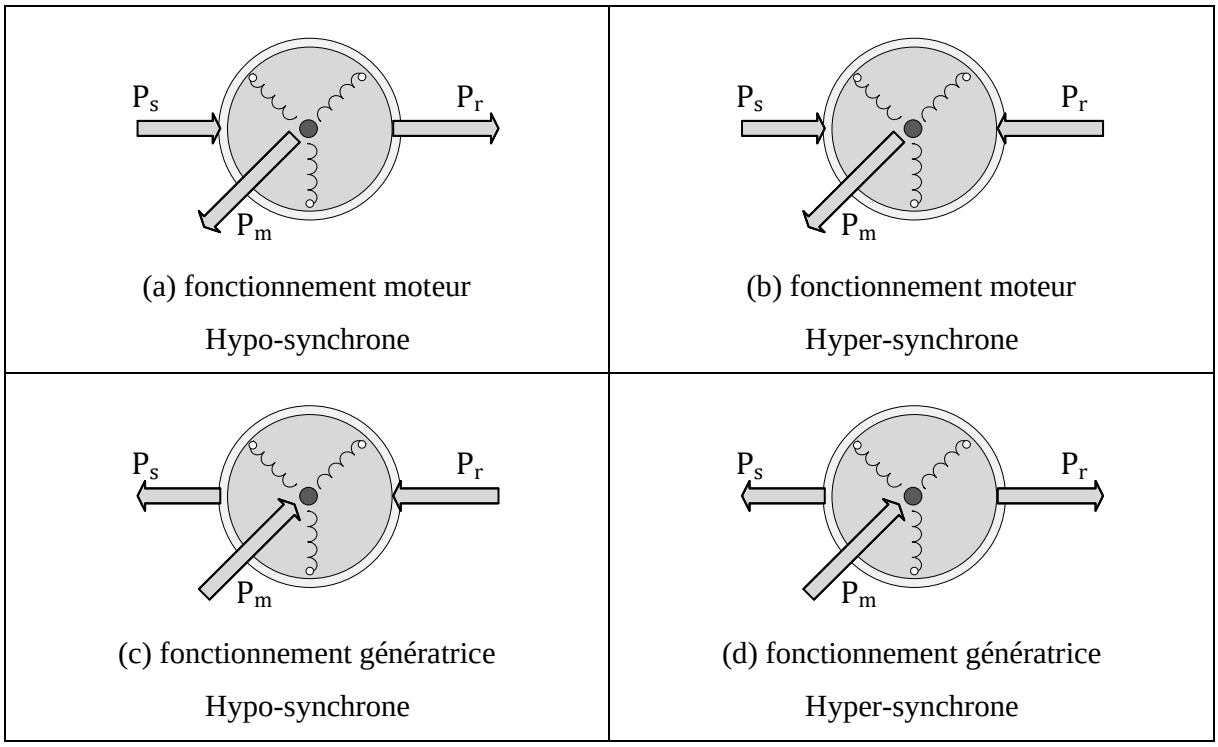


Figure 1.18 - Modes de fonctionnement de la MADA

- ***Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone***

Dans ce type de fonctionnement, le champ magnétique rotatif induit par les enroulements du rotor est aligné dans la même direction que le champ magnétique du stator. La figure 1.18 (a) illustre que la puissance est fournie par le réseau au stator, tandis que la puissance de glissement traverse le rotor et peut être réinjectée dans le réseau.

- ***Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone***

Dans ce type de fonctionnement, Le champ magnétique rotatif induit par les enroulements du rotor est en opposition de phase avec celui du stator, car la vitesse de rotation devient supérieure à la vitesse de synchronisme. La figure 1.18 (b) illustre que la puissance est fournie par le réseau au rotor afin d'être converti en puissance mécanique.

- ***Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone***

Dans ce type de fonctionnement, la puissance est fournie au réseau par le stator tandis que la puissance de glissement est également fournie par le rotor figure 1.18 (c).

- ***Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone***

Dans ce type de fonctionnement, toute la puissance mécanique fournie à la machine est transférée au réseau, comme illustré dans la figure 1.18 (d). La puissance est délivrée au réseau par le stator, tandis que le rotor réinjecte la puissance de glissement.

4.4 Différents type d'association de La MADA/Convertisseur

Dans la littérature scientifique, diverses configurations de connexion de la machine asynchrone à double alimentation avec le réseau sont documentées. Dans cette section du chapitre, nous allons répertorier les configurations les plus couramment décrites dans la littérature [73] :

- ***Rotor alimenté par un convertisseur, stator alimenté par le réseau***

Cette configuration consiste à connecter directement le stator au réseau électrique tandis que le rotor de la machine est alimenté via un onduleur. Elle est largement utilisée pour les applications éoliennes. Ce type d'alimentation permet de dimensionner le convertisseur côté rotor à seulement 30% de la puissance maximale. La figure 1.19 montre le schéma de principe de cette configuration.

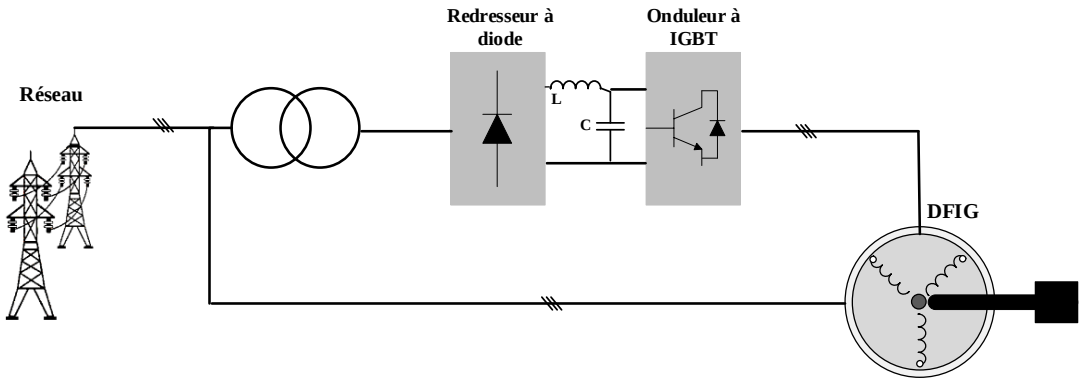


Figure 1.19 - Schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimenté par un convertisseur, stator alimenté par le réseau

- ***Stator alimenté par un convertisseur, Rotor alimenté par le réseau***

Cette configuration consiste à connecter directement le côté rotorique tandis que le côté statorique est alimenté via un onduleur. Cette approche est principalement utilisée dans les applications motrices. La figure 1.20 illustre la structure d'alimentation de cette configuration.

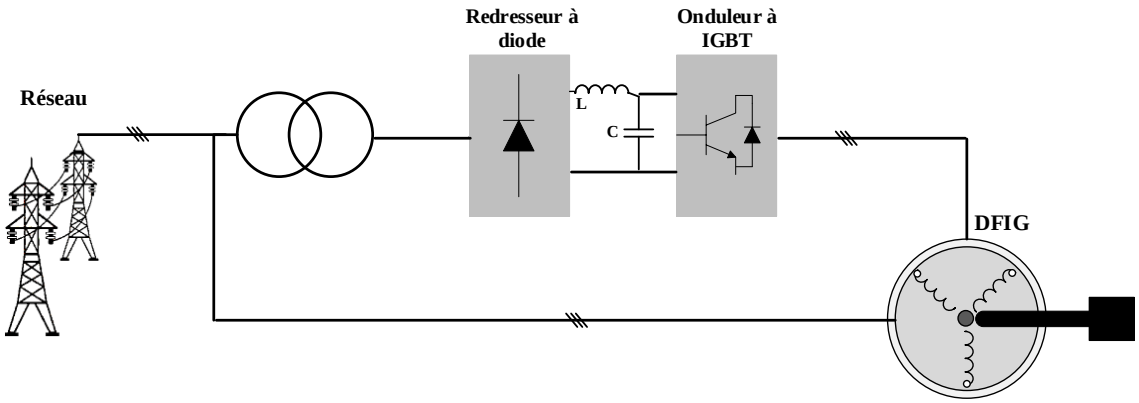


Figure 1.20 - Schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimenté par le réseau, et Stator alimenté par un convertisseur

- ***Stator alimenté par le réseau, Rotor est court-circuité***

Cette configuration consiste à connecter directement le stator au réseau électrique, avec un rotor court-circuité. La machine MADA dans ce cas est comportée comme un moteur asynchrone à cage. La figure 1.21 illustre le schéma de principe de ce type d'alimentation.

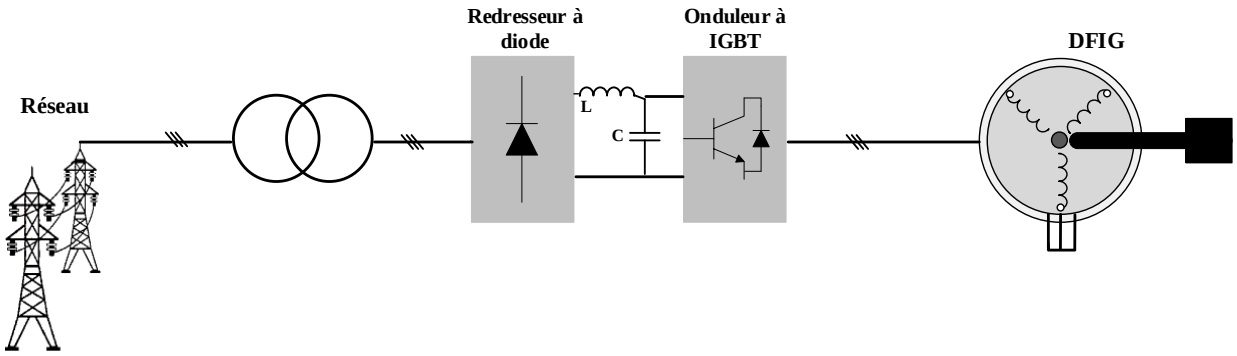


Figure 1.21 - Schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné court circuité et alimentée par onduleur coté stator

- ***Stator et rotor alimenté par deux convertisseurs séparés***

Cette configuration se comporte comme la configuration la plus efficace dans la littérature, elle consiste à alimenter les deux cotées de la machine à l'aide de deux onduleurs distincts figure 1.22. Il existe deux solutions possibles : l'utilisation d'un seul redresseur et deux onduleurs ou bien l'utilisation de deux redresseurs et de deux onduleurs.

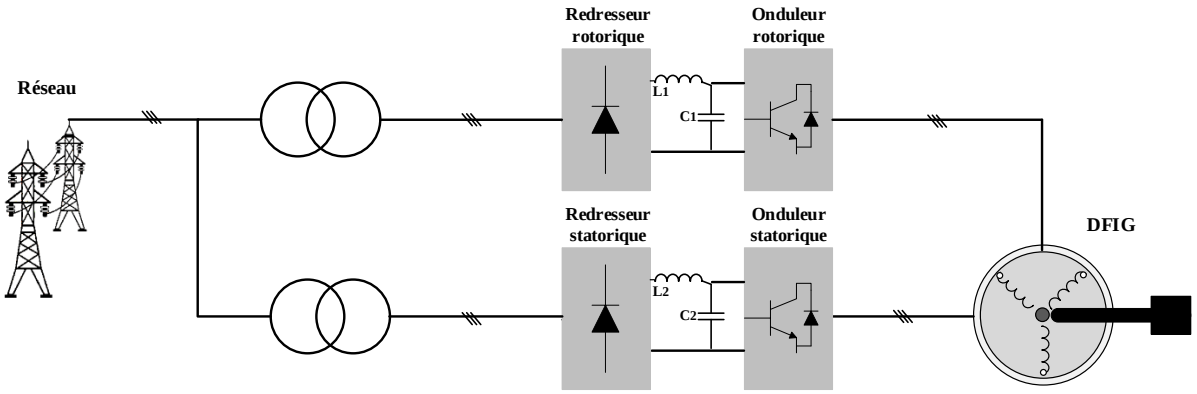


Figure 1.22 : Schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné et stator alimenté par des convertisseurs séparés

4.5. Avantages et inconvénients de la MADA

Dans cette section, nous introduisons brièvement les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable [74]:

❖ ***Avantages de la MADA***

Contrôle accru : L'accès au rotor permet de contrôler les grandeurs électriques telles que le courant et la tension du rotor, offrant ainsi une grande flexibilité et une précision accrue dans la régulation du flux et du couple électromagnétique.

Flexibilité : La capacité à alimenter indépendamment le stator et le rotor offre une flexibilité accrue dans la gestion de la machine selon les besoins de l'application.

Réduction des pertes : Le contrôle indépendant du stator et du rotor permet de réduire les pertes dans la machine, ce qui améliore son rendement global.

Le partage des fréquences entre le stator et le rotor : l'utilisation de deux onduleurs pour alimenter la machine permet de travailler à des fréquences relativement élevées, évitant ainsi la dégradation des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt.

Fonctionnement en régime dégradé : Grace à La configuration des deux convertisseurs la machine peut fonctionner dans un régime qui est dégradé.

La double alimentation présente plusieurs avantages, notamment la réduction des dimensions des convertisseurs statiques, ce qui permet de diminuer les pertes fer de la machine et d'augmenter son rendement. De plus, elle offre la possibilité d'un transfert bidirectionnel de la puissance rotorique, ce qui permet une gestion plus efficace de l'énergie [75].

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) offre une combinaison unique des avantages de la machine synchrone et de la machine asynchrone. Elle permet un fonctionnement à vitesse de rotation variable tout en offrant une régulation découplée des puissances active et réactive. Cette caractéristique rend la MADA extrêmement polyvalente et adaptée à une gamme étendue d'applications où la flexibilité de contrôle et l'efficacité énergétique sont essentielles.

❖ ***Inconvénients de la MADA***

Bien que la MADA (Machine Asynchrone à Double Alimentation) présente de nombreux avantages, elle comporte également certains inconvénients notables, notamment en termes de coût, de taille, d'encombrement et de complexité technique [75].

Coût : En raison de sa conception plus complexe et de la nécessité d'équipements de contrôle supplémentaires, la MADA peut être plus coûteuse à fabriquer et à entretenir.

Taille et encombrement : La MADA peut nécessiter des composants supplémentaires tels que des convertisseurs et des dispositifs de refroidissement, ce qui peut augmenter sa taille et son encombrement.

Complexité : La conception et le contrôle de la MADA sont plus complexes que ceux des machines asynchrones conventionnelles, ce qui peut nécessiter des compétences techniques avancées.

4.6. Le Passé, le Présent et l'Avenir des Plateformes de Contrôle

La théorie du contrôle pour l'électronique de puissance a émergé de manière rigoureuse, parallèlement au développement des dispositifs semiconducteurs et en avance sur l'évolution des plateformes de contrôle. La figure 1.23 présente graphiquement l'évolution des dispositifs semi-conducteurs et des plateformes de contrôle.

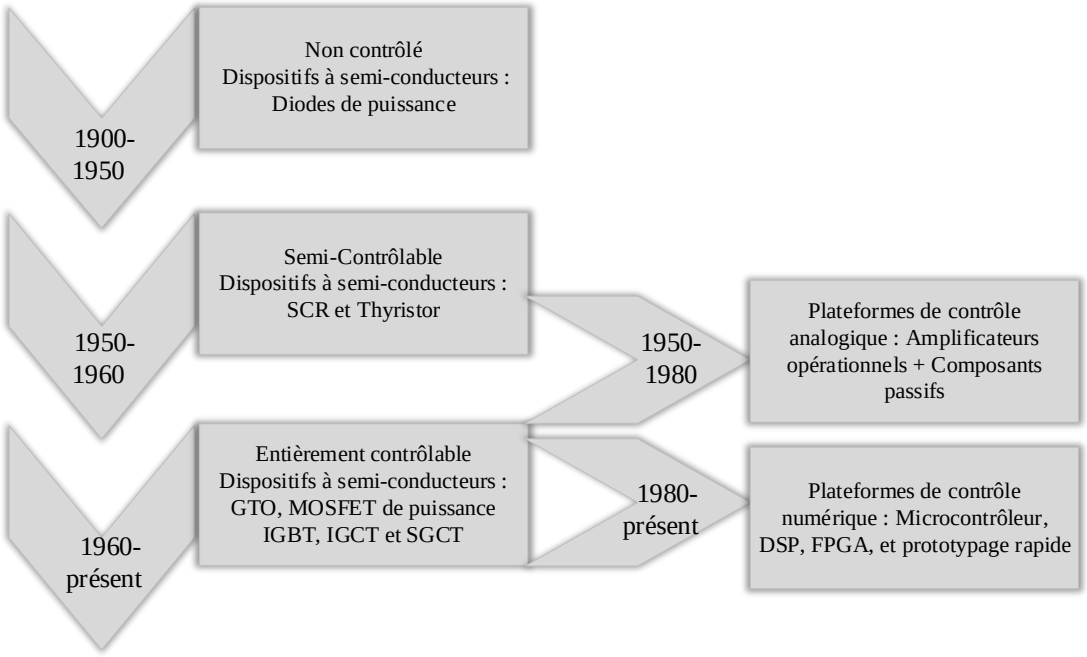


Figure 1.23 - Évolution des dispositifs à semi-conducteurs et des plateformes de contrôle

Un interrupteur idéal est soit complètement ouvert, soit fermé sans absorber aucune puissance. Quand il est fermé, il permet au courant de passer sans générer de chute de tension. À l'inverse, un interrupteur ouvert peut supporter la tension appliquée tout en empêchant le passage du courant.

Depuis le début du 20e siècle, divers dispositifs à semi-conducteurs ont été développés pour atteindre ces caractéristiques idéales, comme les diodes, les diodes de puissance, les redresseurs commandés par le silicium (SCR), les thyristors, les MOSFET de puissance, les IGBT, et d'autres encore. Ces dispositifs sont classés en trois catégories : non contrôlés, semi-contrôlés et entièrement contrôlés [76].

La diode de puissance appartient à la famille des dispositifs à semi-conducteurs non contrôlés, car ses moments de mise en marche et d'arrêt dépendent de la commutation naturelle. Ce dispositif ne

nécessite pas de plate-forme de commande supplémentaire pour fonctionner. Des bornes de commande ont été ajoutées aux dispositifs à semi-conducteurs de deuxième génération pour activer ou désactiver les interrupteurs selon la performance souhaitée. Les premiers dispositifs développés, tels que le SCR et le thyristor, ont marqué le début de l'ère de l'électronique de puissance. Ces dispositifs de commutation sont activés par un schéma de contrôle, mais leur désactivation n'est pas aussi précise que pour les diodes de puissance |77]. Par conséquent, le SCR et le thyristor sont considérés comme des dispositifs semi-contrôlés. Les signaux de commande (ou angles de déclenchement) pour les SCR sont générés par des plateformes de contrôle analogiques qui régulent la tension de sortie. Ces plateformes analogiques, utilisant des amplificateurs opérationnels et des composants passifs, sont simples et peu coûteuses à mettre en œuvre. Cependant, elles présentent plusieurs inconvénients, tels qu'un grand nombre de composants, une fiabilité réduite du système, une sensibilité aux perturbations environnementales (comme le bruit et la température) et un vieillissement.

Les dispositifs RB-IGBT, IGCT et SGCT ont été développés pour contrôler les moments de mise en marche et d'arrêt et obtenir des caractéristiques proches de celles d'un interrupteur idéal. Au début, les plateformes de contrôle analogiques étaient utilisées pour générer des signaux de commande basés sur la modulation de largeur d'impulsion (PWM) ou le contrôle par hystérésis. Pour atteindre une performance élevée, des schémas de contrôle avancés ont été développés dans les années 1970 [77], impliquant des calculs puissants et des algorithmes mathématiques complexes. Cependant, la capacité de calcul limitée des circuits analogiques ne permettait pas la mise en œuvre en temps réel de ces schémas avancés.

Les algorithmes de contrôle, nécessitant de nombreux calculs mathématiques, sont désormais exécutés rapidement et de manière répétée sur des plateformes de contrôle numérique. L'introduction du processeur numérique de signaux (DSP) par Texas Instruments en 1983 a marqué une avancée significative dans la mise en œuvre de ces schémas de contrôle avancés. Le TMS320C14, l'un des premiers DSP, présente une architecture Harvard, un processeur 16 bits, et une puissance opérationnelle de 10 millions d'instructions par seconde (MIPS). Depuis, les plateformes de contrôle numérique ont évolué rapidement et ont révolutionné le domaine du contrôle industriel, permettant le développement d'algorithmes de contrôle sophistiqués [78]. Parmi les exemples modernes de plateformes de contrôle numérique en temps réel, on trouve les microcontrôleurs, les DSP, les circuits logiques programmables (FPGA) et les systèmes de prototypage rapide.

Le DSP (processeur numérique de signaux) est un microprocesseur spécialisé avec une architecture optimisée. La plupart des DSP utilisent l'arithmétique à virgule fixe pour réduire la complexité matérielle et les coûts tout en augmentant la vitesse de calcul. Les DSP à virgule flottante, bien que plus coûteux, facilitent l'implémentation des algorithmes de contrôle. Parmi les DSP les plus utilisés dans le contrôle de l'électronique de puissance, on trouve le TMS320F2812 à virgule fixe et le TMS320F28335 à virgule flottante, offrant une puissance de calcul de 150 MIPS avec une fréquence d'horloge de 150 MHz. Texas Instruments, leader du marché des DSP, produit la série C6000 avec des modèles haut de gamme atteignant 1,2 GHz et 8000 MIPS [78].

Les FPGA (circuits logiques programmables) ont été largement développés dans les années 1990 pour implémenter des calculs numériques complexes dans le domaine de l'électronique de puissance. Les FPGA offrent une flexibilité matérielle, des calculs parallèles, une grande vitesse, une fiabilité et des entrées/sorties rapides. Les plateformes DSP et FPGA peuvent être combinées pour partager les calculs et exécuter des algorithmes complexes, bien que cela implique un coût élevé. Xilinx et Altera dominent actuellement le marché des FPGA avec plus de 80 % de parts de marché.

Les plateformes de prototypage rapide, comme le dSPACE DS1103/1104, utilisent des DSP à virgule flottante et les relient à des logiciels de simulation comme MATLAB/Simulink. Le DS1103 offre une puissance de calcul de 2500 MIPS avec une fréquence d'horloge de 1 GHz, ce qui le rend plus puissant que les premières versions de DSP [79]. Ces plateformes sont couramment utilisées dans le milieu académique pour passer rapidement de la phase de concept à celle du prototypage expérimental. Étant donné que les plateformes de prototypage rapide utilisent les mêmes microprocesseurs que les produits industriels, la programmation logicielle peut être transférée directement à l'industrie ou avec peu de modifications.

4.7. Élaboration des règles de contrôle

La commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) représente un défi majeur en raison de la complexité de son modèle réel, caractérisé par sa non-linéarité Afin de surmonter cette complexité, plusieurs techniques de commande ont été développées dans le but de résoudre la non-linéarité inhérente au modèle de la machine et d'assurer le découplage efficace entre le flux et le couple. De plus, ces techniques visent à maintenir les performances de la régulation de consigne indépendamment des variations paramétriques et des perturbations, tout en garantissant des performances élevées avec une précision et une rapidité accrue. La littérature propose une classification générale des lois de commandes étudiées, comme illustré dans la figure 1.24 [80].

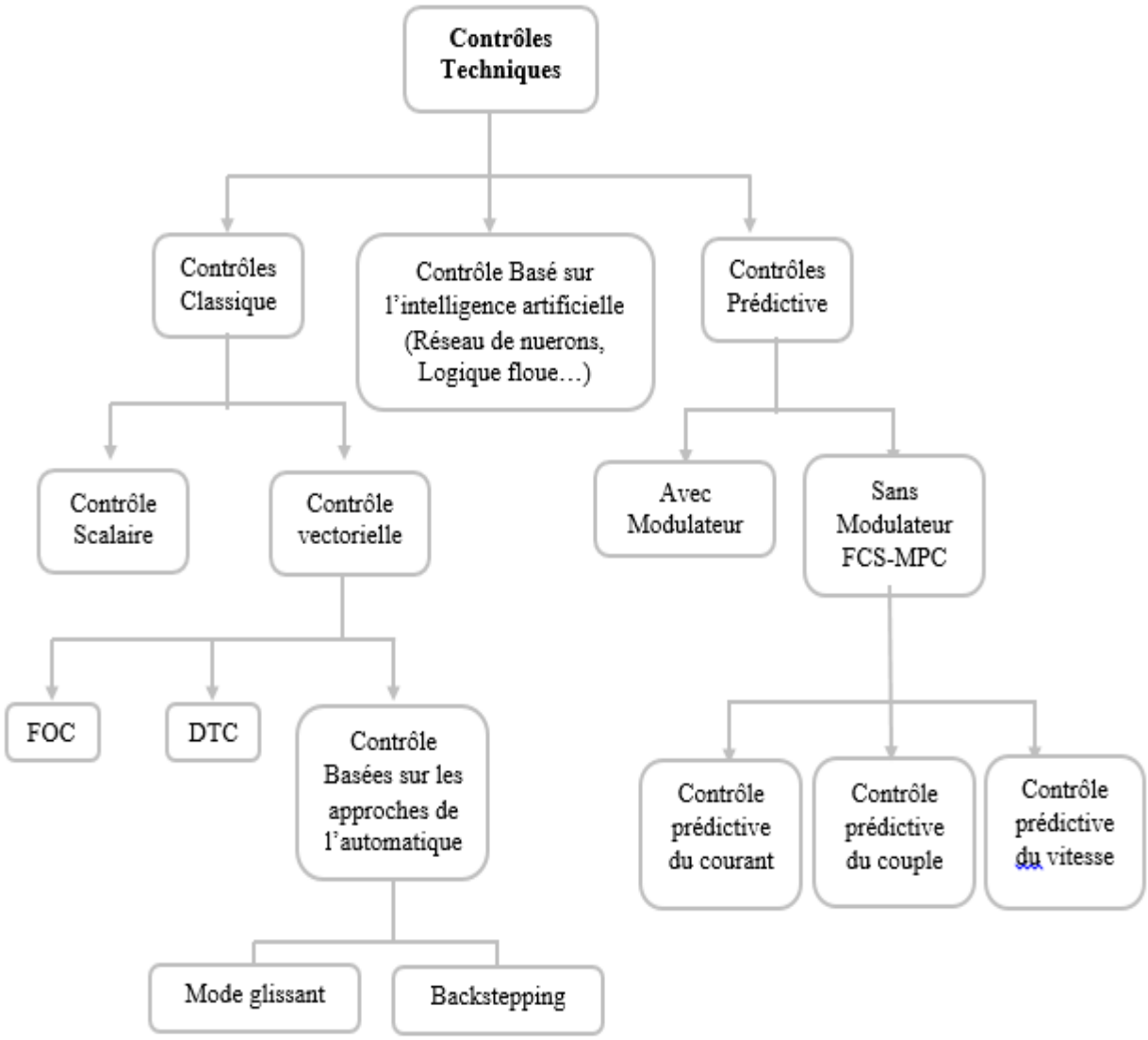


Figure 1.24 - Classification générale des lois de commandes

Dans ce qui suit, nous exposons les diverses techniques de commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) les plus couramment utilisées dans les applications industrielles. Nous examinerons ainsi les difficultés rencontrées ainsi que les inconvénients et avantages de chaque stratégie.

4.7.1. Commandes classiques

Les techniques de contrôle scalaire et vectoriel émanent des méthodes traditionnelles de contrôle, avec le contrôle vectoriel étant largement préféré dans les systèmes électriques et l'industrie éolienne. En contrôle scalaire, seule la fréquence, la tension, le courant et le lien de flux sont ajustés, ce qui assure des performances satisfaisantes en régime permanent. De plus, cette méthode se distingue par sa simplicité d'application et d'intégration. Cependant, son utilisation reste restreinte aux applications où la variation de vitesse est minimale. Malgré les efforts visant à améliorer cette technique, la commande scalaire demeure sujette à des problèmes à basse vitesse. En revanche, le

contrôle vectoriel représente une approche majeure dans le contrôle du couple en régime transitoire [80]. Elle s'est avérée être une voie de recherche cruciale, répondant efficacement aux besoins de l'industrie. Son principe fondamental réside dans l'orientation du flux selon l'axe direct dans le référentiel tournant (d,q). Cette orientation vise principalement à obtenir un découplage entre les grandeurs de contrôle, à savoir le flux et le couple. Ce qui entraine une réponse rapide et une efficacité élevée. Il est possible de distinguer deux types de commande FOC :

-Commande DFOC (Direct Field Oriented Control) qui consiste à mesurer directement le flux magnétique. Cette méthode permet un contrôle précis du flux magnétique et du couple, car elle agit directement sur le champ magnétique de la machine. Cependant, elle nécessite des capteurs de flux supplémentaires pour la mesure directe du flux magnétique, ce qui peut rendre le système plus complexe et coûteux à mettre en œuvre [60].

-IFOC (Indirect Field Oriented Control), dans ce cas e flux magnétique n'est pas mesuré directement, mais est estimé à partir des courants et des tensions mesurés. L'objectif de l'IFOC est d'obtenir un comportement similaire à celui de la DFOC en utilisant uniquement des mesures de courant et de tension. Cette méthode nécessite généralement moins de capteurs que la DFOC, ce qui peut réduire les coûts de mise en œuvre [60]. Cependant, elle peut être moins précise que la DFOC en raison des estimations nécessaires pour le flux magnétique.

En revanche, la détermination des gains PI nécessite une connaissance précise des paramètres de la machine, ce qui rend la commande particulièrement sensible aux variations de ces paramètres. Cette sensibilité accrue peut entraîner une détérioration des performances globales du système de contrôle. Pour résoudre la dépendance aux paramètres de la machine, le contrôle direct de la puissance (DPC) a été proposé, ce contrôle permet de sélectionner directement les états de commutation du convertisseur à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs numériques entre les valeurs commandées et estimées de la puissance active et réactive générées par les contrôleurs à hystérésis, sans recourir aux blocs de modulation PWM et aux boucles de régulation internes. Néanmoins, bien que ce contrôle présente de nombreux avantages, il est sujet à une fréquence de commutation variable et à des problèmes de puissance active et réactive, ce qui limite sa robustesse/

4.7.2. Commandes basées sur l'intelligence artificielle

Les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle (IA) sont devenues indispensables dans les systèmes de conversion d'énergie électrique (SCEE) en raison de leur capacité à traiter les données de manière intelligente et adaptative. Parmi ces techniques, on trouve notamment les réseaux de neurones artificiels et la logique floue, largement utilisés pour leur capacité à traiter de vastes ensembles de données, notamment dans des architectures complexes. Les réseaux de

neurones artificiels (ANN), par exemple, sont privilégiés en raison de leur capacité à modéliser des systèmes dont la complexité ne permet pas une définition analytique. Ces architectures, qui comptent plus de 50 types d'ANN, dont plusieurs spécifiquement adaptées à l'énergie éolienne, sont utilisées dans diverses applications, allant de la classification des modèles à la prévision de séries chronologiques en passant par l'optimisation et le contrôle [81]. Cependant, malgré leurs avantages, ces approches sont également confrontées à des défis, notamment en raison de leur sensibilité aux variations des paramètres de la machine, qui peuvent entraîner une détérioration des performances du système.

Un autre type de commande basée sur l'intelligence artificielle est la logique floue, développée par Lotfi Zadeh dans les années 60. Cette approche, basée sur la théorie des ensembles, vise à gérer le flou présent dans les systèmes en le quantifiant de manière précise. Elle repose sur des valeurs linguistiques plutôt que nettes, ce qui lui permet de gérer des concepts comme la vérité et le faux avec une certaine nuance. La logique floue est largement utilisée dans de nombreux domaines, y compris les systèmes énergétiques, pour planifier efficacement les solutions pragmatiques en tenant compte des variations et des imprécisions du système [82].

4.7.3. Commandes basées sur les approches de l'automatique

D'autres approches de contrôle, fondées sur les principes de l'automatique et utilisant des descriptions basées sur les variables d'état, se sont également avérées essentielles pour concevoir des systèmes de contrôle efficaces. Ces stratégies offrent une meilleure compréhension des propriétés des systèmes et permettent de dimensionner plus précisément les compensations nécessaires pour garantir la stabilité et améliorer les performances des entraînements électriques à vitesse variable. Parmi ces techniques, on peut citer la commande à structure variable par mode glissant et la commande Backstepping [83].

La commande par mode glissant, une approche de contrôle non linéaire fondée sur la fonction de Lyapunov, a suscité un intérêt considérable dans des domaines variés tels que la robotique, la mécanique et le génie électrique, en raison de sa stabilité et de sa réponse dynamique efficace. Cette technique permet de réduire la complexité des systèmes d'ordre élevé à des variables d'état d'ordre inférieur en guidant la trajectoire de l'état du système vers une surface de glissement préétablie en temps fini. Cependant, Cependant, elle présente certains inconvénients, tels que le phénomène de Chattering, induit par la partie discontinue de la commande, ce qui peut entraîner des effets indésirables sur les machines.

Dans l'intervalle, le Backstepping a captivé l'attention des chercheurs en raison de sa capacité à stabiliser les systèmes malgré les variations substantielles du vent, grâce à l'utilisation de la fonction

de Lyapunov à chaque étape de la conception [83]. Le principe de ce contrôle consiste à décomposer un système non linéaire complexe en une série de sous-systèmes du premier ordre en cascade, où chaque sous-système agit comme un contrôle virtuel pour le suivant, assurant ainsi une convergence efficace vers l'état d'équilibre.

Bien que ces approches offrent généralement des performances satisfaisantes dans de nombreux cas, elles sont souvent associées à des algorithmes complexes et à un volume de calcul élevé, ce qui peut rendre leur mise en œuvre expérimentale difficile. Le choix de la stratégie de contrôle dépend de divers facteurs, tels que l'application spécifique, les performances requises et la balance entre coût et performance. En conséquence, ces approches sont relativement peu utilisées dans les applications industrielles d'entraînements électriques.

4.7.4. Commande prédictive

La philosophie du contrôle prédictif a vu le jour dans les années 1950 dans le domaine du contrôle des processus, particulièrement adapté aux systèmes caractérisés par une dynamique lente Elle a été largement appliquée pour relever les défis du contrôle à contraintes multivariables dans des industries telles que le pétrole et les produits chimiques, et a été largement acceptée en raison de sa simplicité inhérente [84]. Avec l'avènement des processeurs de signaux numériques (DSP), les méthodologies de commande prédictive ont trouvé une application dans les domaines du génie électrique impliquant des variables rapides.

Les recherches sur la commande prédictive des convertisseurs électroniques de puissance remontent aux années 1980. Dans le domaine des convertisseurs de puissance, les techniques sont globalement classées en deux groupes : les techniques de commande prédictive à base de modulateurs (telles que la commande prédictive à temps mort, le MPC à jeu de contrôle continu, la commande prédictive généralisée et la commande par courant direct) et les schémas de commande prédictive sans modulateurs (y compris le MPC à hystérésis, le MPC à suivi de trajectoire, le MPC direct et le FCS-MPC). La figure 1.25 ci-dessous présente une classification des différentes stratégies de contrôle prédictif [85].

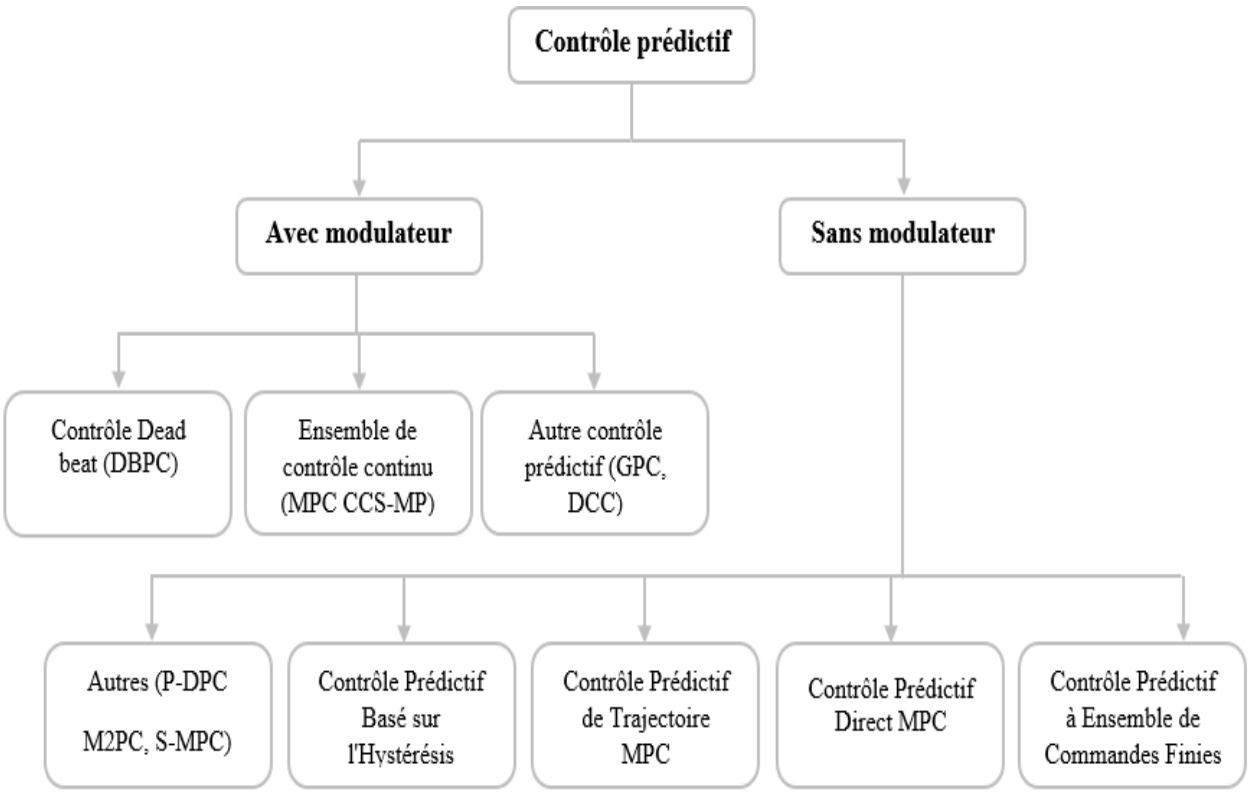


Figure 1.25 - Classification des différentes stratégies de contrôle prédictif.

Le principe fondamental de ce contrôle repose sur la prédiction du comportement futur du système en utilisant le modèle dynamique du processus intégré dans le contrôleur en temps réel. Cette anticipation permet d'optimiser les réglages en calculant les valeurs optimales des paramètres de contrôle. Cette stratégie de commande s'est révélée efficace, flexible et couronnée de succès dans diverses applications industrielles, même pour des systèmes avec une faible période d'échantillonnage.

La commande prédictive de type "deadbeat" calcule la variable de commande qui annule l'erreur entre la variable de commande et l'entrée de référence. Bien que cette technique de contrôle présente une réponse dynamique rapide, son défi provient des variations des paramètres du système et des perturbations, ce qui peut entraîner une dégradation des performances. En outre, le contrôle prédictif de modèle (MPC) est reconnu comme une stratégie simple et puissante pour gouverner les convertisseurs de puissance en raison de son applicabilité aux systèmes multi-variables, de la prise en compte des non-linéarités et des contraintes du système, et de la rapidité de la réponse dynamique Le principe opérationnel de cette technique consiste à utiliser un modèle mathématique pour prévoir le comportement futur du système, puis à minimiser une fonction de coût prédéfinie pour atteindre les objectifs de contrôle spécifiés. La mise en œuvre de la MPC dans les convertisseurs de puissance peut être classée en deux grandes catégories : la MPC à ensemble de contrôle continu (CCS-MPC) et la commande prédictive à ensemble de contrôle fini (FCS-MPC) [84].

Dans le CCS-MPC, un modulateur est nécessaire pour produire les états de commutation, ce qui entraîne une fréquence de commutation fixe. Cependant, l'inconvénient de la CCS-MPC réside dans les complexités découlant des non-linéarités incorporées dans le modèle, ce qui rend l'optimisation en ligne difficile à l'aide de plates-formes matérielles conventionnelles. Inversement, la commande prédictive FCS-MPC tire parti de la nature discrète des convertisseurs statiques, qui découle du nombre limité de leurs états de commutation. Cet avantage allège la charge de calcul pour la prédiction et le traitement, car chaque convertisseur possède un ensemble fini d'états de commutation. Le processus de prédiction est limité à ces états. Ensuite, un mécanisme d'optimisation sélectionne l'état optimal (vecteur de tension optimal) à appliquer à la charge.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné l'état de l'art de l'énergie éolienne et la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Nous avons abordé sa structure, son fonctionnement, ses avantages, ses inconvénients, ainsi que les différentes configurations de l'association machine-convertisseurs et ses applications. Nous avons également exploré divers travaux sur les techniques de commande appliquées à cette machine.

En raison des nombreux avantages offerts par la configuration de la MADA alimentée par deux onduleurs de tension, nous avons choisi cette approche pour notre projet de thèse. Le chapitre suivant sera dédié à la modélisation et à la présentation de la MADA en mode génératrice.

Chapitre 2 : Modélisation du système éolien à vitesse variable à base de la GADA

1. Introduction

Avant d'aborder la synthèse des lois de contrôle pour la machine asynchrone à double alimentation, il est essentiel de modéliser l'ensemble de la chaîne de conversion éolienne. Nous débuterons par une description détaillée du système étudié, suivie de la modélisation de la machine dans les référentiels *(a, b, c)* et (*d, q*). Cette modélisation permettra de mieux comprendre les interactions entre la MADA et les autres composants du système éolien. Nous détaillerons également les modèles des pales, du multiplicateur de vitesse et de l'arbre mécanique. Enfin, nous aborderons le dispositif de commande du système éolien, en mettant l'accent sur la stratégie de commande du Point de Puissance Maximale (MPPT), qui est cruciale pour optimiser la performance du système.

- **Description du système**

La littérature spécialisée souligne l'absence d'une configuration universellement idéale pour tous les projets éoliens. Au contraire, le choix doit être soigneusement adapté aux besoins spécifiques de chaque application, en se basant sur le cahier des charges. Dans le domaine des systèmes éoliens à vitesse variable, une configuration largement répandue est celle représentée dans la figure 2.1. Cette configuration implique l'utilisation d'un convertisseur bidirectionnel (comprenant à la fois un redresseur et un onduleur) pour alimenter le rotor, tandis que le stator est directement connecté au réseau électrique [70].

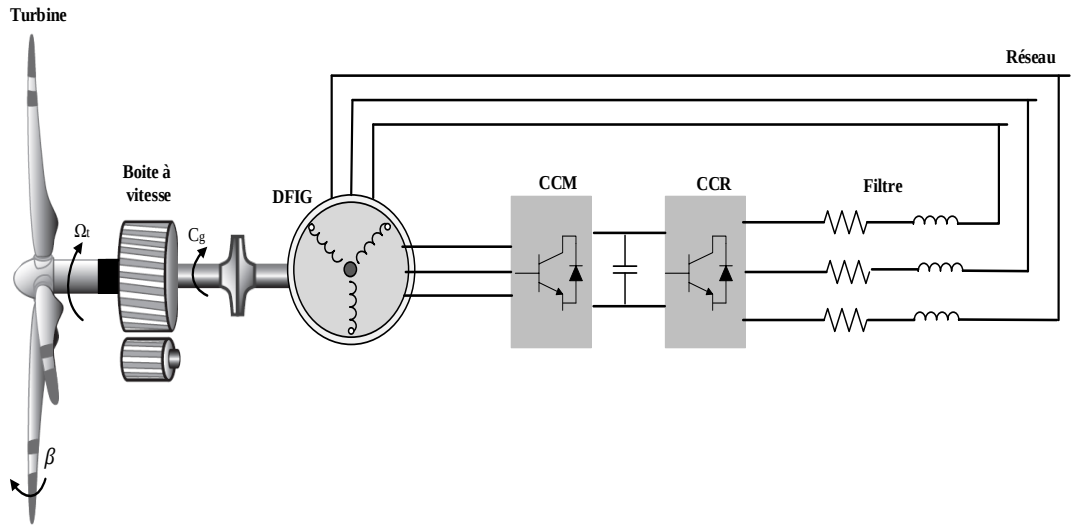


Figure 2.1 - Eolienne à vitesse variable basée sur la MADA

2. Caractéristique de la production de l'énergie éolienne

2.1 Aperçu de l'énergie du vent

Les mouvements des masses d'air dans l'atmosphère sont dictés par une combinaison complexe de facteurs thermiques et géographiques. Les éoliennes, machines utilisées pour capturer l'énergie éolienne, tirent leur efficacité des courants d'air situés près du sol, souvent appelés la couche limite atmosphérique. Cette région est le résultat d'une interaction entre les vents géostrophiques et la friction avec la surface terrestre, créant un environnement turbulent propice à la génération d'énergie éolienne.

Les mouvements de l'air varient en fonction de plusieurs paramètres, notamment l'altitude et le temps. Les variations de vitesse du vent sont souvent représentées par un spectre de fréquence, mettant en évidence des périodes de turbulence, notamment des rafales de vent rapides à court terme, ainsi que des variations diurnes et synoptiques plus lentes. Ces dernières sont influencées par des phénomènes météorologiques à plus grande échelle, tels que les brises terre-mer et les changements de pression atmosphérique.

L'impact de ces variations de vent sur la production d'énergie éolienne dépend en partie de la technologie des éoliennes utilisées. Les éoliennes à vitesse variable sont capables de s'adapter plus efficacement aux fluctuations rapides du vent, tandis que les éoliennes à vitesse fixe peuvent être plus sensibles aux changements brusques de vitesse du vent. Ces variations peuvent également avoir des implications sur la stabilité à long terme du réseau électrique, nécessitant une planification minutieuse et une gestion proactive de la production d'énergie éolienne pour maintenir l'équilibre du système [85].

2.2 Aspect physique du vent

Considérons le système éolien à axe horizontal représenté sur la figure 2.2 où la vitesse du vent en amont des pales de l'aérogénérateur est désignée par V_1 et la vitesse en aval par V_2. La vitesse du vent moyenne traversant le rotor de la turbine est $\frac{V_1+V_2}{2}$;

Par ailleurs, soit ρ désigne la densité de l'air et S la surface délimitée par le diamètre du rotor, la masse d'air en mouvement peut être calculée par :

$$m = \frac{\rho.S/(V_1+V_2)}{2} \qquad (2.1)$$

Selon la seconde loi de Newton, La puissance P_{aer} peut-être calculé par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent :

$$P_{aer} = \frac{m.(V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad (2.2)$$

En remplaçant m par son expression nous trouvons :

$$P_{aer} = \frac{\rho.S.(V_1+V_2)(V_1^2 - V_2^2)}{4} \quad (2.3)$$

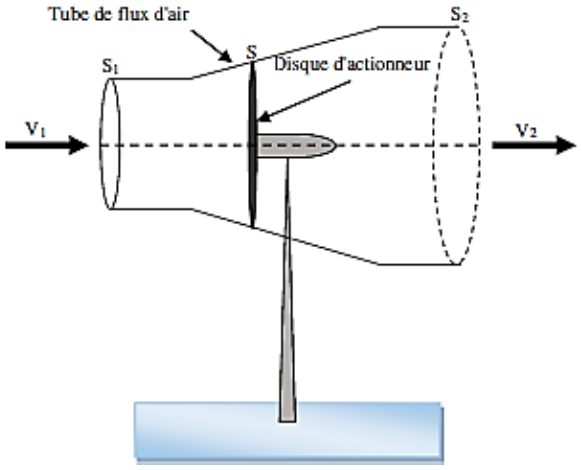


Figure 2.2 - Disque d'actionneur et tube de flux pour une éolienne

Théoriquement, Un vent non perturbé traverserait cette surface *S* sans diminution de vitesse, la puissance P_v correspondante est déterminé comme suit :

$$P_v = \frac{\rho.S.V_1^2}{2} \quad (2.4)$$

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

$$\frac{P_{aer}}{P_v} = \frac{1}{2}(1 + \frac{V_1}{V_2})(1-(\frac{V_1}{V_2})^2) = C_p \quad (2.5)$$

L'équation (2.5) représente le ratio $\frac{P_{aer}}{P_v}$ connue aussi sous le nom coefficient de puissance C_p,ce dernier présente un maxima de 16/27 soit 59% selon la figure 2.3. C'est cette limite théorique, appelée limite de Betz, qui détermine la puissance maximale pouvant être extraite pour une vitesse de vent donnée. En pratique, cette limite n'est jamais atteinte et chaque éolienne est caractérisée par son propre coefficient de puissance.

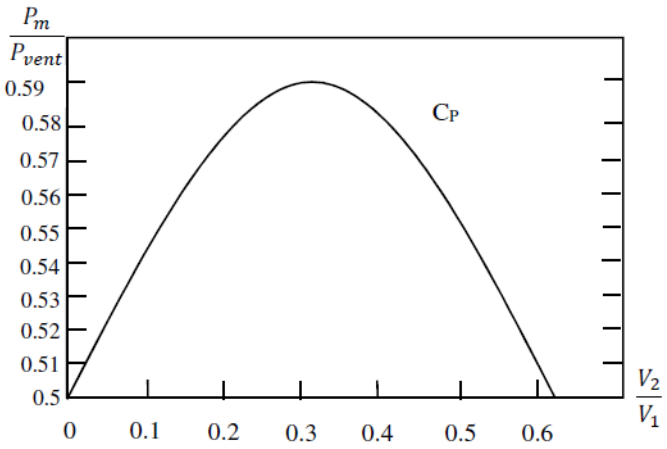


Figure 2.3 - Variation du Coefficient Cp en fonction du rapport V2/V1

La Figure 2.4 montre la relation entre le coefficient de puissance Cp et la vitesse relative pour différents modèles de turbines éoliennes. Les éoliennes à rotation lente, qui comportent généralement un grand nombre de pales, atteignent rapidement leur coefficient de puissance maximal Cp-max. En revanche, les éoliennes à rotation rapide, qui ont un nombre de pales limité (souvent entre 1 et 3 pales), se distinguent par le modèle tripale, le plus reconnu. Ce modèle atteint son coefficient de puissance maximal de manière progressive et douce, puis ce coefficient diminue lentement à mesure que la vitesse du vent augmente.

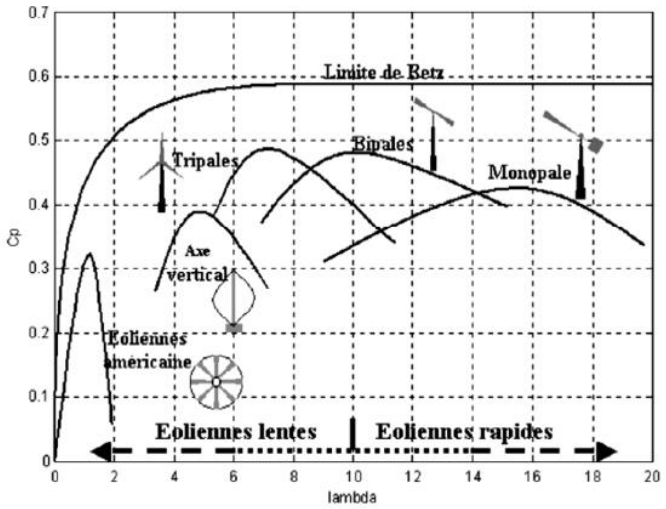


Figure 2.4 - Comparaison du coefficient de puissance des différentes éoliennes

3. Modélisation de la turbine

3.1 Modèle des pales

La puissance du vent est définie comme suit :

$$P_v = \frac{\rho.S.v^3}{2} \qquad (2.6)$$

Où :

ρ est la densité de l'air (1,22Kg/m^3 à la pression atmosphérique à 15°C).

S est la surface circulaire balayée par la turbine.

v est la vitesse du vent.

La puissance aérodynamique agissant au niveau du rotor de la turbine est exprimée comme suit :

$$P_{aero} = \frac{C_p(\lambda,\beta).\rho.S.v^3}{2} \quad (2.7)$$

$C_p(\lambda,\beta)$ Indique le rendement aérodynamique de la turbine, il dépend de l'angle d'orientation des pales β, ainsi du ratio de vitesse λ est donné par la formule suivante :

$$C_p(\lambda,\beta) = (0.5-0.167.(\beta-2)).sin(\frac{\pi.(\lambda+0.1}{18,5-0.3(\beta-2)}) - 0.00184.(\lambda-3).(\beta-2) \quad (2.8)$$

Le ratio de vitesse est donné par :

$$\lambda = \frac{R.\omega_t}{v} \quad (2.9)$$

3.2 Modèle du multiplicateur de vitesse

Le multiplicateur a pour fonction d'ajuster la vitesse de rotation de la turbine à celle de la génératrice. Ce mécanisme est modélisé par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \omega = G.\omega_t \\ C_{aer} = G.C_g \end{cases} \quad (2.10)$$

Avec G est le gain du multiplicateur.

3.3 Modèle de l'arbre mécanique

La masse de la turbine éolienne est transmise à l'arbre mécanique sous forme d'inertie, incluant à la fois la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. Le modèle mécanique proposé prend en compte l'inertie totale *J* est donné par :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (2.11)$$

L'équation fondamentale de la dynamique permet de définir l'évolution de la vitesse mécanique en fonction du couple mécanique total appliqué au rotor**.**

$$C_{mec} = J.\frac{d\omega_{mec}}{dt} \quad (2.12)$$

Avec *J* c'est l'inertie totale.

Le couple mécanique dépend du couple électromagnétique généré par la génératrice C_{em}, du couple de frottement, ainsi que du couple produit par le multiplicateur C_g.

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_f \quad (2.13)$$

Avec :

$C_f = f.\omega_{mec}$

4. Modélisation de la MADA

Traditionnellement, les machines électriques sont mathématiquement décrites à l'aide de modèles entrée/sortie, exprimés soit sous forme de fonction de transfert, soit par des équations standard de variables d'état. Cette approche de modélisation présente une importance capitale pour appréhender son comportement dynamique et concevoir des stratégies de contrôle efficaces.

4.1. Hypothèse simplificatrice

Pour simplifier le modèle de la MADA, nous avons pris en compte certaines hypothèses simplificatrices, à savoir [85]:

- La construction symétrique équilibrée de la machine.
- La présence de bobinages triphasés avec "p" paires de pôles.
- L'entrefer est uniforme en épaisseur et en perméabilité.
- La négligence de la saturation du circuit magnétique, avec une perméabilité constante.
- La minimisation des pertes ferromagnétiques causées par l'hystérésis et les courants de Foucault.
- L'insignifiance des pertes mécaniques.
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer suit une sinusoïde.
- La négligence de l'effet de peau, impliquant une densité de courant uniforme dans les conducteurs.
- La constance de la résistance des différents enroulements de la machine.
- La non-prise en compte de l'effet de l'échauffement sur les caractéristiques.

4.2. Représentation de la MADA dans le repère triphasé (a,b,c)

Le modèle simplifié et idéal de la MADA comprend trois enroulements dans le stator et trois enroulements dans le rotor [85]. La représentation de ce modèle dans l'espace électrique est présentée dans la figure 2.5.

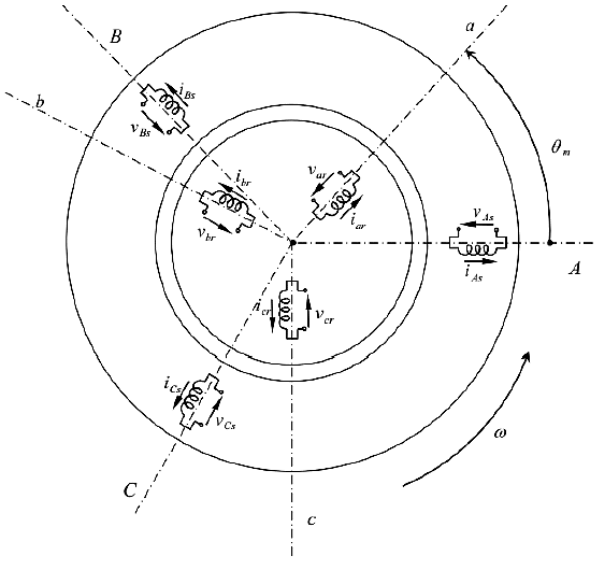


Figure 2.5 - Modèle triphasé de la machine asynchrone à double alimentation

La MADA peut être modélisée à l'aide du circuit électrique équivalent illustré dans la figure 2.6.

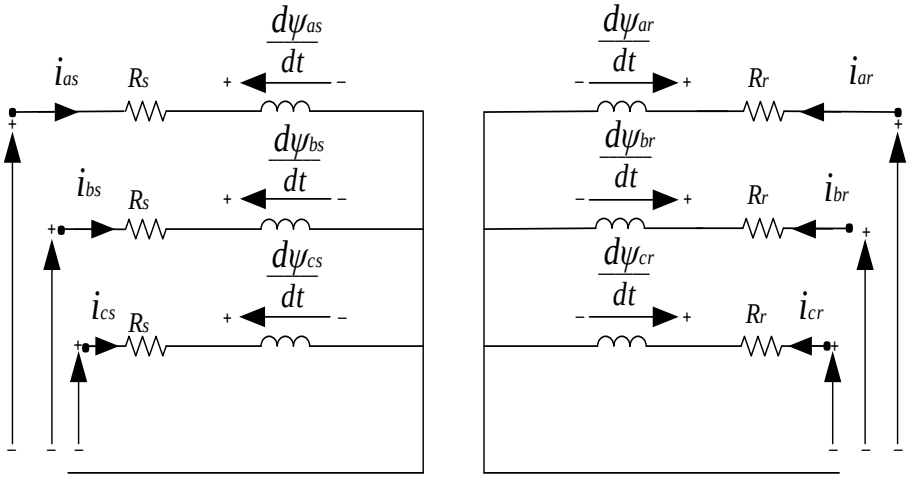


Figure 2.6 - Circuit électrique équivalent de la MADA

Les tensions, courants et flux statoriques instantanés de la MADA dans son modèle de circuit électrique équivalent peuvent être exprimés par les formules suivantes :

$$\begin{cases} v_{sA}(t) = R_s.i_{sA}(t) + \frac{d\psi_{sA}(t)}{dt} \\ v_{sB}(t) = R_s.i_{sB}(t) + \frac{d\psi_{sB}(t)}{dt} \\ v_{sC}(t) = R_s.i_{sC}(t) + \frac{d\psi_{sC}(t)}{dt} \end{cases} \quad (2.14)$$

Avec R_s représentant la résistance statorique, i_{sA}, i_{sB} et i_{sC} les courants statoriques des phases A, B et C respectivement, v_{sA}, v_{sB}, v_{sC} les tensions statoriques, et ψ_{sA}, ψ_{sB} et ψ_{sC} les flux statoriques. En régime permanent, il est requis que les grandeurs relatives au stator maintiennent une fréquence angulaire constante, notée ω_s.

De façon semblable, les grandeurs relatives au rotor sont définies par :

$$\begin{cases} v_{ra}(t) = R_r.i_{ra}(t) + \frac{d\psi_{ra}(t)}{dt} \\ v_{rb}(t) = R_r.i_{rb}(t) + \frac{d\psi_{rb}(t)}{dt} \\ v_{rc}(t) = R_r.i_{rc}(t) + \frac{d\psi_{rc}(t)}{dt} \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec R_r représentant la résistance rotorique, i_{ra}, i_{rb} et i_{rc} les courants rotoriques des phases A, B et C respectivement, v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} les tensions rotoriques, et ψ_{ra}, ψ_{rb} et ψ_{rc} les flux rotoriques. En régime permanent, il est requis que les grandeurs relatives au rotor maintiennent une fréquence angulaire constante, notée ω_r.

Les flux statoriques et rotoriques sont décrits par les équations suivantes :

$$\psi_{sABC}(t) = L_s.i_{sABC}(t) + L_m.i_{rabc}(\mathrm{t}) \quad (2.16)$$

$$\psi_{rabc}(t) = L_m.i_{sABC}(t) + L_r.i_{rabc}(\mathrm{t}) \quad (2.17)$$

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$L_m = M = M_s \begin{bmatrix} cos\,(\theta) & cos\,(\theta - \frac{2\pi}{3}) & cos\,(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ cos\,(\theta - \frac{4\pi}{3}) & cos\,(\theta) & cos\,(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ cos\,(\theta - \frac{2\pi}{3}) & cos\,(\theta - \frac{4\pi}{3}) & cos\,(\theta) \end{bmatrix}$$

Avec :

L_s, L_r : Les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la MADA, respectivement.

l_s et l_r : Les inductances propres statoriques et rotoriques.

m_s et m_r : Les inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques de la MADA, respectivement ;

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

M : L'inductance mutuelle entre deux phases statorique-rotorique.

M_s : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

θ : L'angle électrique entre une phase statorique et une autre rotorique

L'équation d'autopilotage exprime la relation entre la fréquence angulaire statorique et la fréquence angulaire rotorique de la manière suivante :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{mec} \quad (2.18)$$

Avec :

$\omega_{mec} = p.\Omega$

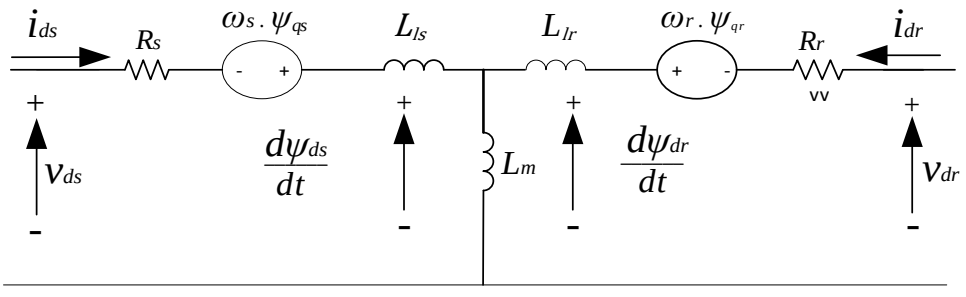
Après avoir élaboré le modèle électromagnétique de la machine dans le repère triphasé, en tenant compte de certaines simplifications, nous observons sa complexité, ce qui nous pousse à recourir à des modèles plus simples dans des repères à nombre d'axes réduits. Ces modèles simplifiés permettent une représentation mathématique plus aisée de la MADA, ainsi que son analyse et son étude en régime transitoire. Typiquement, deux référentiels sont utilisés pour décrire le modèle biphasé de la MADA :

- Un référentiel fixe (α,β) lié au stator, obtenu par une transformation de Concordia.
- Un référentiel tournant (d,q) obtenu grâce à une transformation de Park.

Cette approche offre une perspective plus pratique pour l'analyse et la conception des systèmes électriques à base de MADA. Elle permet également de mieux comprendre les interactions entre les différentes grandeurs électriques de la machine, facilitant ainsi le développement de stratégies de contrôle avancées pour optimiser ses performances.

4.3. Représentation dans le repère biphasé (d,q)

Dans cette section, nous employons la transformation de park pour passer du référentiel triphasé fixe (A, B, C) vers le référentiel mobile (d-q). Dans ce cadre, toutes les grandeurs sont représentées dans un même repère à deux axes : l'axe direct « d » et l'axe de quadrature « q », qui sont perpendiculaires et mutuellement couplés. L'angle entre ces deux référentiels est appelé angle de Park. Les circuits équivalents sont présentés dans la figure 2.7.



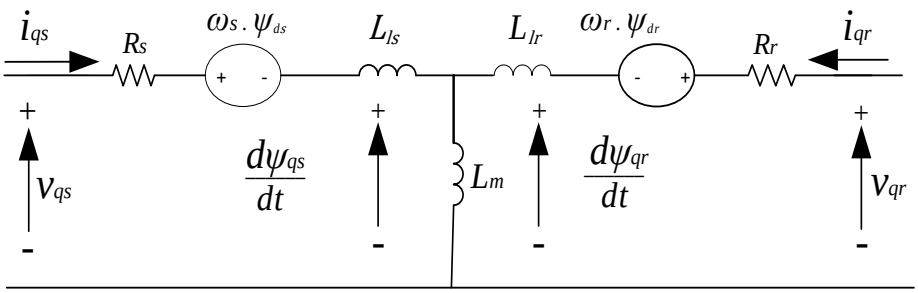


Figure 2.7 - Circuit électrique équivalent de la MADA

Les équations statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont exprimées par :

$$\begin{cases} \vec{v}_{sd} = R_s . \vec{i}_{sd} + \frac{d\vec{\psi}_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} . \vec{\psi}_{sq} \\ \vec{v}_{sq} = R_s . \vec{i}_{sq} + \frac{d\vec{\psi}_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} . \vec{\psi}_{sd} \\ \vec{v}_{rd} = R_r . \vec{i}_{rd} + \frac{d\vec{\psi}_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} . \vec{\psi}_{rq} \\ \vec{v}_{rq} = R_r . \vec{i}_{rq} + \frac{d\vec{\psi}_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} . \vec{\psi}_{rd} \end{cases} \quad (2.19)$$

Avec :

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$;

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$;

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} \vec{v}_{sd} = R_s . \vec{i}_{sd} + \frac{d\vec{\psi}_{sd}}{dt} - \omega_s . \vec{\psi}_{sq} \\ \vec{v}_{sq} = R_s . \vec{i}_{sq} + \frac{d\vec{\psi}_{sq}}{dt} + \omega_s . \vec{\psi}_{sd} \\ \vec{v}_{rd} = R_r . \vec{i}_{rd} + \frac{d\vec{\psi}_{rd}}{dt} - \omega_r . \vec{\psi}_{rq} \\ \vec{v}_{rq} = R_r . \vec{i}_{rq} + \frac{d\vec{\psi}_{rq}}{dt} + \omega_r . \vec{\psi}_{rd} \end{cases} \quad (2.20)$$

Les expressions des flux sont données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \vec{\psi}_{sd} = L_s . \vec{i}_{sd} + M . \vec{i}_{rd} \\ \vec{\psi}_{sq} = L_s . \vec{i}_{sq} + M . \vec{i}_{rq} \\ \vec{\psi}_{rd} = L_r . \vec{i}_{rd} + M . \vec{i}_{sd} \\ \vec{\psi}_{rq} = L_r . \vec{i}_{rq} + M . \vec{i}_{sq} \end{cases} \quad (2.21)$$

L'expression du couple dans le référentiel dq est donnée par :

$$C_{em} = p . \frac{M}{L_s} \left(\vec{\psi}_{sq} . \vec{i}_{rd} - \vec{\psi}_{sd} . \vec{i}_{rq} \right) \quad (2.22)$$

Les puissances active et réactive du stator sont données par :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} Re\{\vec{v}_s . \vec{i}_s^*\} = \frac{3}{2}(v_{sd} . i_{sd} + v_{sq} . i_{sq}) \\ Q_s = \frac{3}{2} Im\{\vec{v}_s . \vec{i}_s^*\} = \frac{3}{2}(v_{sq} . i_{sd} - v_{sd} . i_{sq}) \end{cases} \quad (2.23)$$

Les puissances active et réactive du rotor sont données par :

$$\begin{cases} P_r = \frac{3}{2} Re\{\vec{v}_r . \vec{i}_r^*\} \frac{3}{2}\left(v_{rd} . i_{rd} + v_{rq} . i_{rq}\right) \\ Q_r = \frac{3}{2} Im\{\vec{v}_r . \vec{i}_r^*\} = \frac{3}{2}(v_{rq} . i_{rd} - v_{rd} . i_{rq}) \end{cases} \quad (2.24)$$

5. Modélisation des Convertisseurs

Le développement des éoliennes à vitesse variable repose sur la nécessité d'un système permettant d'ajuster dynamiquement la fréquence et la tension du générateur afin de garantir une intégration optimale au réseau de distribution. Dans cette optique, les convertisseurs statiques, basés sur des composants électroniques de puissance, émergent comme une solution prometteuse.

Les convertisseurs statiques, fondés sur des composants électroniques, se distinguent par deux caractéristiques essentielles :

Le contrôle de la fréquence :

Les convertisseurs de puissance jouent un rôle crucial dans l'application efficace du concept de vitesse variable dans les éoliennes, offrant ainsi plusieurs avantages significatifs. Premièrement, ils permettent un fonctionnement optimal de l'énergie générée, maximisant ainsi le rendement global du système. Deuxièmement, ils assurent un contrôle précis des charges, ce qui prolonge la durée de vie des composants des éoliennes. En ajustant la fréquence de sortie pour qu'elle corresponde à celle du réseau, ces convertisseurs facilitent également l'intégration harmonieuse de l'énergie éolienne dans le réseau électrique.

Le contrôle de la tension du réseau :

Pour le réseau électrique, les convertisseurs de puissance jouent un rôle crucial en contribuant aux services système et offrent plusieurs avantages significatifs :

Tout d'abord, ils permettent un contrôle précis du flux de puissance active et réactive, ce qui est essentiel pour maintenir l'équilibre entre l'offre et la demande d'électricité, ainsi que pour assurer la stabilité du réseau. De plus, ils améliorent la qualité de l'énergie électrique produite en régulant les variations de tension et de fréquence, ce qui réduit les fluctuations potentielles et garantit une alimentation plus stable et fiable aux consommateurs. En outre, leur capacité à fournir des services système contribue à renforcer la résilience du réseau électrique face aux perturbations et aux événements imprévus, ce qui est essentiel pour assurer la continuité de l'alimentation électrique dans diverses conditions.

L'architecture des convertisseurs de puissance repose sur deux types de composants : les diodes, qui sont des éléments non contrôlables, et les interrupteurs électroniques, qui sont des éléments contrôlables. Les interrupteurs électroniques comprennent divers types, tels que les thyristors à coupure de grille (GTO), les transistors à effet de champ 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).

La configuration des convertisseurs utilisée dans cette étude est illustrée dans la figure 2.8.

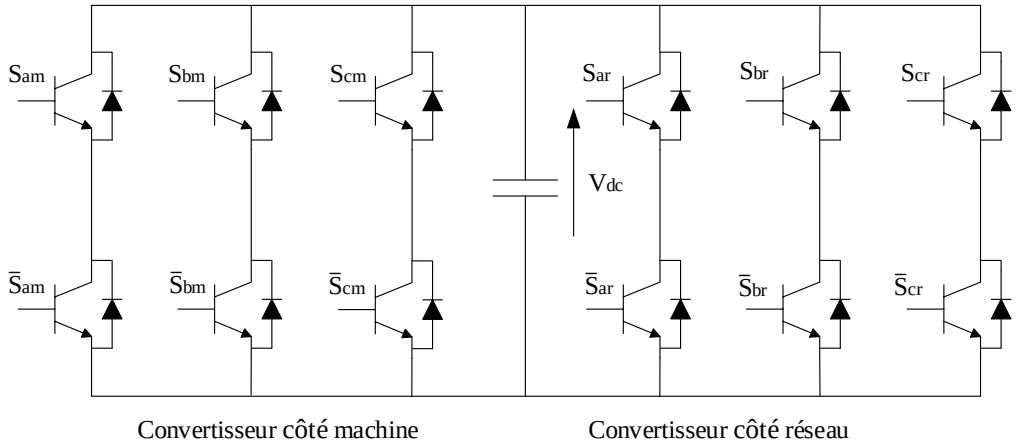


Figure 2.8 - Circuit d'un convertisseur 2L-VSC

Le montage de l'onduleur est donné par la figure 2.9. Cependant, l'architecture de ce convertisseur se compose de trois bras indépendants constituant chacun par deux interrupteurs. Ces interrupteurs sont constitués d'un transistor associé à une diode en antiparallèle.

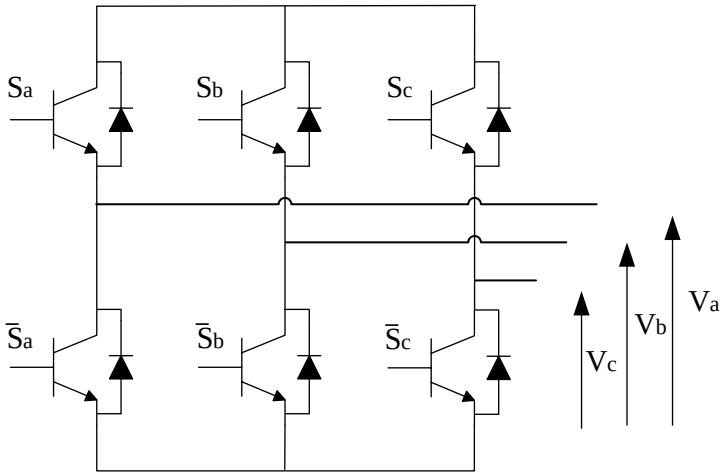


Figure 2.9 - Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux

Les paires d'interrupteurs $(T_a, \bar{T}_a)$, $(T_b, \bar{T}_b)$ et $(T_c, \bar{T}_c)$ sont commandées de manière complémentaire afin d'assurer la continuité des courants dans les phases statoriques et rotoriques de la machine, tout en évitant les court-circuits de la source [86].

L'état des interrupteurs est défini par trois variables booléennes de commande S_j $(j = a, b, c)$.

- S_j =1, le cas où l'interrupteur de haut Ti est fermé et celui d'en bas $\bar{T}_i$ est ouvert.
- S_j=0, le cas où l'interrupteur de haut Ti est ouvert et celui d'en bas $\bar{T}_i$ est fermé.

La figure 2.10 présente tous les cas possibles de convertisseurs.

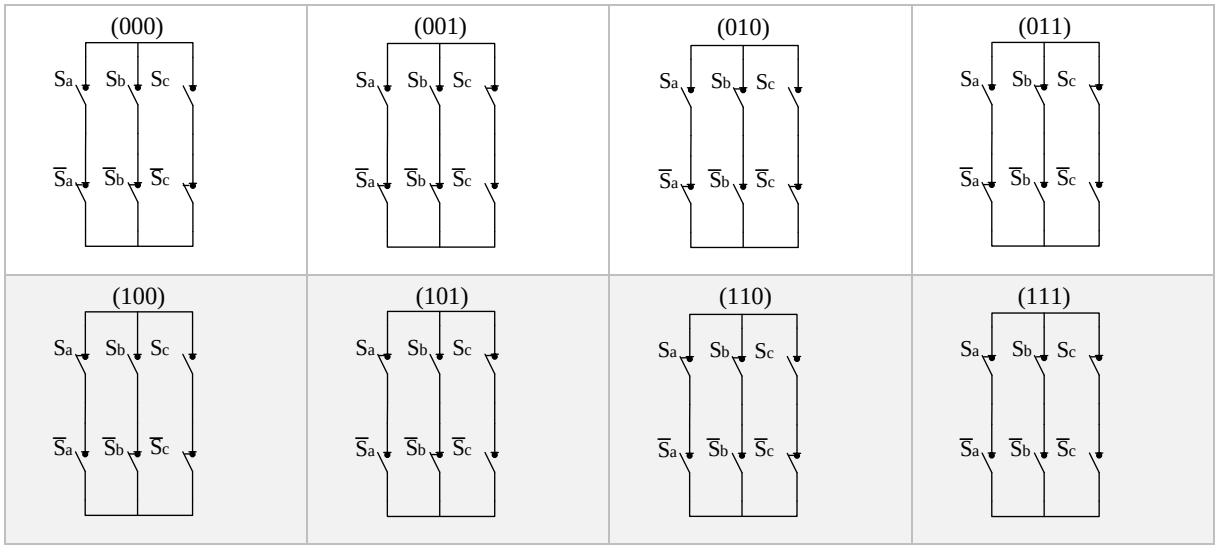


Figure 2.10- Schéma représente tous les cas possibles de convertisseurs

Les tensions simples fournies par l'onduleur seront générées en fonction des états des grandeurs de commandeS_a, S_b et S_c qui constituent les signaux de commande.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3}.V_{dc}.\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

6. Modélisation du réseau

La sortie des convertisseurs présente des ondulations, afin de réduire l'impact de ces fluctuations, un filtre RL est utilisé [10].

La modélisation du filtre est donnée par le système des équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{fd} = R_f i_{gd} + L_f \frac{di_{gd}}{dt} - L_f \omega_g i_{gq} + v_{gd} \\ v_{fq} = R_f i_{gq} + L_f \frac{di_{gq}}{dt} + L_f \omega_g i_{gd} + v_{gq} \end{cases} \tag{2.26}$$

Avec :

v_{gd}, v_{gq} : Les tensions de réseau dans plan dq.

i_{gd}, i_{gq}: Les courants de réseau dans le plan dq.

ω_g: La fréquence angulaire du réseau.

Les puissances active et réactive du réseau dans le plan dq sont présentées comme suit :

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2}(v_{gd}\, i_{gd} + v_{gq}\, i_{gq}) \\ Q_g = \frac{3}{2}(v_{gq}\, i_{gd} - v_{gd}\, i_{gq}) \end{cases} \quad (2.27)$$

7. Dispositif de commande du système éolien

En général, un système de conversion d'énergie éolienne peut être réparti en quatre zones principaux, basé sur la vitesse du vent comme démontré dans la figure 2.11. La première zone correspond à un état de repos ou la vitesse du vent est faible pour faire tourner le rotor, ce qui entraine une absence de la production énergétique. Dans la deuxième zone, le vent atteint un niveau qui excède la vitesse minimale requise pour le démarrage de la turbine, démontrant ainsi la production d'énergie sur une plage de vitesse. Au cours de cette phase l'objectif est d'optimiser la production d'énergie en tenant compte des variations de la vitesse du vent grâce à l'algorithme MPPT [70]. Dans la troisième zone, le vent dépasse la valeur de la vitesse nominale $\boldsymbol{V_n}$, et la turbine est contrôlé par un régulateur pour stabiliser la production d'énergie au niveau nominal en cas de rafales. La dernière zone, survient quand la vitesse du vent surpasse le seuil de sécurité. En cette occurrence, un mécanisme de sécurité est enclenché pour arrêter la turbine afin de la préserver de tout dommage potentiel.

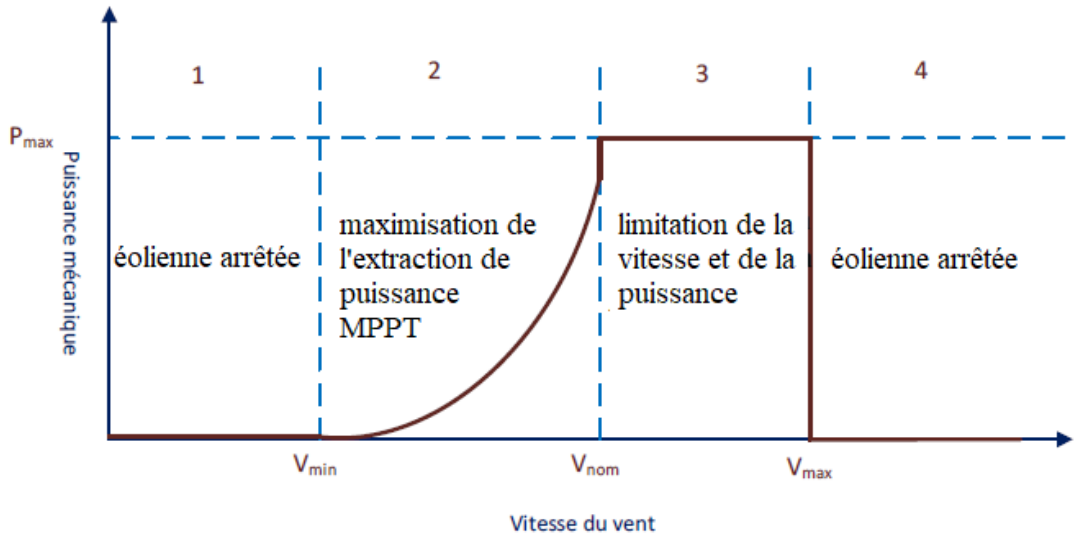


Figure 2.11 - Vitesse de vent en fonction de la puissance mécanique

7.1 La REM du dispositif de commande du système éolien

La régulation de la puissance captée depuis le vent par une turbine est gérée via un dispositif combinant le décrochage aérodynamique avec le réglage de l'orientation des pales. Ce dispositif désigné par le terme ''pitch control''. Il sert à modifier l'angle de calage des pales de la turbine afin

de stabiliser la puissance produite par le générateur éolien [88]. La gestion de l'angle de calage repose sur le principe d'ajuster la puissance générée pour qu'elle ne dépasse pas la puissance nominale dans la zone 3 figure 2.11.

La figure 2.12 illustre l'effet de l'angle de calage sur le coefficient de puissance C_p. Il est observé qu'une augmentation de l'angle de calage β entraine une réduction de C_p. Ce qui signifie une baisse efficacité de la turbine. Néanmoins, la gestion du calage permet de réorienter les pales quand la vitesse du vent dépasse les limites, ce qui entraine une conservation de la puissance générée au niveau maximum admissible.

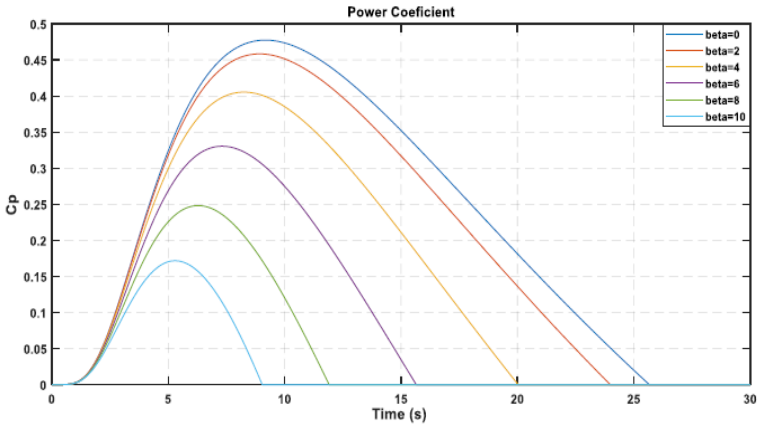


Figure 2.12 - Courbe de Cp obtenue à partir du logiciel « SIMTORQUE » pour beta variant de 0 à 10°

Ce contrôle, se déroule en trois étapes : la première étape consiste à la création de l'angle de référence β_{ref}. La seconde étape s'attache à l'ajustement de cet angle. La dernière étape concerne le contrôle de la vitesse à laquelle cet angle de calage varie figure 2.13.

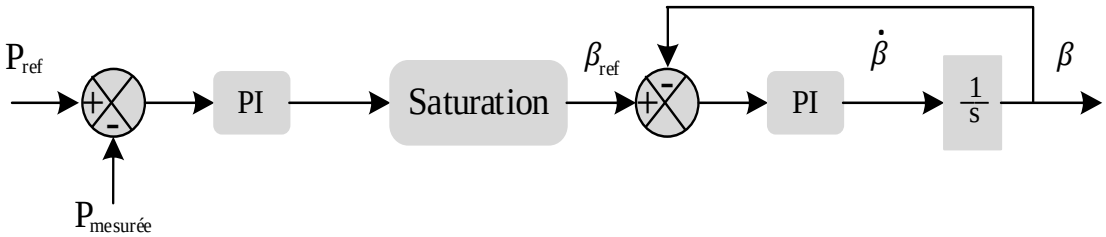


Figure 2.13 - Schéma bloc du contrôle de l'angle d'inclinaison β

- **Synthèse du correcteur PI pour la régulation de l'angle de calage**

La méthode de régulation la plus courante est celle qui utilise un régulateur à action proportionnelle et intégrale, souvent désigné par l'acronyme PI. La formule du correcteur PI s'exprime typiquement ainsi :

$$\dot{\beta} = \varepsilon\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \qquad (2.28)$$

Dans un système de régulation en boucle fermée, la sortie ou la réponse du système peut être déterminée par :

$$\beta = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)\frac{1}{s}\,\varepsilon = \left(\frac{k_p.s + k_i}{s^2}\right)\left(\beta_{ref} - \beta\right) \tag{2.29}$$

$$\beta\left(1 + \frac{k_p.s + k_i}{s^2}\right) = \left(\frac{k_p.s + k_i}{s^2}\right)\beta_{ref} \tag{2.30}$$

$$\frac{\beta}{\beta_{ref}} = \frac{\left(\frac{k_p.s + k_i}{s^2}\right)}{\left(1 + \frac{k_p.s + k_i}{s^2}\right)} = \frac{\frac{k_p}{k_i}s + 1}{\frac{1}{k_i}s^2 + \frac{k_p}{k_i}s + 1} \tag{2.31}$$

Le dénominateur de la fonction de transfert pour un système en boucle fermée, tel qu'il est exprimé dans l'équation 2.79, est similaire à celui d'une fonction caractéristique du second ordre. Par conséquent, les paramètres déterminants pour le réglage du régulateur PI sont influencés par les choix de la pulsation naturelle et du coefficient d'amortissement.

7.2 Stratégie de commande MPPT

La stratégie de contrôle MPPT (Maximum Power Point Tracking) est cruciale dans les systèmes éoliens pour optimiser la conversion d'énergie éolienne en électricité. Cette technique utilise diverses méthodes pour atteindre le point de puissance maximale. On peut ajuster l'angle des pales, la vitesse de rotation de l'hélice ou contrôler la génératrice. Cette recherche continue du maximum permet à l'éolienne de s'adapter en temps réel aux variations du vent, assurant ainsi une extraction maximale de puissance. Le concept sous-jacent du MPPT consiste à appliquer un couple électromagnétique de référence pour régler la vitesse de rotation de la turbine, garantissant ainsi un fonctionnement optimal en termes d'extraction de puissance.

Afin d'assurer un fonctionnement optimal, il est impératif de maintenir le coefficient de puissance à sa valeur maximale (C_{p-max}). Le coefficient de puissance Cp atteint son maximum, C_{p-max}= 0.4942, lorsque β=0° et λ_{opt}=8 (figure 2.12). Par conséquent, l'équation (x) se présente comme suit :

$$P_{aero-MPPT} = \frac{C_{p-Max}(\lambda,\beta).\rho.S.v^3}{2} \tag{2.32}$$

Il est ardu de mesurer de manière précise la vitesse du vent, une grandeur qui varie considérablement. Une évaluation incorrecte de cette vitesse peut engendrer une diminution de la puissance captée lors de l'application de la méthode MPPT.

Cette stratégie de commande est fondée sur l'hypothèse que la vitesse du vent reste relativement stable en régime permanent. Dans de telles conditions, cela entraîne :

$$C_{mec} = J.\frac{d\omega_{mec_{mec}}}{dt}=0= C_g - C_{em} - C_f \quad (2.33)$$

En supposant que la vitesse de rotation de la MADA (Machine Asynchrone Double Alimentation) reste constante et en négligeant l'effet du couple visqueux f, nous obtenons l'équation suivante :

$$C_g = C_{em} \quad (2.34)$$

Apres une estimation du couple aérodynamique, Le couple électromagnétique de référence est donné par :

$$C_{em_ref} = \frac{C_{aero_est}}{G} \quad (2.35)$$

Avec :

$$C_{aero_est} = \frac{C_{p_max}(\lambda_{opt},\beta).\rho.\pi.R^2.v_{est}^3}{2.\Omega_{t_est}}$$

Où :

$$v_{est} = \frac{R.\omega_{est}}{\lambda_{opt}}$$

L'équation du couple électromagnétique de référence suivante est donnée par :

$$C_{em_ref} = \frac{\rho.\pi.R^5.C_{p_max}(\lambda_{opt}).\omega_{mec}^2}{2.\lambda_{opt}^3.G^3} \quad (2.36)$$

La Figure 2.14 illustre le schéma bloc ainsi que le modèle de maximisation de la puissance :

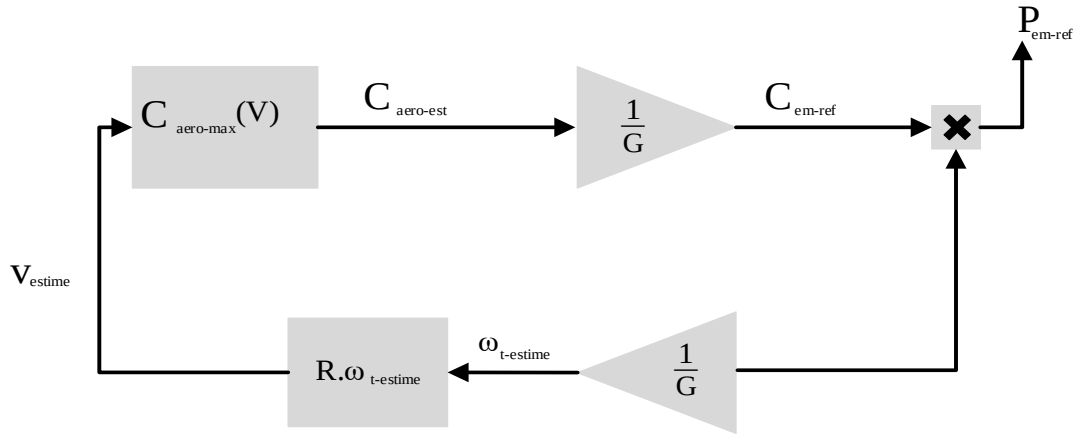
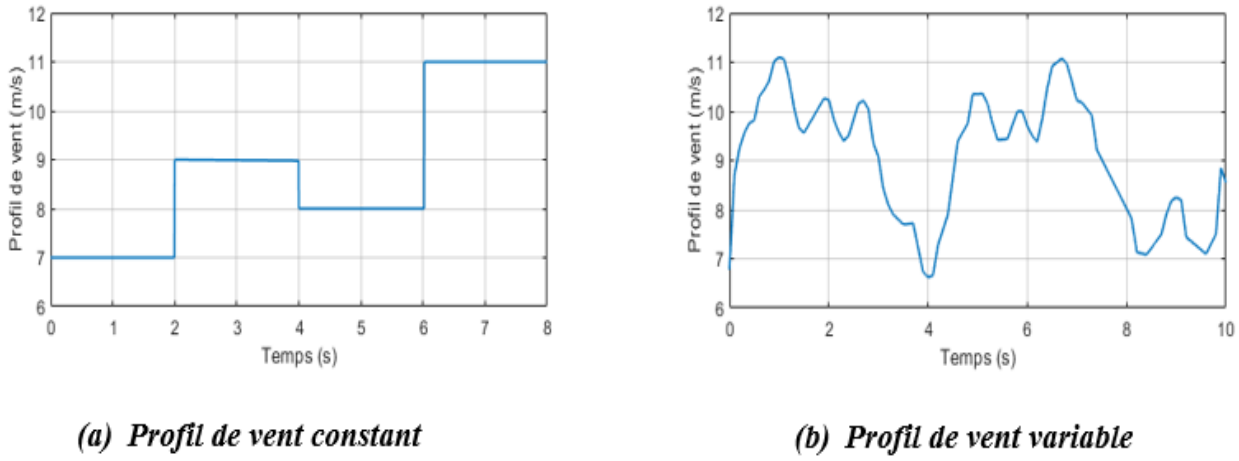


Figure 2.14 : Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite sans asservissement de vitesse

7.3 L'émulateur de vent

Afin d'évaluer l'efficacité et la robustesse des commandes proposées dans ce travail, nous avons effectué une série de tests et simulations dans différentes conditions opérationnelles. Deux profils de vent distincts ont été appliqués : Un profil de vent en échelon (Figure 2.15 (a)) a été utilisé pour illustrer la réponse du contrôle aux variations soudaines. Un profil de vent offshore réel de la région

nord du Maroc (Figure 2.15 (b)) a été employé pour tester l'efficacité et la robustesse du contrôle dans des conditions réelles de parc éolien.



(a) Profil de vent constant *(b) Profil de vent variable*

Figure 2.15 – Profils de vent utilisés

8. Conclusion

Ce chapitre a présenté une modélisation complète d'un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone à double alimentation (MADA), incluant les modèles des pales, de la boîte de vitesses, des arbres mécaniques, des convertisseurs, du filtre, ainsi que de la machine MADA elle-même. Enfin, nous avons approfondi le schéma de contrôle du système éolien en nous concentrant sur la stratégie MPPT (Maximum Power Point Tracking).

Au prochain chapitre, l'attention sera portée sur l'application de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique ainsi que sur la commande mode glissant appliquées à la machine asynchrone à double alimentation. L'objectif est d'améliorer les performances dynamiques et la robustesse de la machine. Une analyse comparative sera ensuite menée pour évaluer les mérites respectifs de ces deux stratégies de commande.

Chapitre 3 : Stratégies de commande des convertisseurs côté réseau et côté machine d'un système éolien basé sur la GADA

1. Introduction

La commande de la Génératrice Asynchrone Double Alimentation (GADA) revêt une importance capitale dans les systèmes modernes d'énergie éolienne, permettant une conversion efficace de l'énergie et une intégration au réseau électrique. Ce chapitre se concentre sur deux théories de contrôle clés, à savoir la théorie du contrôle vectoriel et la théorie du contrôle par mode glissant.

Dans la première section, nous penchons sur la théorie de la commande vectorielle, en commençant par un aperçu du principe de la commande orientée champ (FOC), en examinant les méthodes directes et indirectes de contrôle vectoriel. Ensuite, le chapitre se tourne vers la théorie de la commande par mode glissant, décrivant ses principes fondamentaux et ses applications pour les deux cotés machine (CCM) et réseau (CCR). Enfin Des résultats de simulation sont présentés pour valider l'efficacité de ces stratégies de commande.

2. Théorie de la commande vectorielle de la GADA

Le contrôle vectoriel est une technique largement utilisée le contrôle des machines électriques. Elle est basée sur une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée, où il existe un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit qui fournit le couple électromagnétique comme la montre la figure 3.1. L'objectif de ce contrôle permet d'obtenir une réponse rapide du couple, une large plage de contrôle de la vitesse, et une efficacité énergétique élevée en régime permanent.

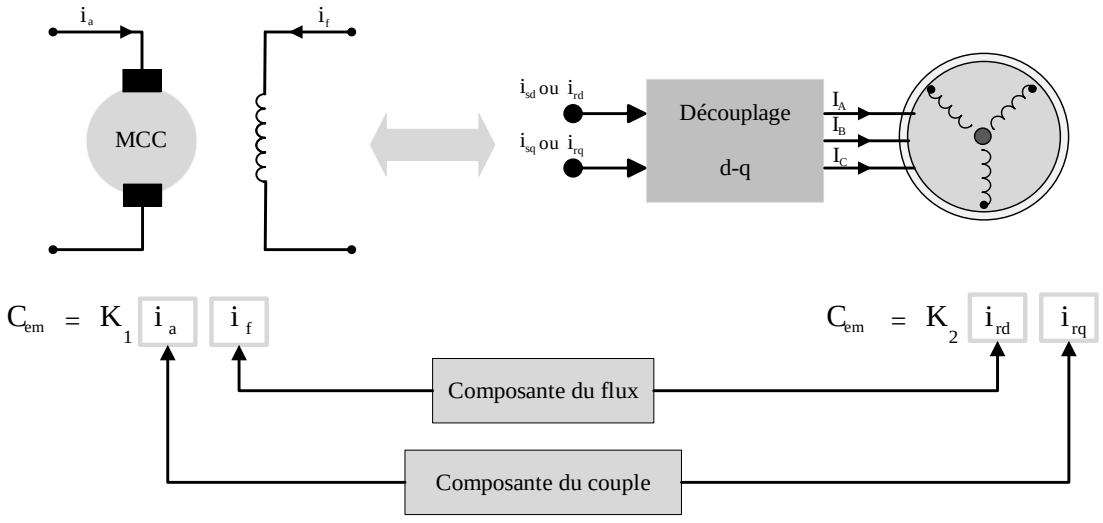


Figure 3.1 – Schéma de principe du découplage de la GADA par analogie avec la MCC

La commande vectorielle peut être classée en deux principales catégories : la commande orientée flux (FOC) et la commande orientée tension (VOC). La FOC repose sur la transformation des variables électriques de la machine dans un référentiel en rotation aligné avec le vecteur de flux, tandis que la VOC s'appuie sur un référentiel en rotation aligné avec le vecteur de tension.

3. Orientation du flux rotorique au CCM

Dans ce travail, nous avons choisi d'orienter le flux statorique le long de l'axe "d", comme illustré dans la figure ci-dessous :

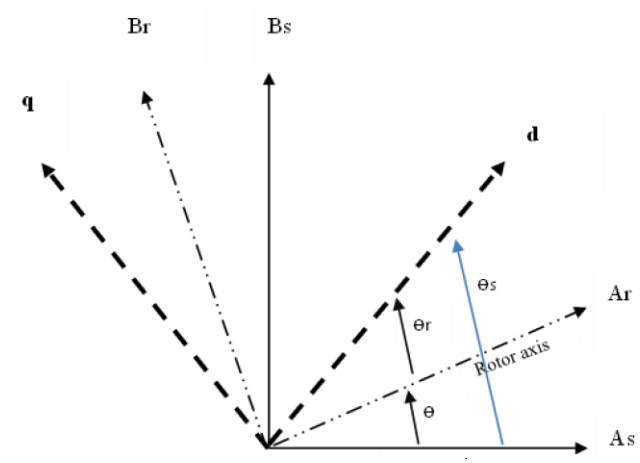


Figure 3.2 - Orientation du flux statorique suivant l'axe « d »

Grâce à cette orientation, nous avons pu établir la relation suivante :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = \psi_s \\ \psi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Après orientation, les tensions statoriques deviennent :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \,.\, i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} \\ v_{sq} = R_s \,.\, i_{sq} + \omega_s . \psi_{sq} \end{cases} \quad (3.2)$$

Après orientation, les flux statoriques deviennent :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = \psi_s = L_s \,.\, i_{sd} + M \,.\, i_{rd} \\ \psi_{sq} = 0 = L_s \,.\, i_{sq} + M . i_{rq} \end{cases} \quad (3.3)$$

Si nous considérons un réseau électrique stable avec une tension simple v_s, cela entraîne un flux statorique ψ_s. En outre, en supposant que la résistance des enroulements statoriques peut être négligée, une hypothèse souvent valable pour les machines de forte puissance utilisées dans la production éolienne, les équations des tensions statoriques de la machine peuvent être simplifiées à :

$$\begin{cases} v_{sd} = \frac{d\psi_{sd}}{dt} = 0 \\ v_{sq} = \omega_s \, \psi_{sq} = v_s \end{cases} \quad (3.4)$$

❖ **Relations entre les courants statoriques et rotoriques**

À partir de l'équation concernant le flux, il est possible d'établir une relation entre les courants du stator et ceux du rotor :

$$\begin{cases} i_{sq} = -\frac{M}{L_s}.i_{rq} \\ i_{sd} = \frac{1}{L_s}(\psi_s - M.i_{rd}) \end{cases} \quad (3.5)$$

❖ **Expression des puissances actives et réactives**

Dans un système de coordonnées biphasé arbitraire, les expressions des puissances actives et réactives se présentent comme suit :

$$\begin{cases} P_s = -v_s.\frac{M}{L_s}.i_{rq} \\ Q_s = v_s.\frac{\psi_s}{L_s} - v_s.\frac{M}{L_s}.i_{rd} \end{cases} \quad (3.6)$$

Les équations présentées ci-dessus démontrent clairement que, sous l'orientation du flux statorique, il est possible de découpler les puissances active et réactive, et de les contrôler indépendamment par les courants rotoriques. Ainsi, la puissance active peut être régulée via le courant rotorique (i_{rq}), tandis que la puissance réactive est contrôlable par le courant rotorique (i_{rd}).

À partir de l'équation (3.6), les courants de référence peuvent être calculés comme suit :

$$\begin{cases} i_{rq,ref} = -\frac{L_s}{M.v_s}.P_{s,ref} \\ i_{rd,ref} = \frac{\psi_s}{L_s} - \frac{L_s}{M.v_s}.Q_{s,ref} \end{cases} \quad (3.7)$$

Les tensions rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r.i_{rd} + \frac{d}{dt}(L_r.i_{rd} + M.i_{sd}) - \omega_r.(L_r.i_{rq} + M.i_{sq}) \\ V_{rq} = R_r.i_{rq} + \frac{d}{dt}(L_r.i_{rq} + M.i_{sq}) + \omega_r.(L_r.i_{rd} + M.i_{sd}) \end{cases} \quad (3.8)$$

En remplace les valeurs du courant statoriques et rotoriques par leurs expressions, nous obtenons les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)\frac{di_{rd}}{dt} - \omega_r.\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right).i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)\frac{di_{rq}}{dt} + \omega_r.\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right).i_{rd} + \omega_r \frac{M}{L_s}.\psi_s \end{cases} \quad (3.9)$$

L'équations 3.19 peut être réécrit comme suit :

$$\begin{cases} V_{rd} = \left(R_r + S\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)\right) i_{rd} \; - \; \omega_r . \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) . i_{rq} \\ V_{rq} = \left(R_r + S\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)\right) i_{rq} + \omega_r . \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) . i_{rd} + \omega_r \frac{M}{L_s} . \psi_s \end{cases} \quad (3.10)$$

Il est observé que les courants et les tensions sont reliées par une fonction de transfert du premier ordre. La figure 3.3 décrit le schéma-bloc de la commande CCM. Ce schéma intègre des termes de découplage et de compensation visant à contrôler efficacement les puissances actives et réactives du stator.

On voit que la puissance active est contrôlée par le courant rotorique direct i_{rq} via un régulateur PI, tandis que la puissance réactive est gérée par le courant en quadrature i_{rd} également sous l'action d'un régulateur PI. Ces deux courants sont découplés, permettant un contrôle indépendant des deux puissances. Les sorties du régulateur de courant du rotor de l'axe d et du régulateur de courant du rotor de l'axe q sont les références de tension du rotor V_{rd} et V_{rq}. Les références de tension du rotor sont utilisées pour générer des signaux MLI du convertisseur.

4. Orientation du flux VOC au CCR

Cette stratégie de commande est basée sur l'utilisation de régulateurs proportionnel-intégral (PI) avec un découplage des composantes directes et quadratiques du courant réseau. Le système comporte quatre boucles de contrôle, à savoir :

- Contrôle des courants du réseau i_{gd}, i_{gq}.
- Contrôle de tension du bus continu.

Les tensions de réseau après orientation sur l'axe d sont donnés par :

$$\begin{cases} v_{gd} = v_s \\ v_{gq} = 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

Après orientation, l'équation (2.26) devient :

$$\begin{cases} v_{fd} = R_f i_{gd} + L_f \frac{di_{gd}}{dt} - L_f \omega_s i_{gq} + \; v_s \\ v_{fq} = R_f i_{gq} + L_f \frac{di_{gq}}{dt} + L_f \omega_s i_{gd} \end{cases} \quad (3.12)$$

Les échanges de puissance entre le CCR et le réseau sont exprimés de la manière suivante :

$$\begin{cases} P_g = v_s i_{gd} \\ Q_g = -v_s i_{gq} \end{cases} \quad (3.13)$$

La composante i_{gd} contrôle la puissance active P_g, ainsi que la puissance réactive peut être ajustée par la composante i_{gq}.

En se basant sur l'équation (3.15), l'expression des courants de référence peut être déduite comme suit :

$$\begin{cases} i_{gd,ref} = \frac{Q_{g,ref}}{v_s} \\ i_{gq,ref} = \frac{P_{g,ref}}{v_s} \end{cases} \quad (3.14)$$

Le courant $i_{gq,ref}$ est obtenu directement à partir de $Q_{g,ref}$, d'autre part le courant $i_{gq,ref}$ est obtenu en contrôlant la tension de la liaison CC.

Les puissances qui relient le bus continu au redresseur et à l'onduleur sont exprimées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} P_{inv} = V_{dc}.i_{inv} \\ P_{rec} = V_{dc}.i_{rec} \\ P_c = V_{dc}.i_c \end{cases} \quad (3.15)$$

Avec :

$$P_{rec} = P_c + P_{inv} \quad (3.16)$$

En négligeant les pertes joules par rapport à la puissance échangée entre le rotor de la MADA et le réseau, on peut exprimer :

$$P_{rec} = P_g = V_{dc}.i_{rec} = v_s.i_{gq} \quad (3.17)$$

La régulation de la puissance P_g permet de rendre la puissance du condensateur P_c contrôlable. Par conséquent, la tension du bus continu devient également contrôlable. La figure 3.3 illustre le schéma de contrôle pour les deux convertisseurs CCM et CCR.

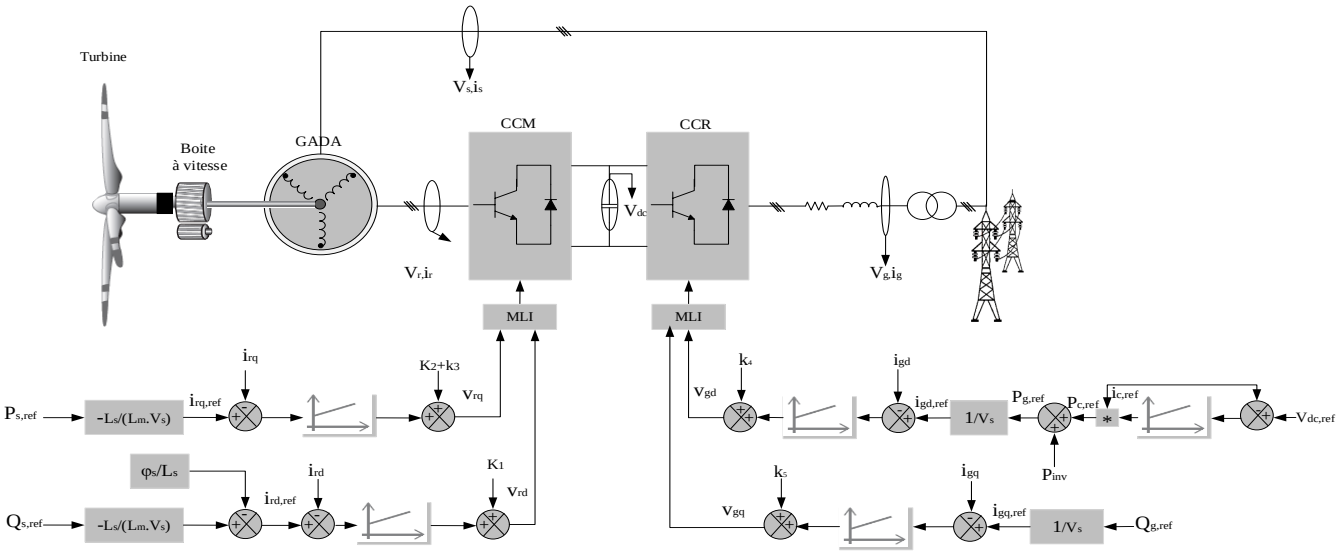


Figure 3.3 - Contrôle vectorielle coté machine et cote réseau de la GADA

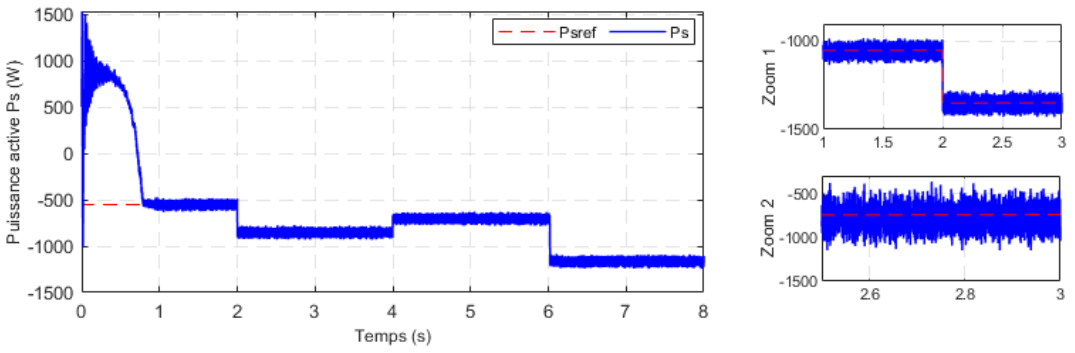
2.4 Simulation et interprétations

Toutes les simulations des commandes présentées dans ce projet de thèse ont été réalisées sur une génératrice asynchrone à double alimentation de 1,5 kW, où les enroulements statoriques sont connectés directement au réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés par un convertisseur de puissance. Les paramètres du système éolien (Turbine +GADA) sont donnés en annexe. Pour démontrer les performances et la robustesse de la commande vectorielle de la GADA, nous avons simulé le système dans les conditions suivantes :

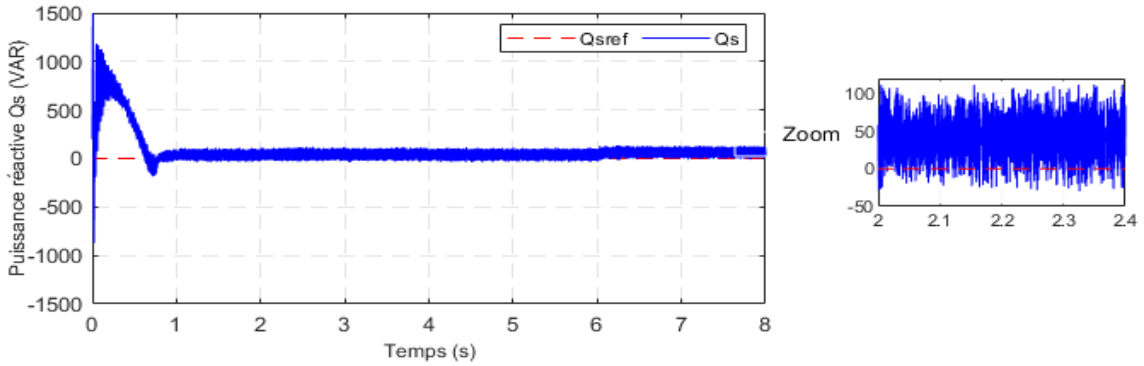
- Fonctionnement à vitesse constante.
- Fonctionnement à vitesse variable.

2.4.1 Fonctionnement à vitesse constante

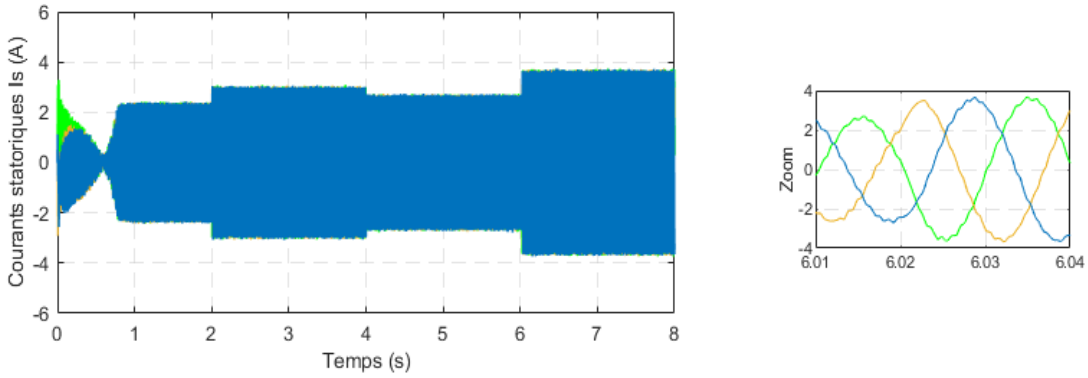
Ce premier essai consiste à imposer des variations d'échelons des courants statoriques et rotoriques tandis que la GADA est entraînée par la turbine éolienne à une vitesse de vent fixe. La figure 3.4 suivante présente les résultats des simulations réalisées sur l'environnement Matlab/Simulink en appliquant l'algorithme de maximisation de puissance (MPPT) avec la commande FOC.



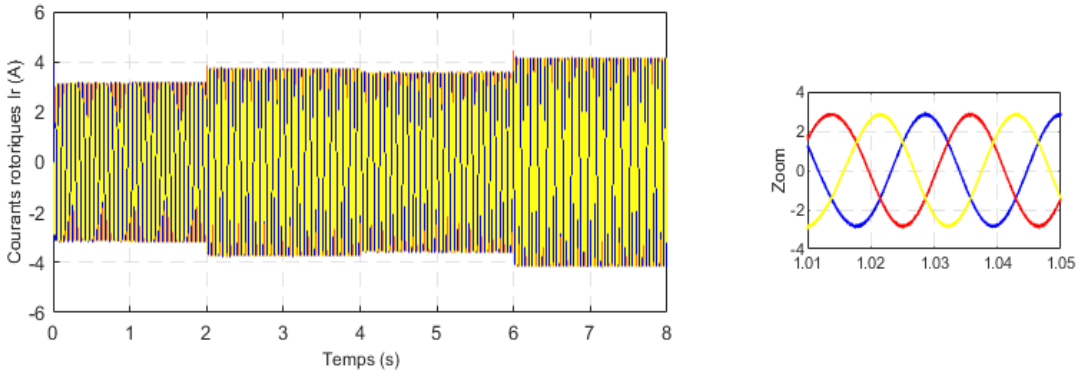
(a) Puissance active statorique



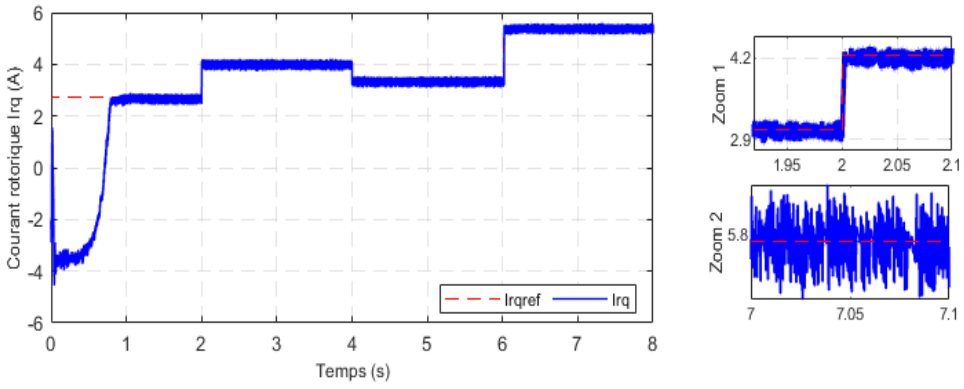
(b) Puissance réactive statorique



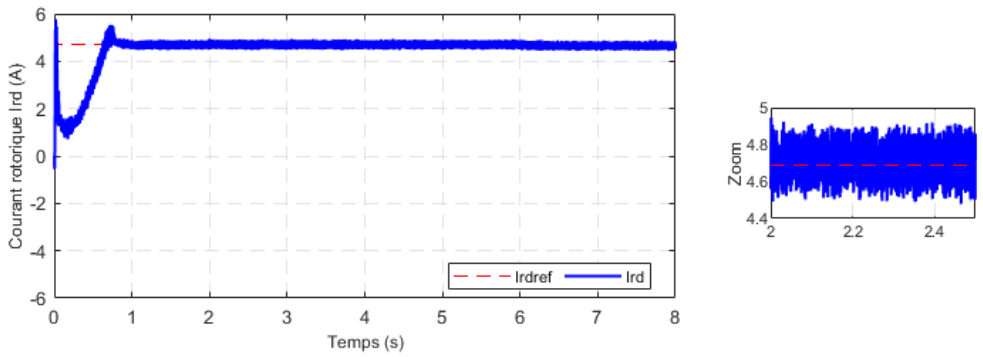
(c) Courants statoriques



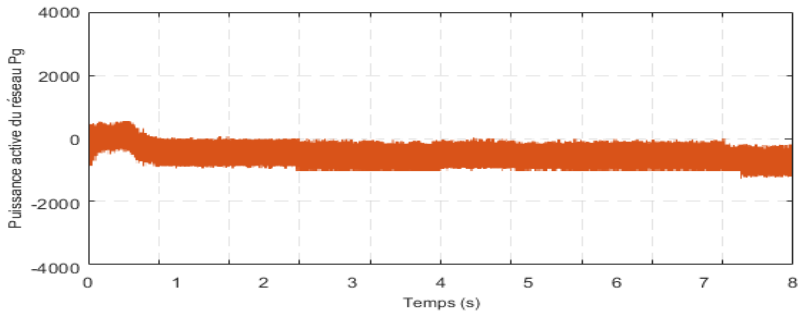
(d) Courants rotoriques



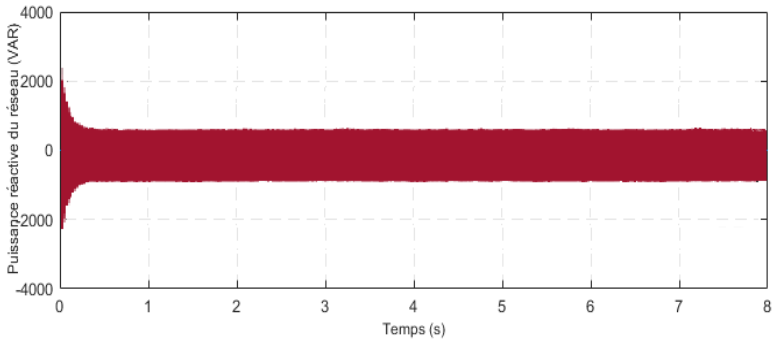
(e) Courant rotorique i_{rq}



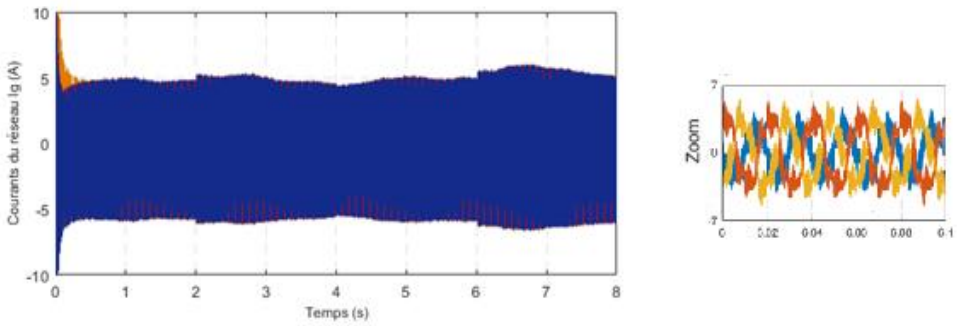
(f) Courant rotorique i_{rd}



(g) Puissance active du réseau



(h) Puissance réactive du réseau



(i) Courants du réseau

Figure 3.4 - Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constante

D'après ces résultats, nous constatons que la commande par orientation du flux offre des performances satisfaisantes avec une bonne dynamique de suivi pour les puissances active et réactive ainsi que les courants statoriques et rotoriques générés. Cependant, les formes des courants statoriques présentent des ondulations dues aux commutations des interrupteurs électroniques du convertisseur statique.

La MADA injecte de la puissance dans le réseau, ce qui est indiqué par le signe négatif de la puissance active. La nullité de la puissance réactive montre que le facteur de puissance côté stator est unitaire, ce qui optimise la qualité de l'énergie renvoyée au réseau. Par ailleurs, des oscillations accentues au niveau des puissances actives et réactives sont clairement remarquables.

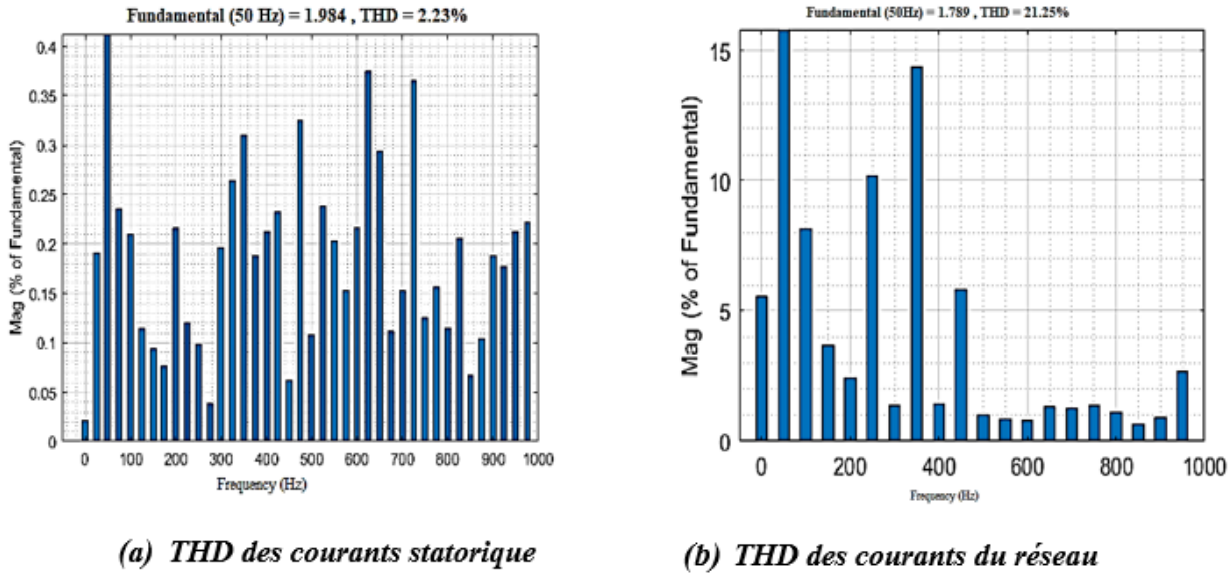
Les performances du système de commande sont évaluées à l'aide de l'erreur quadratique moyenne (RMSE), définie par l'équation (3.21) :

$$\text{RMES}=\sqrt{\sum_{k=1}^{k}\left\|y(k)-y_{ref}(k)\right\|^{2}/k} \qquad (3.21)$$

Les erreurs de chaque paramètre clé ont été calculées à l'aide de l'équation (3.20). Les variables P_s, Q_s, i_{rq} et i_{rd} suivent leurs références avec des erreurs de 7,7 %, 10,5 %, 9,7 %, et 8,1 %, respectivement.

La figure 3.4 (e) montre le courant rotorique en quadrature. Ce courant varie de manière inversement proportionnelle à la courbe de puissance active, car P_s est lié à i_{rq} par une équation linéaire avec un coefficient négatif. Cependant, le courant rotorique direct i_{rd} représentée dans la figure 3.4 (f) reste constant à une valeur presque 5A. Cela s'explique par le rapport constant ψ_s/L_mdans l'équation (3.6) et par le fait que $Q_{s,ref}$ est fixé à zéro.

Les courants statoriques et rotoriques triphasés générés ont une forme sinusoïdale avec une fréquence fixe de 50 Hz pour les courants statoriques, correspondant à celle du réseau. Cela garantit une meilleure qualité de l'énergie injectée dans le réseau.



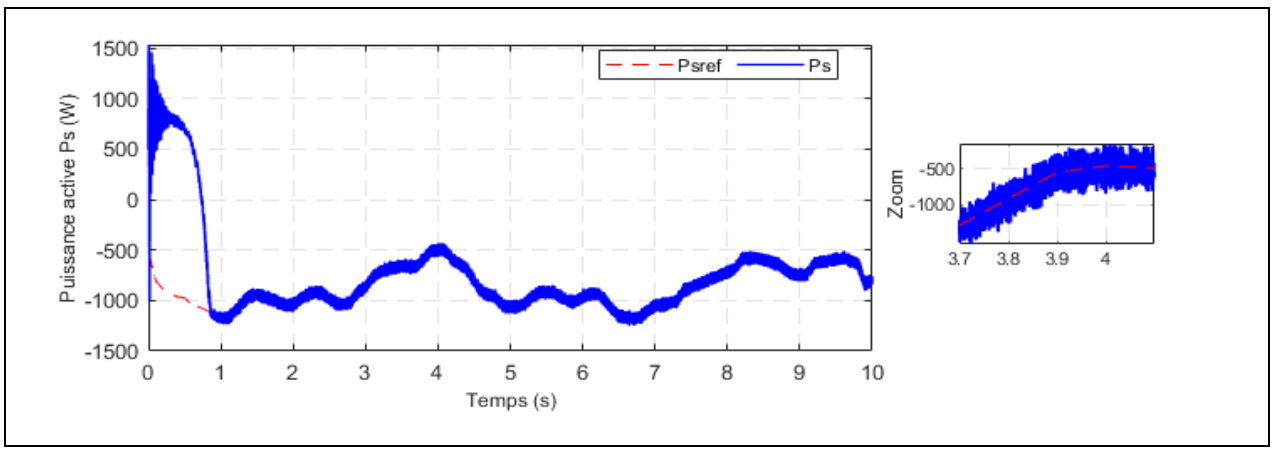
(a) THD des courants statorique *(b) THD des courants du réseau*

Figure 3.5 - Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent constant

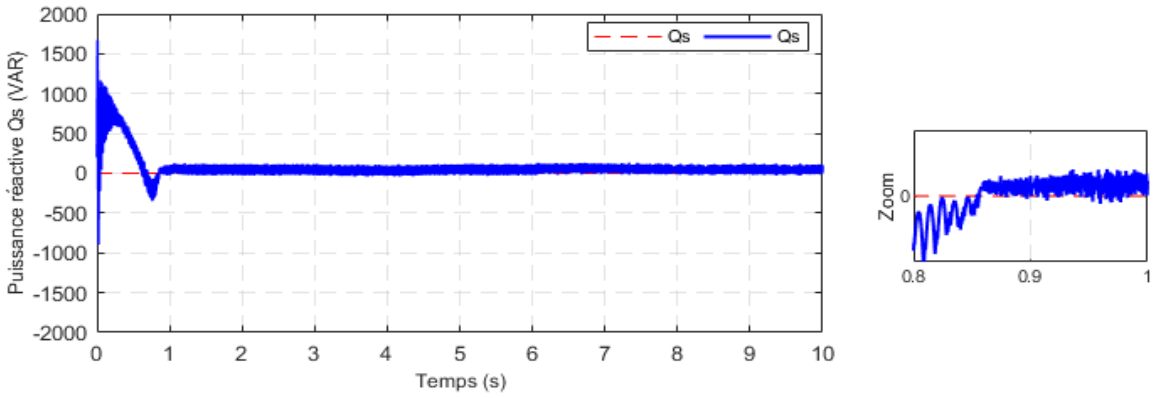
Pour garantir une électricité de haute qualité, la valeur normalisée du THD (Total Harmonic Distortion) doit être inférieure à 5 %. Pour la commande vectorielle, le THD du courant statorique était inférieur à 5 %, comme le montre la Figure 3.5 (a). Cependant, au niveau du réseau, le THD dépasse largement les 5 % tolérés pour l'injection, comme le montre la Figure 3.5 (b).

2.4.2 Fonctionnement à vitesse variable

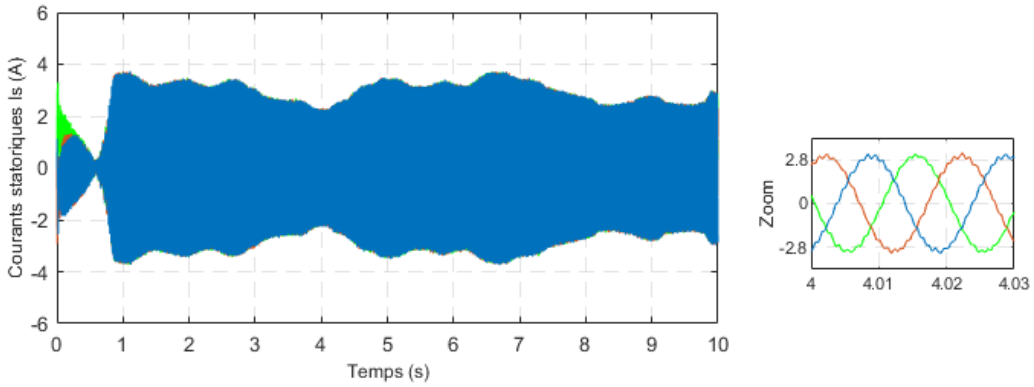
La turbine est entraînée par une vitesse du vent représentant une portion du vent mesuré dans la ville de Dakhla, afin de simuler des conditions de vent fluctuantes et réalistes. L'objectif de ce test est de vérifier le découplage entre les composantes du courant statorique et rotorique, par conséquent, d'assurer une commande efficace de la GADA. La figure 3.6 présente les résultats des simulations réalisées en appliquant l'algorithme de maximisation de puissance (MPPT) avec la commande vectorielle.



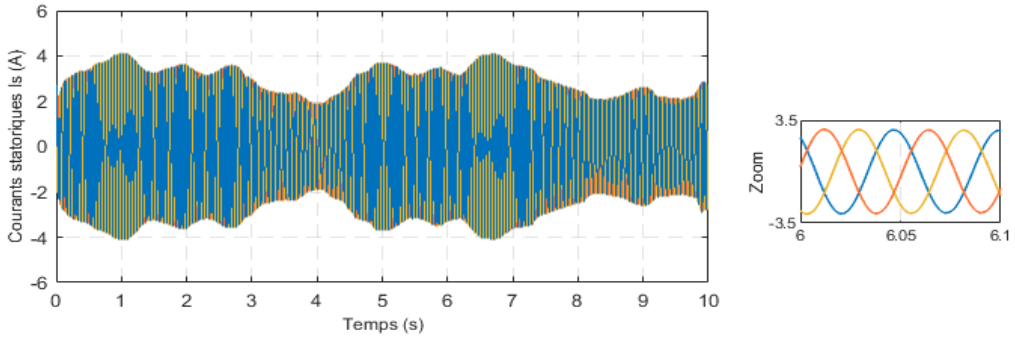
(a) Puissance active statorique



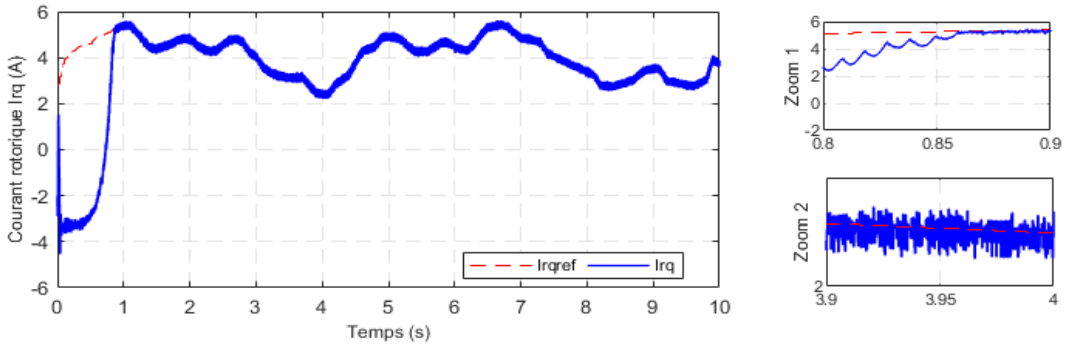
(b) Puissance réactive statorique



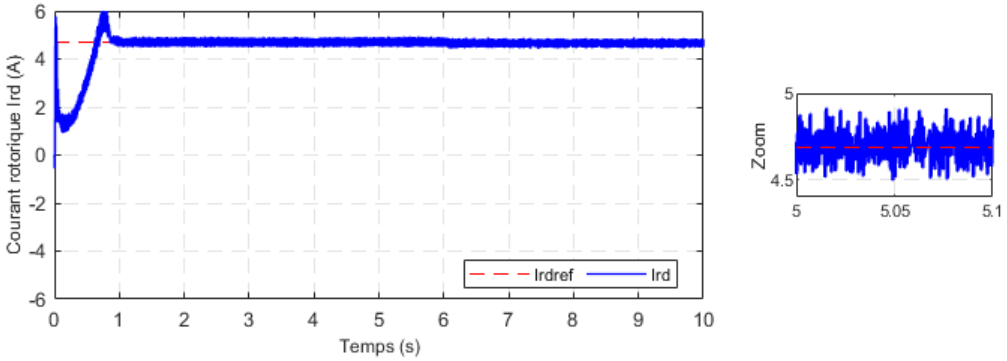
(c) Courants statoriques



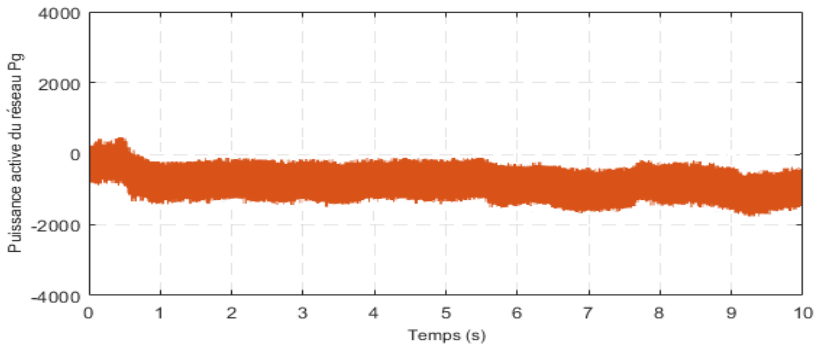
(d) Courants rotoriques



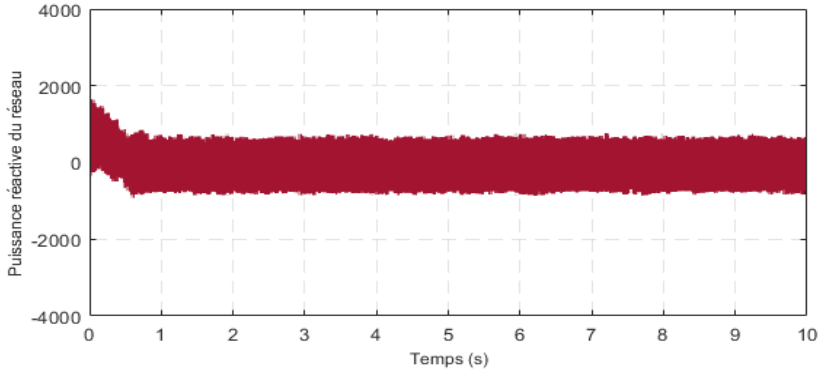
(e) Courant rotorique i_{rq}



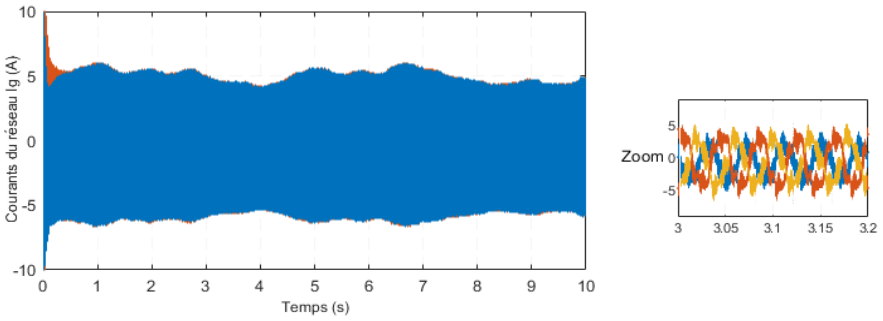
(f) Courant rotorique i_{rd}



(g) Puissance active du réseau



(h) Puissance réactive du réseau



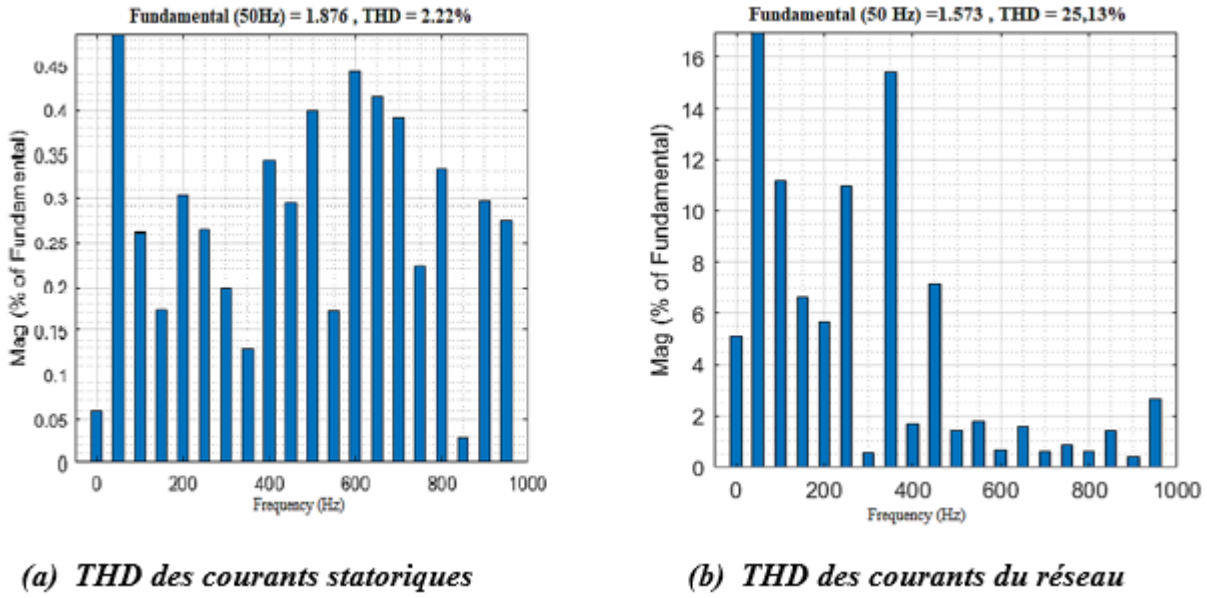
(i) Courants du réseau

Figure 3.6 - Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable

D'après les résultats obtenus lors de cet essai avec un vent fluctuant, il est évident que la commande vectorielle basée sur des régulateurs PI offre de bonnes performances en termes de suivi. La puissance active est contrôlée par le courant statorique de l'axe quadrature, tandis que la puissance réactive est directement influencée par le courant statorique de l'axe direct. Les formes d'onde des courants statoriques générés par le régulateur PI sont illustrées à la figure 3.6(c). On peut observer que les courants générés sont presque sinusoïdaux, tant en régime statique qu'en régime dynamique.

Les erreurs de chaque paramètre clé ont été calculées à l'aide de l'équation (3.21). Les variables P_s, Q_s, i_{rq} et i_{rd} suivent leurs références avec des erreurs de 4,2 %, 9,9 %, 7,5 %, et 4,7 %, respectivement.

Dans cette étude, le THD du courant statorique était inférieur à 5 %, comme illustré par la figure 3.7 (a). Cependant, au niveau du réseau, le THD dépasse largement les 5 % tolérés pour l'injection, comme le montrent la figure 3.7 (b).



(a) THD des courants statoriques *(b) THD des courants du réseau*

Figure 3.7 - Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent variable

3. Théorie de la commande par mode glissant

3.1 Principe de la SMC

La commande à mode glissant est une approche non linéaire et discontinue qui vise à conduire la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement prédéfinie. Cette surface de glissement est ensuite commutée à l'aide d'une logique de commutation jusqu'au point d'équilibre souhaité, ce qui caractérise le phénomène de glissement. Parmi les propriétés clés des modes glissants, il y a le fait que le processus de glissement est d'ordre réduit par rapport au système original, et que la dynamique du système en mode glissant est principalement déterminée par le choix des coefficients de la surface de glissement. De plus, cette approche présente une robustesse face aux variations de certains types de paramètres [89], ce qui en fait une méthode attrayante pour le contrôle de systèmes non linéaires sujets à des perturbations.

La trajectoire dans le plan de phase se compose de trois segments distincts :

Le mode de convergence : implique le déplacement de la variable à régler à partir de divers points initiaux vers la surface de commutation $s\,(x, y) = 0$ dans le plan de phase. Il est défini par une loi de commande spécifique et évalué en fonction d'un critère de convergence déterminé.

Le mode de glissement : ce mode se manifeste lorsque la variable d'état a atteint la surface de glissement et progresse vers l'origine du plan de phases. Sa dynamique est définie par la sélection de la surface de glissement représentée par $s\,(x, y) = 0$.

Le mode du régime permanent : Ce mode est intégré pour analyser la réponse du système à proximité de son point d'équilibre, généralement l'origine du plan de phases

La conception de la commande par mode de glissement intègre systématiquement les enjeux de stabilité et de performance. Cette approche se déroule en trois étapes principales, chacune complémentaire des autres, définies comme suit :

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

Le schéma général d'un contrôleur SMC des courants est donné par la figure 3.8.

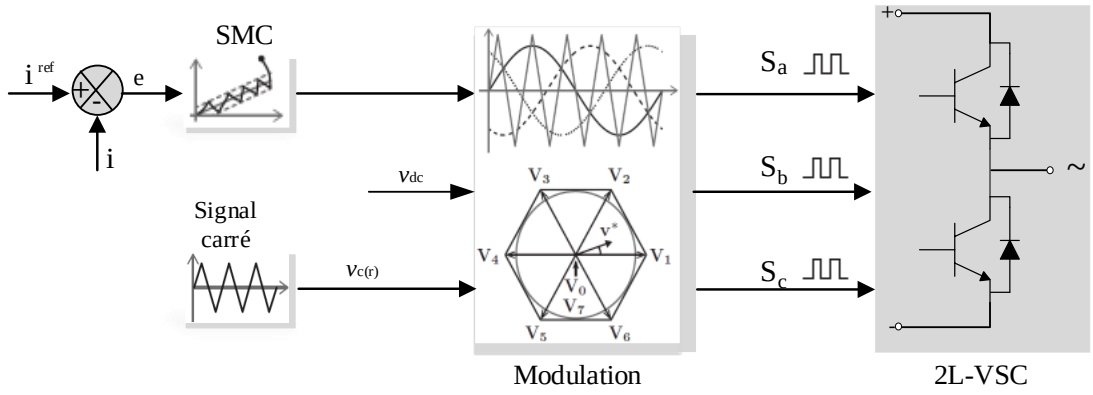


Figure 3.8 - Schéma bloc du contrôle par mode glissant (SMC) avec une étape de modulation

3.1.1 Choix de la surface de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$

(3.22)

Avec :

$x(t) \in R^n$ est le vecteur d'état, $u(t) \in R^m$ est le vecteur de commande avec $n > m$.

La surface de glissement, en tant que fonction scalaire, facilite le glissement de l'erreur de la variable à régler vers l'origine du plan de phase. Sa configuration peut être linéaire ou non linéaire en fonction des besoins particuliers de l'application envisagée.

La littérature propose diverses formes de surfaces de glissement, chacune optimisée pour des performances particulières en fonction de l'application. Dans cette thèse, nous avons choisi d'adopter la surface de glissement proposée par J.J. Slotine [89,90], qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur cible, comme décrit dans l'équation suivante :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} * e \qquad (3.23)$$

Avec :

λ : Gain positif.

$e=x_{ref}-x$ écart de la variable à régler.

r : degré relatif, le plus petit entier positif qui représente le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaitre la commande.

Le but de cette approche de commande est de maintenir la surface (x) qui tend vers zéro. Cette surface est déterminée par une équation différentielle linéaire, avec une solution unique *e= 0*, pour un paramètre λ adéquat.

3.1.2 Condition de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence constituent les critères essentiels qui assurent la convergence des différentes dynamiques du système vers la surface de glissement et les maintiennent en place, quelles que soient les perturbations. Ces conditions se déclinent en deux types principaux :

- **Approche directe**

L'approche directe, proposée et analysée par Emilyanov et Utkin. L'objectif est de définir une dynamique pour la surface qui converge vers zéro, représentée par l'expression suivante :

$S(x)\dot{S}(x) < 0$ (3.24)

- **La fonction de LYAPUNOV**

Il s'agit de sélectionner une fonction scalaire positive *V(x)* pour les variables d'état du système et de déterminer une loi de commande qui réduira cette fonction de manière décroissante $\dot{V}(x)$.

La fonction de LYAPUNOV est donnée par la forme quadratique suivante :

$V(x)=\frac{1}{2}.S(x)^2$ (3.25)

Pour garantir la condition nécessaire pour que la variable de glissement *S(x, t)* tende vers zéro, il est impératif que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative.

$\dot{V}(x)=S(x)\dot{S}(x) < 0$ (3.26)

L'approche consiste à sélectionner une fonction scalaire *S(x)* qui assure l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et à développer une commande *'U'* de telle manière que le carré de la surface corresponde à une fonction de Lyapunov.

3.1.3 Calcul de la commande

Lorsque le régime de glissement est atteint, la dynamique du système devient indépendante de la loi de commande, qui sert uniquement à maintenir les conditions de glissement. La prochaine étape consiste à définir la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers cette surface et ensuite vers son point d'équilibre, tout en maintenant les conditions du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement nécessite une commande discontinue, et la surface de glissement doit être attractive de chaque côté. Bien que cette commande discontinue soit essentielle, il est possible de lui ajouter une composante continue, ce qui permet de réduire l'amplitude de la partie discontinue. En présence de perturbations, la commande discontinue vérifie principalement les conditions d'attractivité [90]. Ainsi, un contrôleur par mode de glissement se compose de deux parties : une pour la linéarisation exacte u_{eq} et une autre pour assurer la stabilité u_n.

$$u = u_{eq} + u_n \tag{3.27}$$

La commande u_{eq}, proposée par Filipov, est utilisée pour maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement *S(x) = 0*. Cette commande peut être interprétée comme une valeur moyenne entre u_{min} et u_{max} comme illustré la figure 3.9.

La commande équivalente est obtenue en supposant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. La commande u_n, est calculée afin de garantir la convergence malgré les incertitudes sur les paramètres du modèle du système.

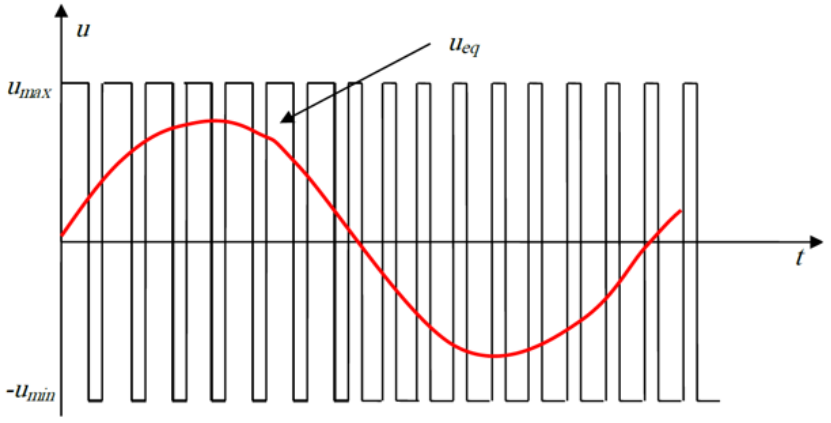


Figure 3.9 - Valeur continue de la commande u_eq

Pour illustrer le développement précédent, considérons un système décrit par l'équation d'état (3.21). L'objectif est de trouver l'expression correspondante pour la commande analogique *u*.

- **Détermination de la commande équivalente u_{eq}**

La dérivée de la surface *S(x)* est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx}.\frac{dx}{dt} \quad (3.28)$$

En remplaçant les expressions de *x(t),* et de *u(t)* dans l'équation (3.28), on obtient :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx}\left(Ax(t) + B(u_{eq} + u_n)\right) \quad (3.29)$$

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx}\left(Ax(t) + Bu_{eq}\right) + \frac{dS}{dx}B.u_n \quad (3.30)$$

Pendant le mode glissant et en régime permanent, la surface est nulle, ce qui signifie que sa dérivée ainsi que la partie discontinue sont également nulles.

$$\dot{S}(x) = 0 = \frac{dS}{dx}\left(Ax(t) + Bu_{eq}\right) \quad (3.31)$$

Donc :

$$u_{eq} = -\left(\frac{dS}{dx}Ax(t)\right)\left(\frac{dS}{dx}B\right)^{-1} \quad (3.32)$$

En remplaçant la commande u_{eq} par sa valeur dans l'équation (3.29) nous trouvons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx}B.u_n \quad (3.33)$$

Reprenant ce qui a été déjà énoncé, la condition de convergence est exprimée par la formule $S(x).\dot{S}(x) < 0$

En remplaçant $\dot{S}(x)$ par sa valeur calculée, nous trouvons :

$$S(x).\frac{dS}{dx}B.u_n < 0 \quad (3.34)$$

Pour garantir la satisfaction de cette condition, il est nécessaire que le signe de u_n soit opposé à celui de *S(x).*

- **Détermination de la commande discontinue de base u_n**

En général, la commande discontinue peut prendre plusieurs formes, la plus simple est celle d'une fonction *sign* comme illustré à la figure 3.10:

$$u_n = k.sign(S(x)) \quad (3.35)$$

Où :

k : est un gain.

La fonction signe « sign » est donnée par :

$$Sign(S(x)) = \begin{cases} 1\ si\ S > 0 \\ 0\ si\ S = 0 \\ -1 si\ S < 0 \end{cases} \quad (3.36)$$

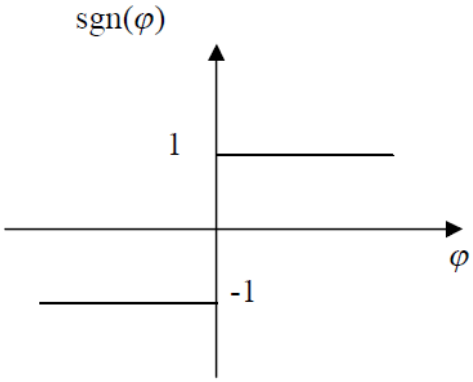


Figure 3.10 - Fonction sign (Commande de type relais).

3.2 Application de la commande par mode glissant à la GADA

Après avoir exposé la théorie de la commande par mode glissant avec ses diverses structures non linéaires, nous aborderons dans cette section l'application de cette commande au CCM et au CCR :

3.2.1 Contrôle du convertisseur coté GADA CCM

En référence à la surface de glissement définie par SLOTINE dans l'équation (3.23), la surface de glissement pour *r = 1* représente Le courants i_{rd} comme suit :

$$S\,(i_{rd})=e_1=i_{rd}^{ref}-i_{rd} \tag{3.37}$$

La dérivée de cette surface est exprimée par l'équation suivante :

$$\dot{S}\,(i_{rd})=\dot{e}_1=\dot{i}_{rd}^{ref}-\dot{i}_{rd} \tag{3.38}$$

Avec :

$$\dot{i}_{rd}=\frac{1}{\sigma L_r}\left(v_{rd}-R_r i_{rd}+\omega_r L_r \sigma i_{rq}\right) \tag{3.39}$$

Donc, l'équation (3.38) se réécrit comme suit :

$$\dot{S}\,(i_{rd})=\dot{e}_1=\dot{i}_{rd}^{ref}-\frac{1}{\sigma L_r}\left(v_{rd}-R_r i_{rd}+\omega_r L_r \sigma i_{rq}\right) \tag{3.40}$$

En substituant l'expression de v_{rd} par $v_{rd}^{eq}+v_{rd}^{n}$, la commande devient clairement apparente dans l'équation suivante :

$$\dot{S}\,(i_{rd})=\dot{e}_1=\dot{i}_{rd}^{ref}-\frac{1}{\sigma L_r}\left(\left(v_{rd}^{eq}+v_{rd}^{n}\right)-R_r i_{rd}+\omega_r L_r \sigma i_{rq}\right) \tag{3.41}$$

Pendant le mode de glissement et en régime permanent, les conditions sont les suivantes

$$S\,(i_{rd})=e_1=0\;;\;\dot{S}\,(i_{rd})=\dot{e}_1=0\;;\;v_{rd}^{n}=0 \tag{3.42}$$

L'équation (3.41) se réécrit comme suit :

$$\dot{S}\,(i_{rd})=\dot{e}_1=0=\dot{i}_{rd}^{ref}-\frac{1}{\sigma L_r}\left(v_{rd}^{eq}-R_r i_{rd}+\omega_r L_r \sigma i_{rq}\right) \tag{3.43}$$

La formule de la commande équivalente est donnée par :

$$v_{rd}^{eq}=\left(L_r \sigma \dot{i}_{rd}^{ref}-\left(-R_r i_{rd}+\omega_r L_r \sigma i_{rq}\right)\right) \tag{3.44}$$

Pendant le mode de convergence, il est essentiel que la condition $S(x)\dot{S}(x) < 0$ soit vérifiée. En substituant l'équation (3.41) dans (3.40), on obtient :

$$\dot{S}(i_{rd}) = \left(-\frac{1}{\sigma L_r} v_{rd}^n\right) \quad (3.45)$$

Avec :

$$v_{rd}^n = ksign\big(S(i_{rd})\big) \quad (3.46)$$

En référence à la surface de glissement définie par SLOTINE dans l'équation (3.23), la surface de glissement pour r = 1 représente Le courants i_{rq} comme suit :

$$S\left(i_{rq}\right)=e_2=i_{rq}^{ref} - i_{rq} \quad (3.47)$$

La dérivée de cette surface est exprimée par l'équation suivante :

$$\dot{S}\left(i_{rq}\right)=\dot{e}_2 = \dot{i}_{rq}^{ref} - \dot{i}_{rq} \quad (3.48)$$

Avec :

$$\dot{i}_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r}\left(v_{rq} - R_r i_{rq} - \omega_r L_r \sigma i_{rd}\right) \quad (3.49)$$

Donc, l'équation (3.48) devient :

$$\dot{S}\left(i_{rq}\right)=\dot{e}_2 = \dot{i}_{rq}^{ref} - \tfrac{1}{\sigma L_r}\left(v_{rq} - R_r i_{rq} - \omega_r L_r \sigma i_{rd}\right) \quad (3.50)$$

En substituant l'expression de v_{rq} par $v_{rq}^{eq} + v_{rq}^n$, la commande devient clairement apparente dans l'équation suivante :

$$\dot{S}\left(i_{rd}\right)=\dot{e}_2 = \dot{i}_{rq}^{ref} - \tfrac{1}{\sigma L_r}\left(\left(v_{rq}^{eq} + v_{rq}^n\right) - R_r i_{rq} - \omega_r L_r \sigma i_{rd}\right) \quad (3.51)$$

Pendant le mode de glissement et en régime permanent, les conditions sont les suivantes :

$$S\left(i_{rq}\right)=e_1 = 0 \; ; \dot{S}\left(i_{rq}\right)=\dot{e}_1 = 0 \; ; v_{rq}^n = 0 \quad (3.52)$$

$$\dot{S}\left(i_{rq}\right)=\dot{e}_2 = 0 = \dot{i}_{rq}^{ref} - \tfrac{1}{\sigma L_r}\left(v_{rq}^{eq} - R_r i_{rq} - \omega_r L_r \sigma i_{rd}\right) \quad (3.53)$$

La formule de la commande équivalente est donnée par :

$$v_{rq}^{eq} = \left(L_r \sigma \dot{i}_{rq}^{ref} - \left(-R_r i_{rq} - \omega_r L_r \sigma i_{rd}\right)\right) \quad (3.54)$$

Pendant le mode de convergence, il est essentiel que la condition $S(x)\dot{S}(x) < 0$ soit vérifiée. En substituant l'équation (4.53) dans (4.52), on obtient :

$$\dot{S}\left(i_{rq}\right) = \left(-\frac{1}{\sigma L_r} v_{rq}^n\right) \quad (3.55)$$

Avec :

$$v_{rq}^n = ksign\left(S\left(i_{rq}\right)\right) \quad (3.56)$$

3.2.2 Contrôle du convertisseur coté GADA CCR

En référence à la surface de glissement définie par SLOTINE dans l'équation (3.23), la surface de glissement pour r = 1 représente Le courants i_{rd} comme suit :

$$S\left(i_{gd}\right)=e_3=i_{gd}^{ref}-\mathrm{i_{gd}} \tag{3.57}$$

La dérivée de cette surface est exprimée par l'équation suivante :

$$\dot{S}\left(i_{gd}\right)=\dot{e}_3=\dot{i}_{gd}^{ref}-\dot{i}_{gd} \tag{3.58}$$

Avec :

$$\dot{i}_{gd}=\frac{1}{L_f}\left(v_{fd}-R_f i_{gd}+\omega_g L_f i_{gq}-v_g\right) \tag{3.59}$$

Donc, l'équation (3.58) devient :

$$\dot{S}\left(i_{fd}\right)=\dot{e}_3=\dot{i}_{fd}^{ref}-\frac{1}{L_f}\left(v_{fd}-R_f i_{fd}+\omega_f L_f i_{fq}-v_g\right) \tag{3.60}$$

En substituant l'expression de v_{fd} par $v_{fd}^{eq}+v_{fd}^{n}$, la commande devient clairement apparente dans l'équation suivante :

$$\dot{S}\left(i_{gd}\right)=\dot{e}_3=\dot{i}_{gd}^{ref}-\frac{1}{L_f}\left(\left(v_{fd}^{eq}+v_{fd}^{n}\right)-R_f i_{gd}+\omega_g L_f i_{gq}-v_g\right) \tag{3.61}$$

Pendant le mode de glissement et en régime permanent, les conditions sont les suivantes :

$$S\left(i_{gd}\right)=e_3=0\ ;\ \dot{S}\left(i_{fd}\right)=\dot{e}_3=0\ ;\ v_{fd}^{n}=0 \tag{3.62}$$

$$\dot{S}\left(i_{gd}\right)=\dot{e}_3=0=\dot{i}_{gd}^{ref}-\frac{1}{L_f}\left(v_{fd}^{eq}-R_f i_{gd}+\omega_g L_f i_{gq}-v_g\right) \tag{3.63}$$

La commande équivalente est donnée par :

$$v_{fd}^{eq}=L_f\dot{i}_{gd}^{ref}+R_f i_{gd}-\omega_g L_f i_{gq}+v_g \tag{3.64}$$

Pendant le mode de convergence, il est essentiel que la condition $S(x)\dot{S}(x)<0$ soit vérifiée. En substituant l'équation (3.62) dans (3.63), on obtient :

$$\dot{S}\left(i_{fd}\right)=\left(-\frac{1}{L_f}v_{rd}^{n}\right) \tag{3.65}$$

Avec :

$$v_{fd}^{n}=ksign\left(S\left(i_{gd}\right)\right) \tag{3.57}$$

En référence à la surface de glissement définie par SLOTINE dans l'équation (3.24), la surface de glissement pour r = 1 représente Le courants i_{gq} comme suit :

$$S\left(i_{gq}\right)=e_4=i_{gq}^{ref}-i_{gq} \tag{3.58}$$

La dérivée de cette surface est exprimée par l'équation suivante :

$$\dot{S}\left(i_{gq}\right)=\dot{e}_4=\dot{i}_{gq}^{ref}-\dot{i}_{gq} \tag{3.59}$$

Avec :

$$\dot{i}_{gq} = \frac{1}{L_f}\left(v_{fq} - R_f i_{gq} - \omega_g L_f i_{gd} - v_{gq}\right) \quad (3.60)$$

Donc, l'équation (3.59) devient :

$$\dot{S}\left(i_{gq}\right)=\dot{e}_4 = \dot{i}_{gq}^{ref} - \frac{1}{L_f}\left(v_{fq} - R_f i_{gq} - \omega_g L_f i_{gd}\right)$$

En substituant l'expression de v_{fq} par $v_{fq}^{eq} + v_{fq}^{n}$, la commande devient clairement apparente dans l'équation suivante :

$$\dot{S}\left(i_{gd}\right)=\dot{e}_4 = \dot{i}_{gq}^{ref} - \frac{1}{L_f}\left(\left(v_{fq}^{eq} + v_{fq}^{n}\right) - R_f i_{gq} - \omega_g L_f i_{gd}\right) \quad (3.61)$$

Pendant le mode de glissement et en régime permanent, les conditions sont les suivantes :

$$S\,(i_{gq})=e_4 = 0\ ;\ \dot{S}\left(i_{gq}\right)=\dot{e}_4 = 0\ ;\ v_{gq}^{n} = 0 \quad (3.62)$$

$$\dot{S}\left(i_{gq}\right)=\dot{e}_4 = 0 = \dot{i}_{gq}^{ref} - \frac{1}{L_f}\left(v_{fq}^{eq} - R_f i_{gq} - \omega_f L_f i_{gd}\right) \quad (3.63)$$

La commande équivalente est donnée par :

$$v_{fq}^{eq} = \left(L_f \dot{i}_{gq}^{ref} - \left(-R_f i_{gq} - \omega_g L_f i_{gd}\right)\right) \quad (3.64)$$

Pendant le mode de convergence, il est essentiel que la condition $S(x)\dot{S}(x) < 0$ soit vérifiée. En substituant l'équation (3.63 dans (3.61), on obtient :

$$\dot{S}\left(i_{gq}\right) = \left(-\frac{1}{L_f} v_{fq}^{n}\right) \quad (3.65)$$

Avec :

$$v_{fq}^{n} = ksign\left(S\left(i_{gq}\right)\right) \quad (3.66)$$

Le schéma du bloc de la commande par régulation des courants pour le CCM et CCR appliqué à GADA est illustré par la figure 3.11.

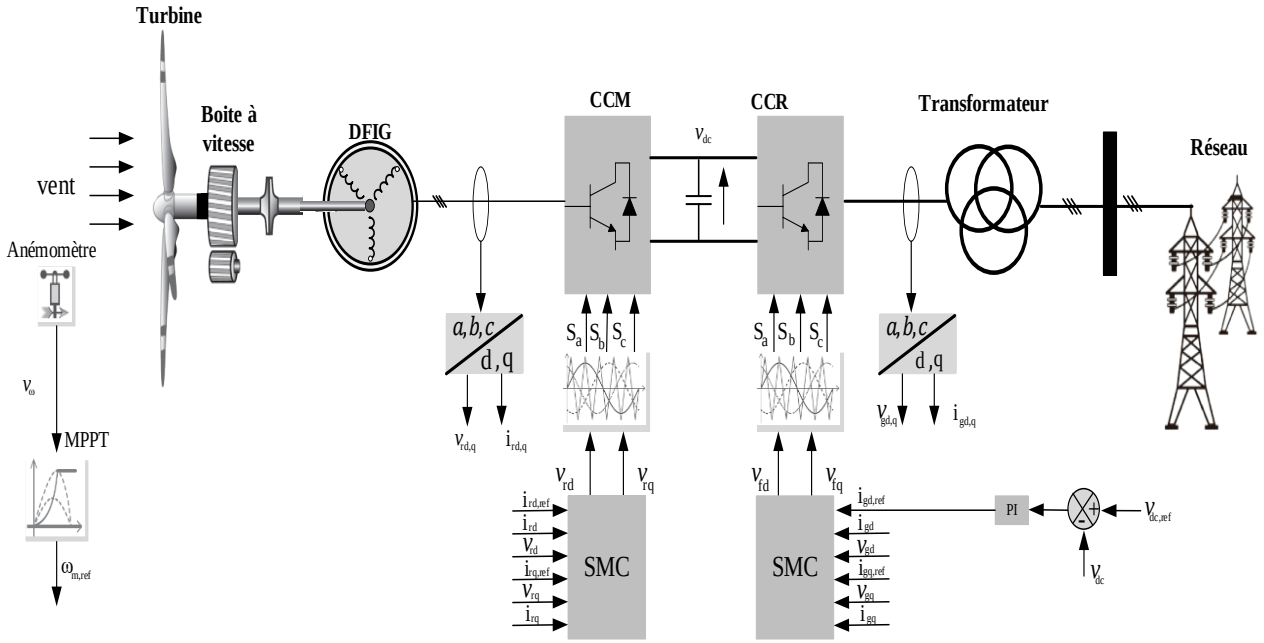


Figure 3.11 - Configuration du système de contrôle

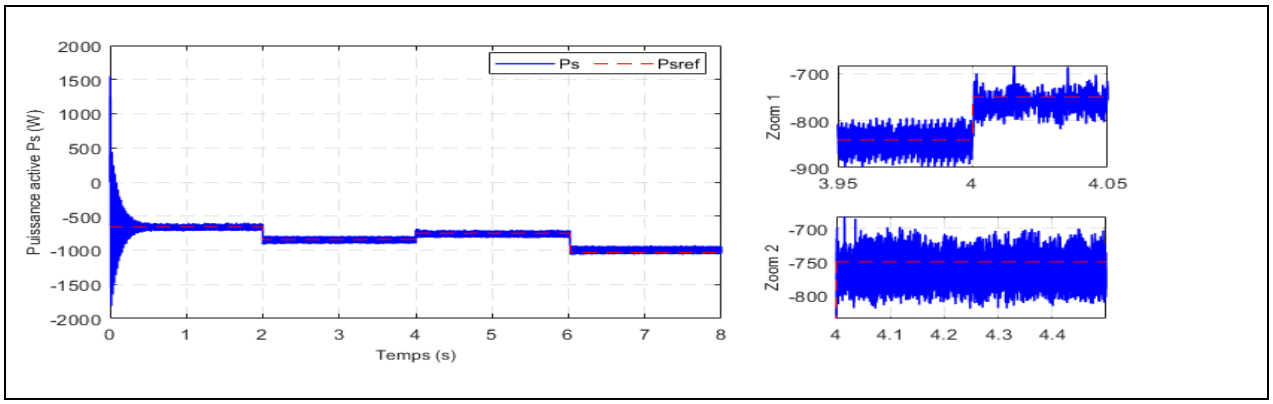
3.3 Simulation et Résultats

Dans cette section, la commande mode glissant de la GADA a été évaluée par simulation dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Deux types de tests ont été effectués sur le système représenté à la figure 3.12 pour observer les performances de régulation :

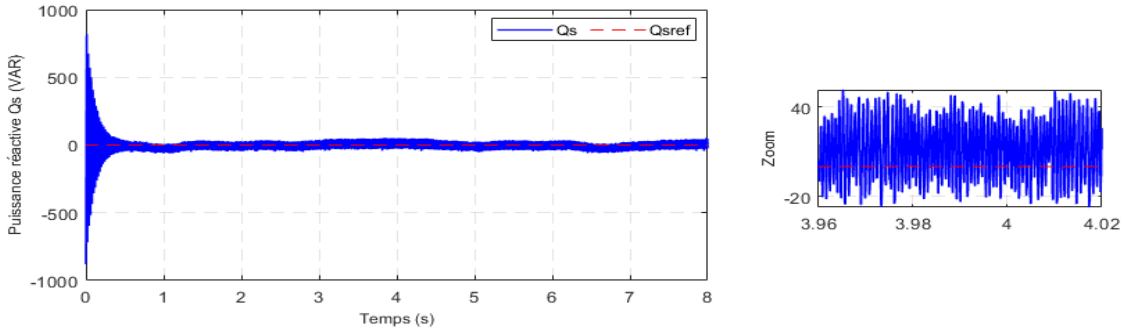
- Fonctionnement à vitesse du vent fixe ;
- Fonctionnement à vitesse du vent variable avec contrôle MPPT ;

3.3.1 Fonctionnement à vitesse constante.

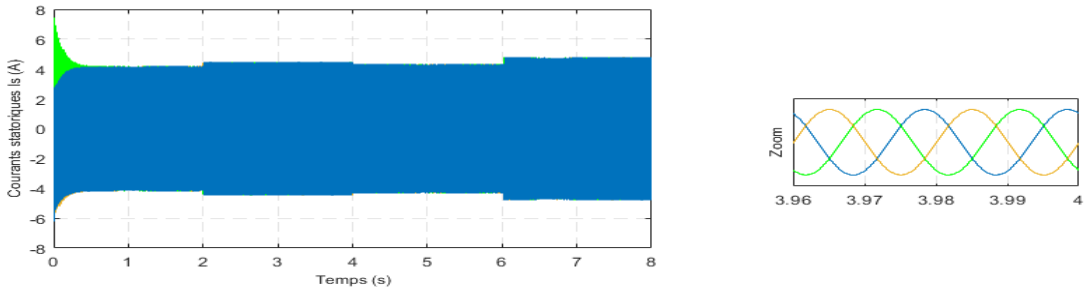
Dans cet essai, nous avons pris la puissance aérodynamique déterminée par l'algorithme MPPT comme référence de puissance active afin d'extraire le maximum de puissance du vent. Nous avons fixé la puissance réactive à zéro pour obtenir un facteur de puissance unitaire.



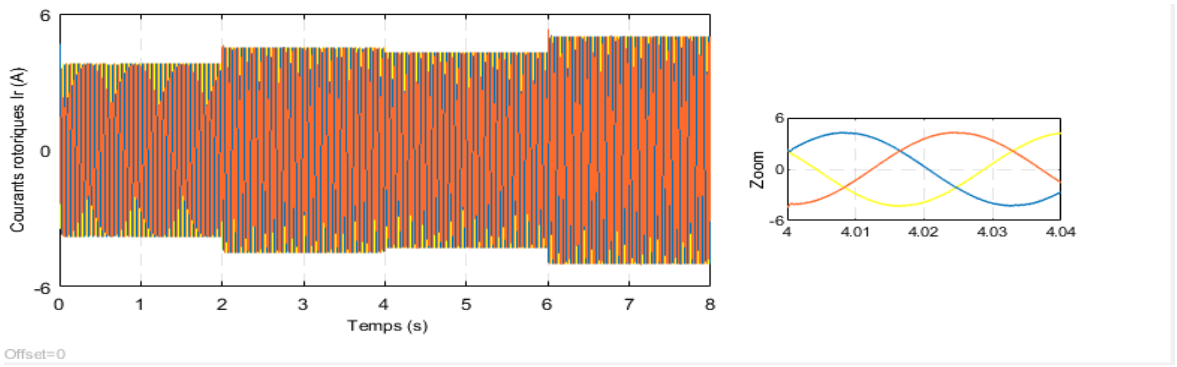
(a) Puissance active



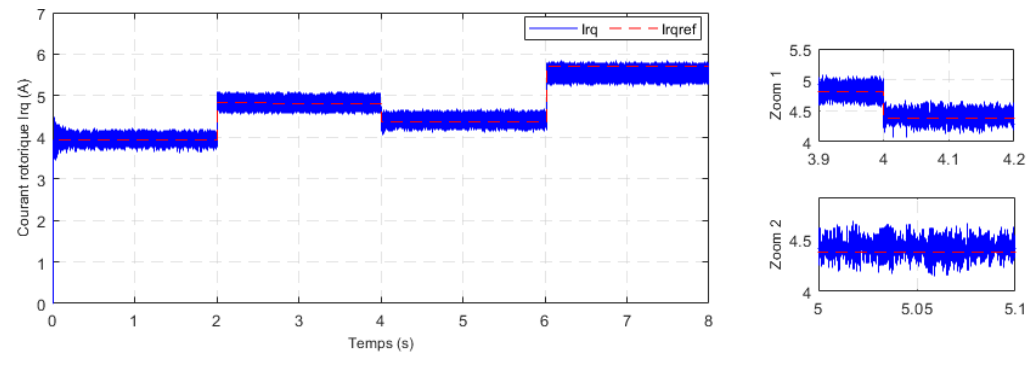
(b) Puissance réactive



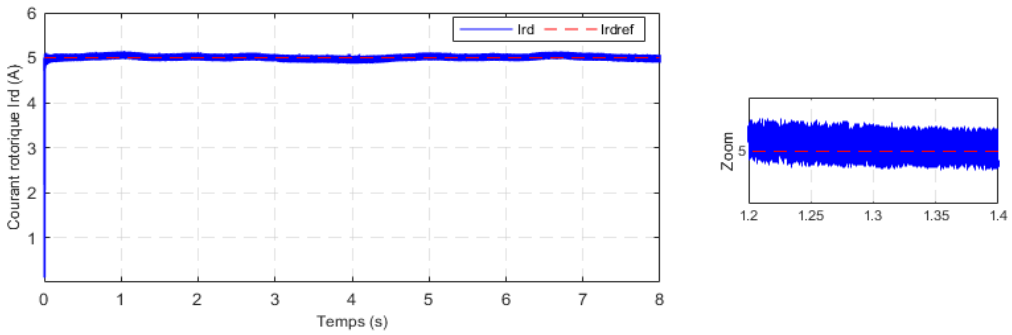
(c) Courants statoriques



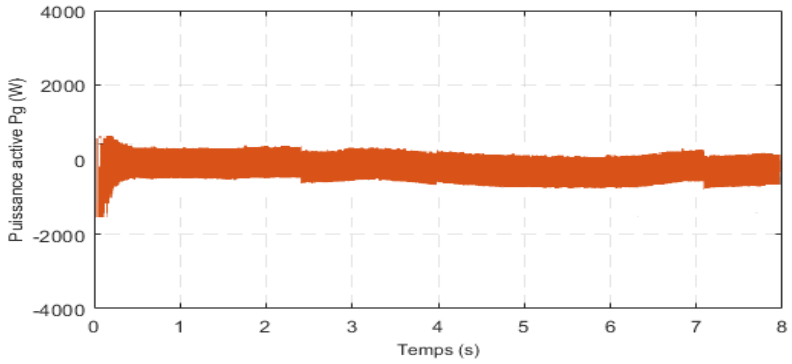
(d) Courants rotoriques



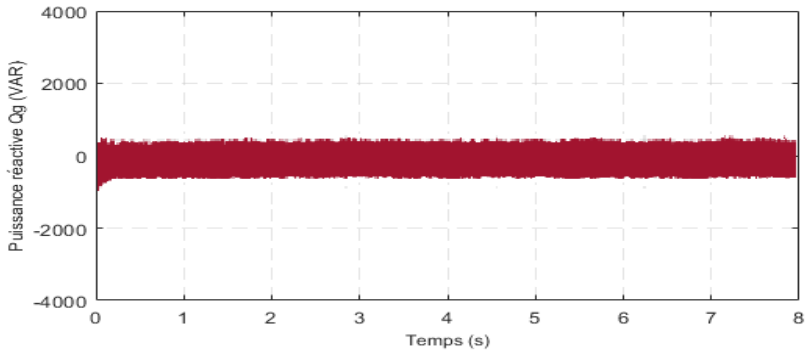
(e) Courant rotorique i_{rq}



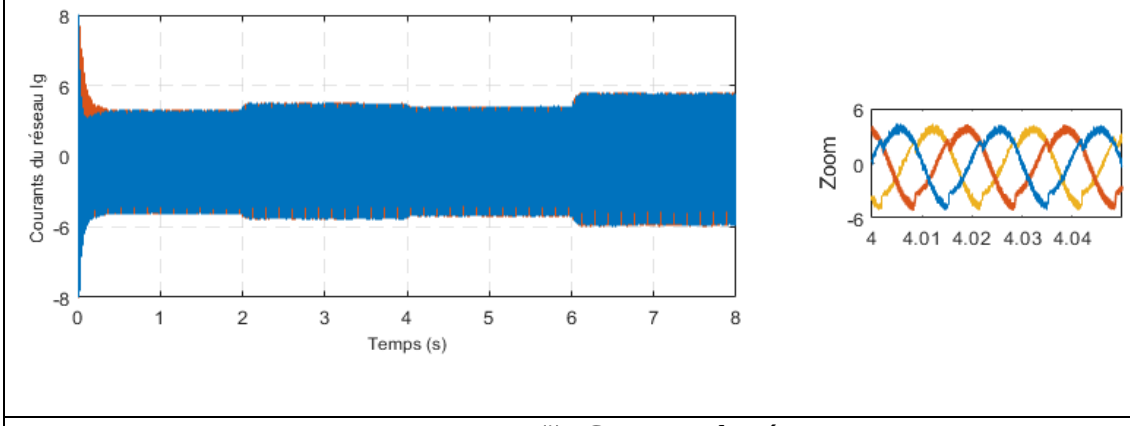
(f) Courant rotorique i_{rd}



(g) Puissance active du réseau



(h) Puissance réactive du réseau



(i) Courants du réseau

Figure 3.12 - Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constant

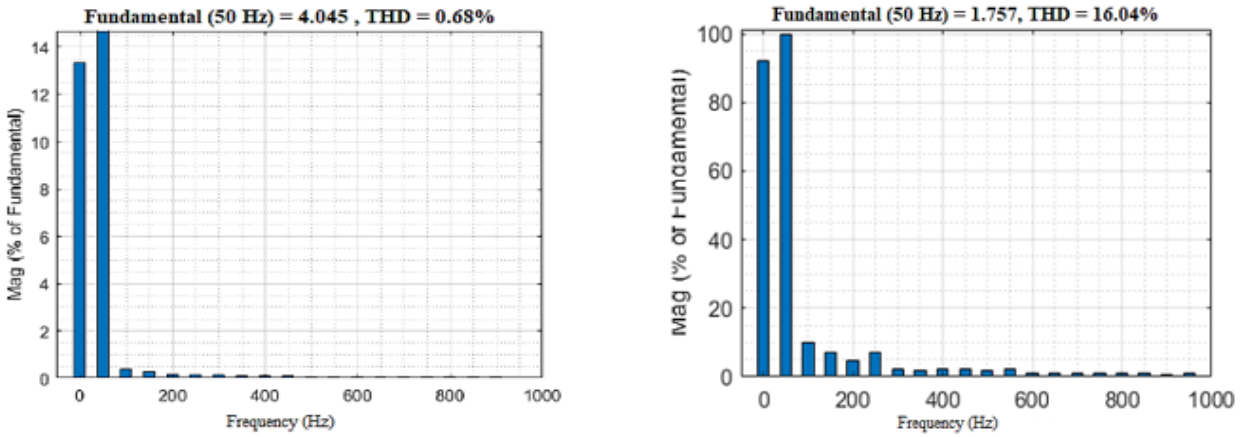
Les résultats de la commande par mode glissant ont démontré que la génératrice GADA suit parfaitement les références avec une erreur statique inférieure à celle obtenue avec le régulateur PI. Les réponses des puissances statoriques active et réactive sont illustrées aux figures 3.12(a) et 3.12 (b), montrant qu'elles atteignent rapidement leur valeur de référence, sans dépassement, contrairement au régulateur PI. La puissance active négative P_s indique que la MADA fonctionne en mode génératrice et fournit de l'énergie au réseau. La puissance réactive Q_s, pratiquement nulle, garantit un facteur de puissance unitaire côté stator.

La figure 3.12 (f) montre que le courant rotorique direct i_{rd} atteint sa valeur constante de 5A sans dépassement. De plus, la figure 3.12 (e) illustre le courant quadrature i_{rq}, qui présente une forme inverse à celle de la puissance active et atteint sa référence de manière stable.

Les courants rotoriques $i_{r,abc}$ et les courants statoriques triphasés $i_{s,abc}$ générés par la GADA présentent une forme sinusoïdale avec une fréquence fixe de 50 Hz pour les courants statoriques, assurant une énergie propre sans harmoniques échangée entre la GADA et le réseau électrique.

Par ailleurs, les puissances active et réactive du réseau sont représentées respectivement dans les figures 3.12 (g, h). Le profil de P_g suit presque la même forme que celui de P_s, tandis que le profil de $Q_g$correspond à celui de Q_s ms avec des oscillations importantes. De plus, les courants du réseau $i_{g,abc}$ (figure 3.12 (i)) présent et une forme sinusoïdale et une période identique à celles de $i_{s,abc}$.

Pour la commande en mode glissant, le THD des courants statoriques ne dépasse pas 1,741%, comme le montre la Figure 3.13 (a). En revanche, pour les courants du réseau, le THD atteint 16,04%, dépassant ainsi la valeur tolérée, comme illustré dans la figure 3.13.

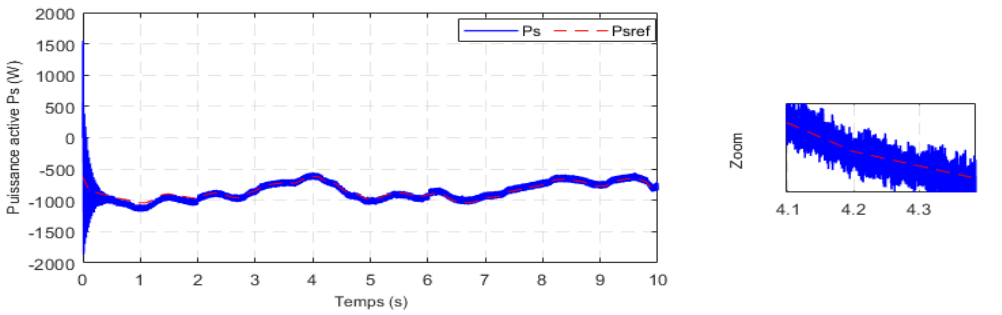


(a) THD des courants statoriques *(b) THD des courants du réseau*

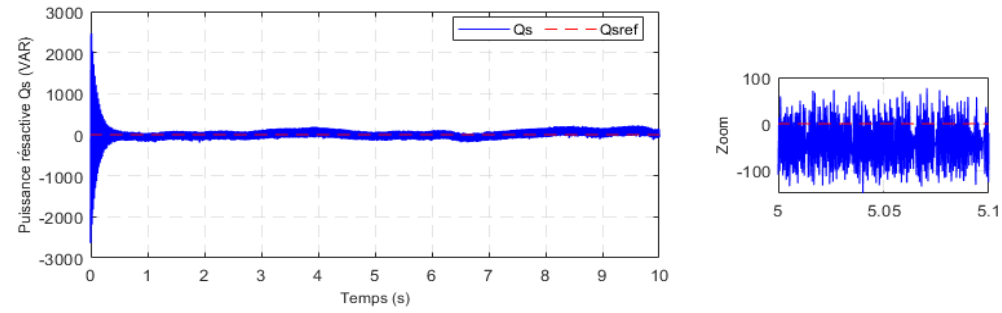
Figure 3.13 - Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent constant

3.3.2 Fonctionnement à vitesse variable

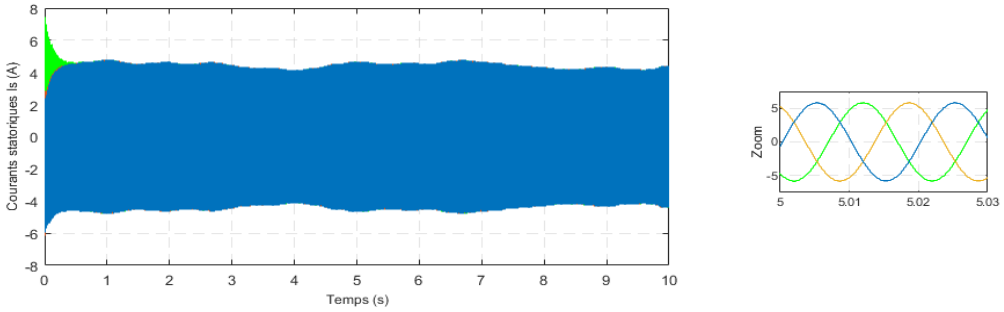
Cet essai de simulation a été réalisé en utilisant le profil du vent réel. La figure 3.14 montre les résultats de simulation de la commande mode glissant appliquées à la MADA, en utilisant la stratégie de commande MPPT pour l'ensemble de la chaîne éolienne.



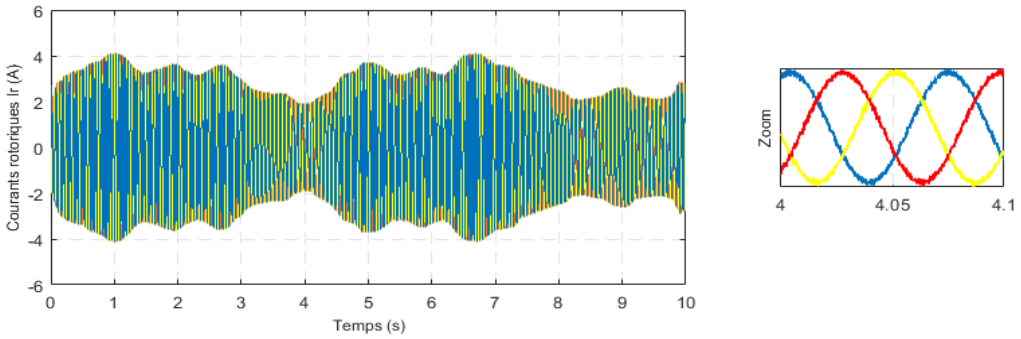
(a) Puissance active



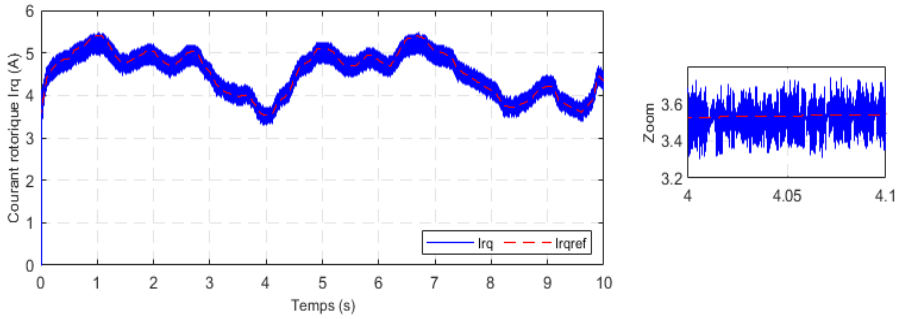
(b) Puissance réactive



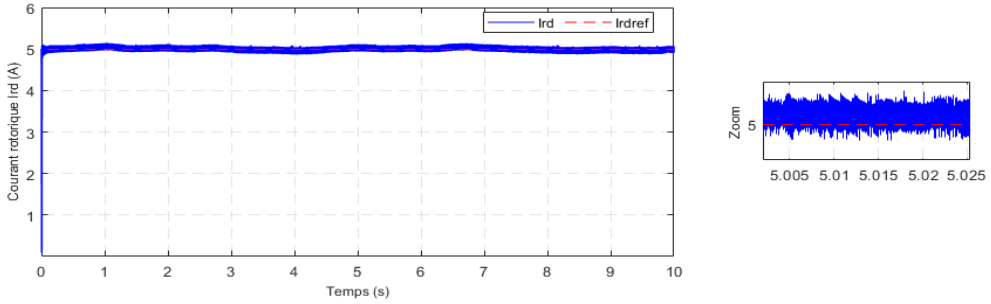
(c) Courants statoriques



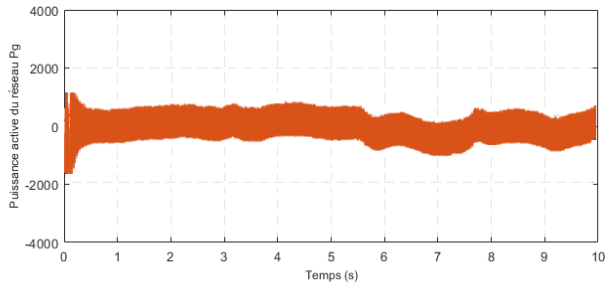
(d) Courants rotoriques



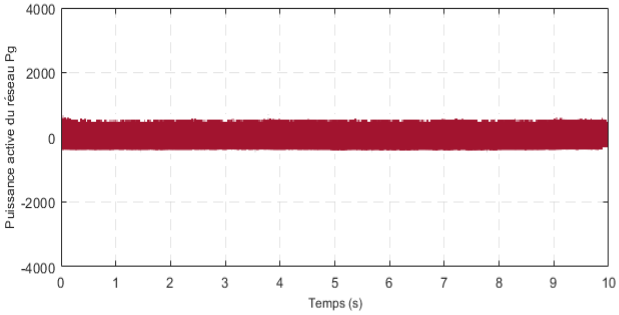
(e) Courant rotorique i_{rq}



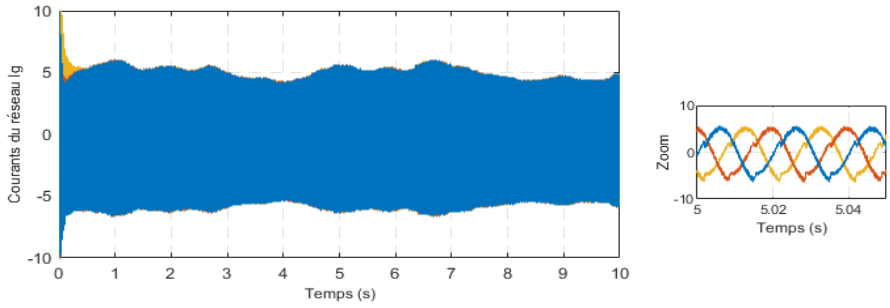
(f) Courant rotorique i_{rd}



(g) Puissance active du réseau



(h) Puissance réactive du réseau



(i) Courants du réseau

Figure 3.14 - Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable

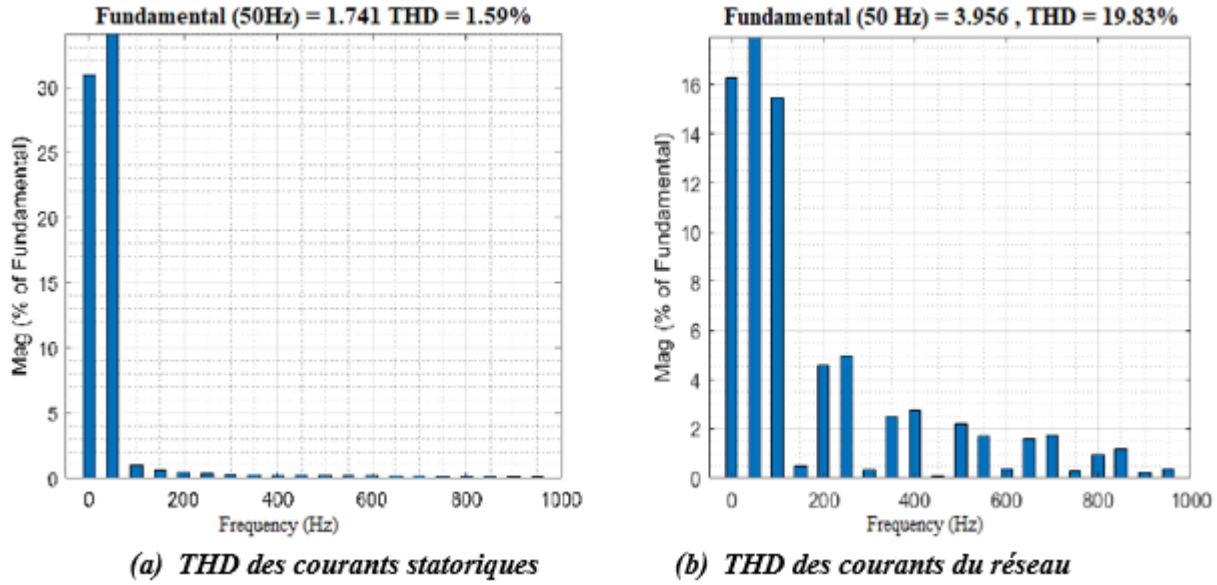
D'après les résultats trouvés pour cet essai en présence d'un vent fluctuant, on peut remarquer que la commande mode glissant basée sur la fonction de Lyapunov offre des meilleurs résultats par rapport aux régulateurs PI classiques. Les puissances active et réactive, représentées sur les figures 3.14 (a) et 3.14 (b), suivent bien leurs références, mais présentent des ondulations importantes au démarrage.

Cependant, les allures des courants rotoriques présentent des ondulations dues aux commutations des interrupteurs électroniques du convertisseur statique côté machine. Par ailleurs, l'allure du courant rotorique quadrature présente une forme inverse à celle de la puissance active, ce qui justifie sa valeur variable ondulée comme montre la figure 3.14 (e).

En d'autres termes, la puissance active est contrôlée par le courant rotorique de l'axe quadrature, tandis que la puissance réactive est conséquence directe du courant rotorique de l'axe direct. Les allures des courants statoriques généré pour la commande mode glissant sont représentées sur la figure 3.14 (c). On peut constater que les courants générés ont presque la forme sinusoïdale d'une période de 0,02s qui fournit les 50 Hz comme fréquence similaire à celle du réseau.

Par ailleurs, les puissances active et réactive du réseau sont représentées respectivement dans les figures 3.14 (g, h). Le profil de P_g suit presque la même forme que celui de P_s, tandis que le profil de $Q_g$correspond à celui de Q_s ms avec des oscillations importantes. De plus, les courants du réseau $i_{g,abc}$ (figure 57 (i)) présent et une forme sinusoïdale et une période identique à celles de $i_{s,abc}$.

Pour la commande en mode glissant, le THD des courants statoriques ne dépasse pas 1,59%, comme le montre la Figure 3.15 (a). En revanche, pour les courants du réseau, le THD atteint 19,83%, dépassant ainsi la valeur tolérée, comme illustré dans la figure 3.15.



(a) THD des courants statoriques *(b) THD des courants du réseau*

Figure 3.15 - Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent variable

4. Etude comparative

Pour mieux évaluer les résultats obtenus avec les deux techniques de commande, nous avons mené une étude comparative détaillée entre ces deux méthodes en régimes dynamique et statique. Cette étude résume tous les résultats obtenus et a été réalisée selon des critères imposés, à savoir la même fréquence de commutation et le même capteur de vitesse. Le tableau ci-dessous présente les résultats de cette étude comparative.

Tableau 3.1 - Analyse comparative entre les contrôles FOC, et mode glissant appliqués à la GADA

Paramètres	FOC	Mode glissant
Suivi du point de consigne	Bonne	Très Bonne
Rapidité	Moins rapide	Plus rapide
Précision	Moins précise	Plus précise
Taux d'ondulation	Forte	Moyen
Robustesse	Moyen	Bonne
Complexité de l'algorithme	Faible	Grande
Taux de Distorsion des Harmoniques	Grande	Minimale
Sensibilité	Sensible	Moins sensible

Le Tableau 3 présente une vue d'ensemble des différents critères de comparaison entre les algorithmes de contrôle appliqués aux convertisseurs statiques, tant du côté machine que du côté réseau. Sur la base de ces résultats, il est possible de déterminer le choix optimal du contrôle à appliquer à la GADA en fonction des spécifications requises. Les résultats montrent que le contrôle par mode glissant offre des performances supérieures par rapport au contrôle vectoriel. Sa robustesse face aux variations paramétriques de la machine constitue un avantage majeur dans cette comparaison. Cependant, la complexité de l'algorithme de contrôle par mode glissant demeure un obstacle majeur à son application

5. Conclusion

Ce chapitre a exploré en profondeur les mécanismes de la commande vectorielle et de la commande par mode glissant. Les simulations effectuées ont révélé que la commande par mode glissant surpasse la commande vectorielle en termes de dynamique et de précision. La commande vectorielle, dépendante du correcteur PI, présente des limitations en matière de réactivité et de finesse de contrôle. Ces différences se manifestent particulièrement dans le temps de réponse et le taux d'ondulation. Toutefois, malgré les nombreux avantages de la commande par mode glissant, celle-ci est affectée par le phénomène de chattering provoqué par le terme discontinu, ce qui dégrade les performances de la machine. Pour remédier à ces problèmes, nous proposons dans le chapitre

suivant d'explorer la commande prédictive afin d'améliorer les performances de la commande de la GADA, que ce soit en termes de réduction des ondulations ou de diminution de la fréquence de commutation.

Chapitre 4: Optimisation de la commande Prédictive FCS-MPC pour une meilleure performance du système éolien

1. Introduction

Ces dernières années, la commande prédictive, s'est imposée comme une technique de contrôle très précieuse et attrayante, recherchée pour son potentiel d'améliorer les performances dans une variété d'applications. Le principe de cette commande consiste à intégrer un modèle dynamique du processus directement dans le contrôleur fonctionnant en temps réel pour prédire et gérer le comportement futur du système. La prédiction se base sur un modèle interne du système et s'étend sur une période de temps déterminée, appelée horizon de prédiction.

Ce chapitre se concentre sur l'amélioration de la commande prédictive FCS-MPC afin d'optimiser les performances des systèmes éoliens. Dans la première partie, nous présentons l'application de la commande FCS-MPC à la GADA avec un convertisseur à 2 niveaux, en étudiant leurs modèles respectifs ainsi que la fonction de coût. Dans la seconde partie, nous explorons l'intégration des convertisseurs multiniveaux de type 3 niveaux dans la commande prédictive FCS-MPC afin d'optimiser davantage les performances des systèmes éoliens.

2. Contrôle prédictif de modèle à ensemble de contrôle fini

2.1 Philosophie de la commande prédictive (FCS-MPC)

La commande prédictive est considérée comme une méthode de contrôle à la fois simple et efficace pour gérer les convertisseurs de puissance. Elle se distingue par sa facilité d'implémentation dans des systèmes multivariables, sa capacité à intégrer les non-linéarités et les contraintes spécifiques du système, ainsi que par sa réponse rapide aux changements dynamiques [92]. Le fonctionnement de cette technique s'appuie sur l'exploitation d'un modèle mathématique qui anticipe le comportement futur du système.

Dans le domaine des convertisseurs de puissance, les méthodes de commande prédictive se divisent généralement en deux grandes catégories. La première regroupe les méthodes basées sur des modulateurs, comme illustré sur la figure 4.1, telles que la commande prédictive deadbeat, le MPC avec jeu de contrôle continu, la commande prédictive généralisée et la commande à courant direct. La seconde catégorie comprend les méthodes qui n'utilisent pas de modulateurs, comme illustré sur la figure 4.2, incluant le MPC à hystérésis, le MPC avec suivi de trajectoire, le MPC direct et le FCS-MPC [92,93]. Toutes ces techniques partagent une approche commune, consistant à utiliser un modèle en temps discret (TD) du système pour anticiper son comportement futur et implémenter des actions de contrôle optimisées en fonction de ce modèle et des objectifs de contrôle prédéfinis.

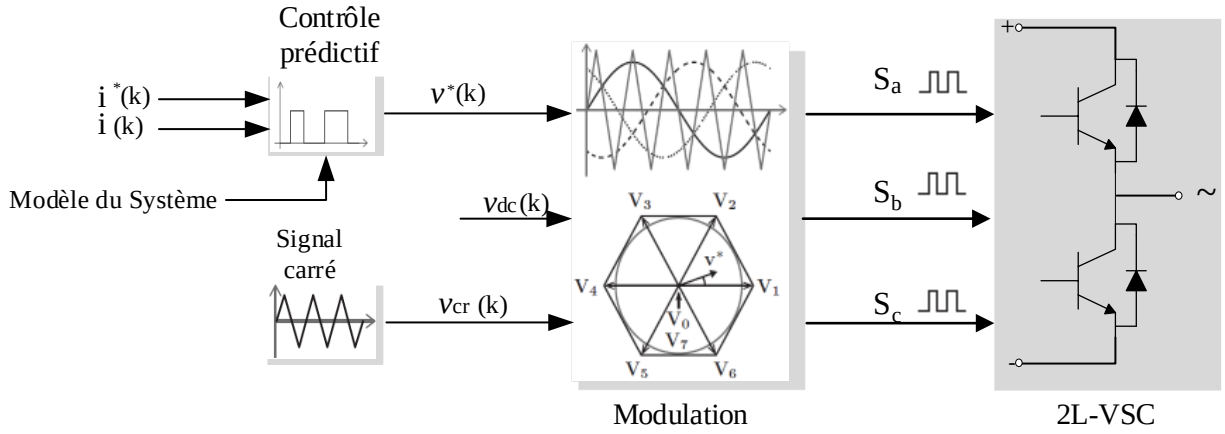


Figure 4.1 -Commande prédictive de courant avec un étage de modulation.

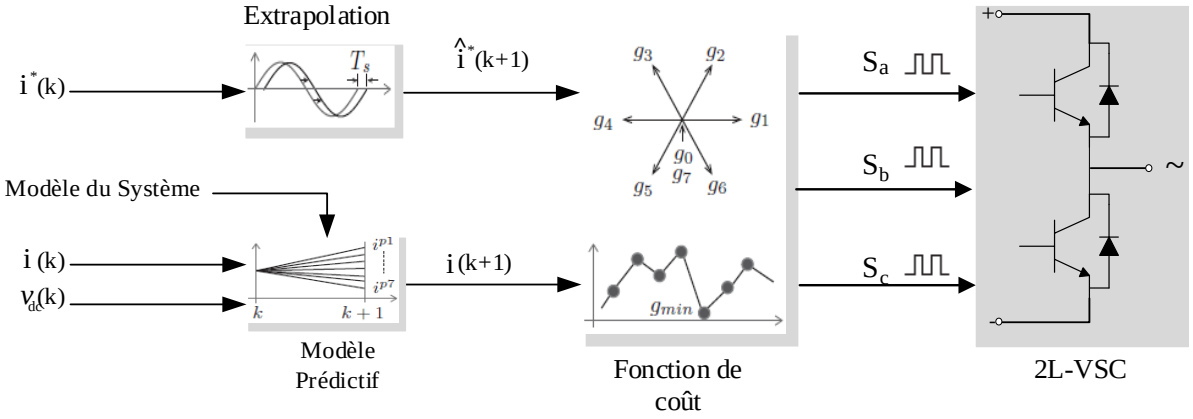


Figure 4.2 - Commande prédictive de courant sans étage de modulation

La commande prédictive, également appelée compensation ou correction anticipative, est une technique de commande avancée. Elle vise à gérer des systèmes industriels complexes avec plusieurs entrées et sorties. Cette méthode repose sur l'utilisation d'un modèle dynamique du processus à commander, intégré dans le contrôleur en temps réel, afin d'anticiper le comportement futur du système.

Faisant partie des techniques de commande à modèle interne, la commande prédictive est particulièrement efficace pour les systèmes avec des délais importants, des réponses inverses, ou lorsqu'ils sont soumis à de nombreuses perturbations. Le principe fondamental de la commande prédictive consiste à déterminer, à chaque instant, la meilleure action de commande à appliquer, en tenant compte de la référence souhaitée, de l'état actuel du système, et d'une prédiction à court terme obtenue grâce à un modèle comportemental [93]. Cette capacité de prédiction, qui peut également s'étendre aux perturbations connues, confère au système commandé un potentiel dynamique élevé.

Le principe de fonctionnement de base d'un système de commande prédictive basé sur modèle (FCS-MPC) est démontré dans la Figure 4.3. Pour faciliter l'analyse, la trajectoire de contrôle de référence, x^*est fixée comme constante. Le cadre opérationnel du MPC est configuré en temps discret (TD), ce qui permet de modifier les variables uniquement lors des instants d'échantillonnage spécifiques. À la différence des techniques classiques de contrôle par hystérésis et de contrôle linéaire qui se concentrent sur les valeurs passées et actuelles de la variable, le MPC considère les valeurs passées, actuelles et futures de la variable. De manière spécifique, le MPC anticipe les écarts futurs et déploie des actions de contrôle préventives afin d'éviter des erreurs importantes, renforçant ainsi la robustesse du système.

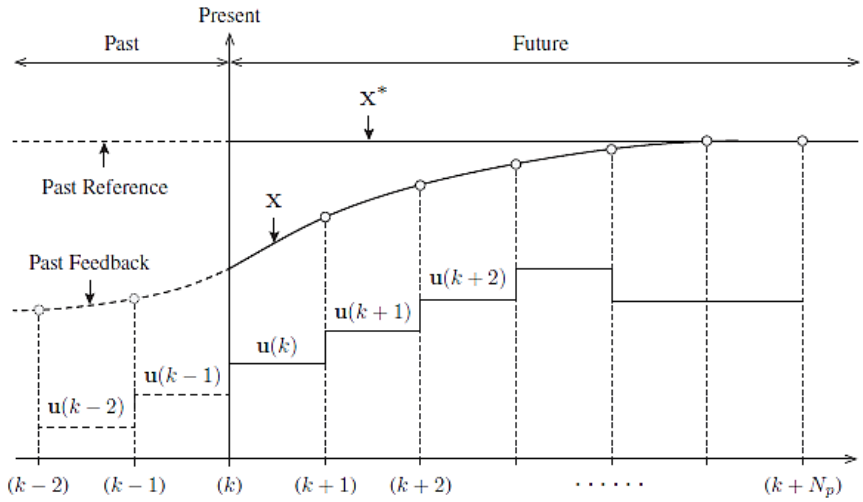


Figure 4.3 - Principe de fonctionnement du MPC (Np = horizon de prédiction)

L'essence de l'approche MPC se divise en trois composants principaux, décrits ci-dessous :

Prédiction : La commande prédictive repose sur des optimisations numériques ou des itérations en temps réel Cette phase utilise principalement un modèle en temps discret (TD) Pour un horizon de prédiction N_p, les futures valeurs de la variable d'état *x* et de la séquence des entrées de commande *u* sont estimées en exploitant le modèle du système et les mesures de rétroaction à l'instant *k.*

Optimisation : Les prévisions sont mesurées à l'aide d'une fonction de coût qui détermine les objectifs de contrôle ou le comportement désiré du système. Cette fonction de coût est généralement formulée comme une fonction non linéaire des valeurs de référence, des prévisions, et des entrées de commande :

$$g_r(k) = f\left[x^*(k), \ldots . x^*\left(k + N_p\right), x(k), u(k), \ldots . , u\left(k + N_p\right)\right] \quad (4.1)$$

La séquence d'entrées de commande qui minimise $g_r(k)$ est choisie comme l'action de commande optimale :

$$u^{op}(k) = arg\ min_u g_r(k) \quad (4.2)$$

Stratégie de l'horizon fuyant : Le premier élément de la séquence d'entrée optimale, $u(k) = u^{op}(k)$ est appliqué au système. En conséquence, la variable d'état *x* évolue vers la trajectoire de référence x^*. À chaque intervalle d'échantillonnage, le processus consistant à mesurer les nouvelles variables de rétroaction, prédire le comportement futur du système et optimiser la fonction de coût est réitéré. Cette approche est connue sous le nom de stratégie à horizon fuyant.

2.2 Modèle de données échantillonnées

Un système à données échantillonnées représente un cas de système à temps continu (TC) qui est régulé par un dispositif numérique. Le processus par lequel les fonctions, modèles et équations continus sont convertis en leurs équivalents discrets est une application des mathématiques discrètes souvent désignée sous le terme de discrétisation. Le FCS-MPC emploie un algorithme d'optimisation en ligne, généralement établi dans le domaine en temps discret (TD), avec un intervalle d'échantillonnage fixe T_s.

Supposons que le modèle à TC d'un système de conversion de puissance est donné par :

$$\frac{dx(t)}{dt} = \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (4.3)$$

Où :

A et *B* : désignent les paramètres TC du convertisseur.

x(t) : représentent le vecteur d'état à contrôler.

u(t) : est le vecteur d'entrée en temps continu.

Les méthodes de la discrétisation d'un modèle à TC en modèle à temps discret (TD) se divisent en deux grandes catégories :

La méthode de discrétisation exacte : repose sur la transformation exacte des équations différentielles du système à temps continu en équations aux différences à temps discret. Cela implique fréquemment l'utilisation de la transformation en Z ou de méthodes basées sur l'exponentielle de la matrice d'état (également appelée méthode ZOH (zero-order hold)), garantissant que le modèle discrétisé reflète précisément la dynamique du système à temps continu sur chaque intervalle d'échantillonnage [94]. Cette méthode est particulièrement utile pour les systèmes critiques où la précision de la modélisation affecte directement la performance et la sécurité du système.

La méthode de discrétisation approximative : inclut des techniques comme la méthode d'Euler ou la méthode de Taylor, où les relations continues sont simplifiées avant d'être converties en formes

discrètes. Ces approches sont généralement plus faciles à implémenter et nécessitent moins de calculs.

Le choix entre la discrétisation exacte et approximative dépend de plusieurs facteurs, tels que la complexité du système, la fréquence d'échantillonnage et la tolérance aux erreurs du système de contrôle envisagé.

Selon la nature du premier ordre des équations d'état caractérise le système (équation 4.3), la discrétisation peut être obtenue par la méthode d'Euler :

$$\left\{\frac{dx(t)}{dt}\right\}_{t=k} \approx \frac{x(k+1)-x(k)}{T_s} \tag{4.4}$$

Avec T_s représente la durée du pas de discrétisation.

En substituant (4.4) à (4.3), on obtient un modèle DT approximatif comme suit :

$$\frac{x(k+1)-x(k)}{T_s} = Ax(k)+Bu(k) \tag{4.5}$$

$$x(k+1)-x(k) = T_s\big(Ax(k)+Bu(k)\big) \tag{4.6}$$

$$x(k+1) = x(k)+T_s\big(Ax(k)+Bu(k)\big) \tag{4.7}$$

$$x(k+1) = x(k)[I+AT_s]+T_sBu(k) \tag{4.8}$$

On pose que :

$[I+AT_s] = \Phi$ et $T_sB = \Gamma$

L'équation (4.8) devient :

$$x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma u(t) \tag{4.9}$$

Où I est une matrice unitaire de dimension égale à la dimension A de la matrice d'état.

2.3 Procédure de conception

L'objectif principal du contrôle est de forcer les variables de charge à suivre les variables de référence dans toutes les conditions de fonctionnement Cette approche consiste principalement en cinq étapes de conception, comme décrit ci-dessous [64] :

Étape 1 de la conception : mesure des variables : Cette étape consiste à mesurer des variables précises pour le modèle prédictif.

Étape 2 de la conception : Calcul des courants de référence : Ce sous-système calcule la variable de contrôle de référence x^*(k) (x ∈ tension, courant, puissance, couple, flux, etc.) selon le type d'application**.**

Étape 3 de la conception : Extrapolation : Dans ce sous-système, la valeur future de la variable de contrôle de référence $\hat{x}^*(k+1)$ est estimée en fonction des valeurs d'échantillon actuelles et passées x^*(k), $x^*(k-1)$.

Étape 4 de la conception : Modèle de prédiction : Les valeurs futures possibles des variables de contrôle x^p(k+1) sont prédites par ce sous-système sur la base du modèle discret du temps TD et des paramètres du système, des valeurs du signal de rétroaction, et des combinaisons d'états de commutation du convertisseur, (k).

Étape 5 de la conception : Minimisation de la fonction de coût : Ce sous-système calcule l'erreur entre la variable de contrôle prédite et extrapolée. L'état de commutation $s(k)$ qui produit l'erreur "minimale" de la fonction de coût est sélectionné comme actionnement optimal (sortie) du FCS-MPC, et cette sortie est appliquée directement au convertisseur de puissance.

La définition de la fonction de coût est une étape importante de la conception du FCS-MPC pour répondre aux exigences opérationnelles dans diverses applications de conversion d'énergie. En général, la conception de la fonction de coût est simple et flexible et peut gérer des systèmes multivariables avec des natures physiques, des amplitudes, des fréquences et des angles de phase différents pour les variables de contrôle. La forme générique suivante $\{x^* - x^p\}$, peut être réalisée comme suit :

$$g_r(k)=\{\hat{x}^*(k+1) - x^p(\mathrm{k}+1)\} \tag{4.10}$$

$$\epsilon \begin{cases} |\hat{x}^*(k+1) - x^p(\mathrm{k}+1)| & Fonction\ de\ coût\ absolu \\ |\hat{x}^*(k+1) - x^p(\mathrm{k}+1)|^2 & fonction\ de\ coût\ quadratique \\ exp|\hat{x}^*(k+1) - x^p(\mathrm{k}+1)| & Fonction\ de\ coût\ exponentielle \\ \dfrac{|x^*(\mathrm{k}) - \mathrm{x}(\mathrm{k})| + |\hat{x}^*(k+1) - x^p(\mathrm{k}+1)|}{2} & fonction\ de\ coût\ intégrale \end{cases}$$

2.4 Modèles dynamiques en temps continu de GADA

Le schéma FCS utilise le modèle mathématique du GADA et du CCM pour prédire le comportement des courants du rotor à l'instant d'échantillonnage (k + 1). Pour concevoir le schéma FCS, il est nécessaire d'analyser le modèle dynamique des courants du rotor.

Le modèle dynamique en cadre dq à temps continu (TC) est donné par l'équation (4.11) :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} & \omega_s & \frac{k_r}{\sigma.L_s.\tau_r} & \frac{k_r.\omega_R}{\sigma.L_s} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\tau_\sigma} & -\frac{k_r.\omega_R}{\sigma.L_s} & \frac{k_r}{\sigma.L_s.\tau_r} \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}}_{A(t)} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 & -\frac{k_r}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 & -\frac{k_r}{\sigma.L_s} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B(t)} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Où A(t), B(t) sont respectivement les matrices d'état et d'entrée en temps continu (TC). Les variables du GADA sont définies comme suit :

Les coefficients de couplage du stator et du rotor : $k_s = \frac{M}{L_s}$ et $k_r = \frac{M}{L_r}$.

Coefficient de fuite total : $\sigma = 1 - k_s k_r = 1 - \frac{M^2}{L_s.L_r}$.

Résistance équivalente : $\tau_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$.

Constantes de temps du stator et du rotor : $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ (s) et $\tau_s = \frac{L_r}{R_s}$ (s).

Inductance de fuite totale : $\sigma.L_s = \frac{L_s.L_r - M}{L_r}$.

Les courants du rotor sont exprimés en termes de courants du stator comme suit :

$$i_r = \frac{\psi_r - M i_s}{L_r} \quad (4.12)$$

L'équation peut être exprimée sous forme d'une équation d'espace d'état comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{M}{L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} \end{bmatrix}}_{C} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Où C est la matrice de sortie en temps continu (TC)

Les tensions rotoriques dans les axes dq, v_{rd} et v_{rq} sont régulées par le CCM (Convertisseur coté machine) Ce contrôle permet de gérer directement les courants du stator et les flux de liaison du rotor, tout en influençant indirectement les courants du rotor. En conséquence, les modèles d'espace d'état présentés dans les équations (4.13) et (4.11) sont désignés comme des modèles dynamiques indirects des courants du rotor.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -R_s L_r & \omega_r M^2 + k_\omega & R_r M & \omega_r M L_r \\ -\omega_r M^2 - k_\omega & -R_s L_r & -\omega_r M_{sr} L_r & R_r M \\ R_s M & -\omega_r L_s M & -R_r L_s & -\omega_r L_s L_r + k_\omega \\ \omega_r L_s M & R_s M & \omega_r L_s L_r - k_\omega & -R_r L_s \end{bmatrix}}_{A} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr} & 0 \\ O & L_r & 0 & -M_{sr} \\ -M_{sr} & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M_{sr} & 0 & L_s \end{bmatrix}}_{B} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Avec:

$k_\sigma = \frac{1}{\sigma L_s L_r},\ k_\omega = \omega_s \sigma L_s L_r$

2.5 Modèles dynamiques à temps discret du GADA

Pour réduire la complexité de la discrétisation, les modèles de données échantillonnées sont obtenus par l'approximation d'Euler. L'approximation de la dérivée de premier ordre par la méthode d'Euler en avant est définie comme suit :

$$x(k+1) \approx x(k) + T_s \left\{\frac{dx(t)}{dt}\right\}_{t=k}, \quad x \in \{i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}\} \quad (4.15)$$

En combinant les équations (4.11), (4.13) et (4.14), on obtient le modèle dynamique du courant du rotor en temps discret (TD) comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{sd}(k+1) \\ i_{sq}(k+1) \\ \psi_{rd}(k+1) \\ \psi_{rq}(k+1) \end{bmatrix} \approx \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma} & \omega_s(k) & \frac{k_r T_s}{\sigma . L_s . \tau_r} & \frac{k_r . \omega_R(k) T_s}{\sigma . L_s} \\ \omega_s(k) T_s & 1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma} & -k_r T_s \omega_r(k) & \frac{k_r T_s}{\sigma . L_s . \tau_r} \\ \frac{M T_s}{\tau_r} & 0 & 1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma} & \omega_{sl}(k) T_s \\ 0 & \frac{M T_s}{\tau_r} & -\omega_{sl}(k) T_s & 1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma} \end{bmatrix}}_{\Phi(k)} \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \\ \psi_{rd}(k) \\ \psi_{rq}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{T_s}{\sigma . L_s} & 0 & -\frac{k_r T_s}{\sigma . L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma . L_s} & 0 & -\frac{k_r T_s}{\sigma . L_s} \\ 0 & 0 & T_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_s \end{bmatrix}}_{\Gamma} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Avec:

$$\begin{bmatrix} i_{rd}(k) \\ i_{rq}(k) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{M}{L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} \end{bmatrix}}_{H} \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \\ \psi_{rd}(k) \\ \psi_{rq}(k) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Où Ts est le temps d'échantillonnage de contrôle.

$\Phi(k) \approx (I + A(t).T_s),\ \Gamma = B.T_s$, $H=C$.

I est la matrice unitaire.

En combinant les équations (4.15), (4.14), on obtient le modèle dynamique du courant du rotor en temps discret (TD) comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{sd}(k+1) \\ i_{sq}(k+1) \\ i_{rd}(k+1) \\ i_{rq}(k+1) \end{bmatrix} = \Phi(k) \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \\ i_{rd}(k) \\ i_{rq}(k) \end{bmatrix} + \Gamma \begin{bmatrix} v_{sd}(k) \\ v_{sq}(k) \\ v_{rd}(k) \\ v_{rq}(k) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Avec:

$$\Phi(k) \approx k_\sigma \begin{bmatrix} 1 - R_s L_r T_s & \omega_r(k) T_s M^2 + k_\Phi & R_r M T_s & \omega_r(k) L_r M T_s \\ -\omega_r(k) T_s M^2 - k_\Phi & 1 - R_s L_r T_s & -\omega_r(k) L_r M & R_r M T_s \\ R_s M T_s & -\omega_r(k) L_s M T_s & 1 - R_r L_s T_s & -\omega_r(k) L_s L_r T_s + k_\Phi \\ \omega_r(k) L_s M T_s & R_s M T_s & \omega_r(k) L_s L_r T_s - k_\Phi & 1 - R_r L_s T_s \end{bmatrix}$$

$$\Gamma \approx \begin{bmatrix} L_r T_s & 0 & -M T_s & 0 \\ O & L_r T_s & 0 & -M T_s \\ -M T_s & 0 & L_s T_s & 0 \\ 0 & -M T_s & 0 & L_s T_s \end{bmatrix}$$

$k_\Phi \approx \omega_s \sigma L_s T_s L_r$

3. Application de la commande FCS-MPC à la GADA

3.1 Contrôle coté machine

Le schéma-bloc du système dans le cadre dq pour une GADA avec CCM est illustré dans la figure 4.4. Grâce à des signaux de commande optimaux pour le RSC, les puissances active et réactive du stator de la GADA sont contrôlées de manière indépendante. Le fonctionnement en MPPT (Maximum Power Point Tracking) est limité à une plage de vitesse de ±30 %. Les courants du rotor dans les axes dq sont utilisés indirectement par le contrôle des courants du stator

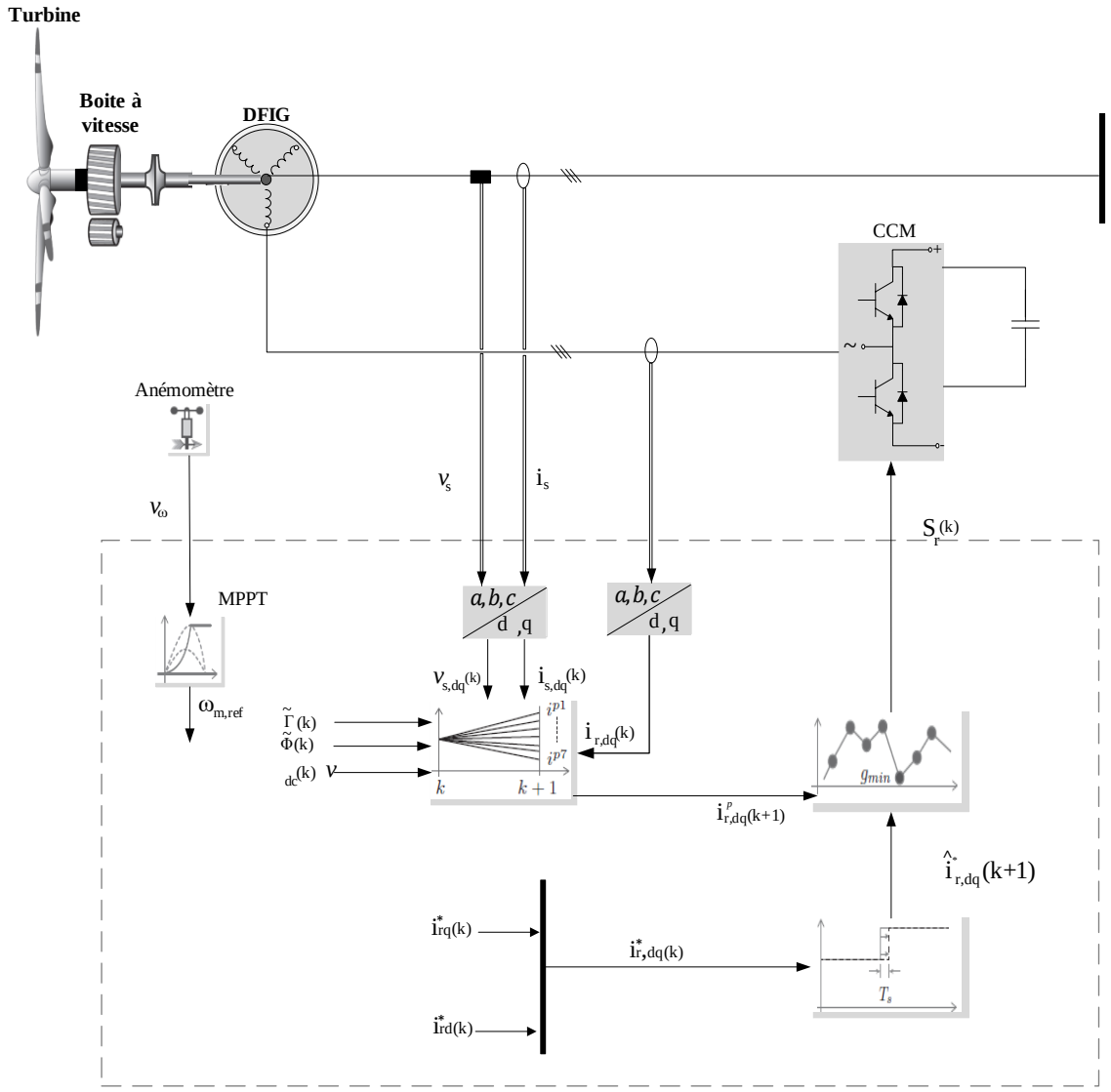


Figure 4.4 - Schéma-bloc de contrôle FCS pour une GADA avec CCM.

Le schéma FCS comprend cinq étapes de conception intuitive, qui sont décrites ci-dessous :

Mesure des variables : La vitesse du vent v_ω, la tension de condensateur v_{dc}, les courants du stator $i_{s(a,b,c)}$, les tensions du stator $v_{s(a,b,c)}$ et la vitesse mécanique du rotor du générateur ω_m sont mesurés et de les interfacer avec le système de commande numérique par l'intermédiaire des canaux ADC pour concevoir le schéma FCS Cependant, Pour les charges équilibrées, la somme des courants triphasés instantanés est nulle ; ainsi, i_{sc} peut être facilement déduit en mesurant i_{sa}, i_{sb}.Par conséquent, deux capteurs de courant suffisent pour concevoir le système de contrôle numérique du courant par FCS-MPC.

Calcul des courants de référence : les courants de référence triphasés $i^*(k)$ sont calculés en combinant la commande MPPT, boucle de contrôle de la vitesse, et le contrôle FOC du coté machine

Le courant de référence i_{rd}^{*}(k) est calculé à partir de la boucle de contrôle de la vitesse et le courant $i_{rq}^{*}(k)$ est obtenu à partir de la boucle de contrôle de la puissance réactive du stator.

Extrapolation des courants de référence : Pour calculer la valeur future de l'erreur de courant de rotor, les courants de référence du rotor sont extrapolés à partir de l'instant d'échantillonnage (k + 1) à l'aide de l'extrapolation de Lagrange du premier ordre.

$$\hat{i}_{r,dq}^{*}(k+1)=2i_{r,dq}^{*}(k)-i_{r,dq}^{*}(k-1) \tag{4.19}$$

Prédiction du comportement futur des courants de rotor GADA : Les valeurs futures des courants de rotor sont calculées par le bloc "modèle prédictif" à l'aide de : (1) le modèle discret de DFIG et du RSC, (2) les tensions $v_{s,dq}$ et courants du stator $i_{s,dq}$, (3) mesure de tension de bus v_{dc}, et (4) toutes les combinaisons possibles d'états de commutation de CCM.

Une procédure étape par étape pour la prédiction des courants de rotor d'axe dq est donnée ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_{rd}^{p}(k+1) \\ i_{rq}^{p}(k+1) \end{bmatrix} = \widetilde{\Phi}(k) \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \\ i_{rd}(k) \\ i_{rq}(k) \end{bmatrix} + \tilde{\Gamma}(k) \begin{bmatrix} v_{sd}(k) \\ v_{sq}(k) \\ v_{rd}(k) \\ v_{rq}(k) \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

Avec:

$$\widetilde{\Phi} = \frac{1}{\sigma . L_s . L_r} \begin{bmatrix} R_s M T_s & -\omega_r(k) L_s M T_s & 1 - R_r L_s T_s & -\omega_r(k) L_s L_r T_s + k_\Phi \\ \omega_r(k) L_s M T_s & R_s M_{sr} T_s & \omega_r(k) L_s L_r T_s - k_\Phi & 1 - R_r L_s T_s \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\Gamma} = \frac{1}{\sigma . L_s . L_r} \begin{bmatrix} -M T_s & 0 & L_s T_s & 0 \\ 0 & -M T_s & 0 & L_s T_s \end{bmatrix}$$

Les paramètres TD $\widetilde{\Phi}(k)$ et $\tilde{\Gamma}(k)$sont calculés hors ligne à l'aide de *R*, *L* et T_s, et ils sont fournis comme entrées au sous-système de modèle prédictif.

Les tensions de rotor sont prédites à l'aide des signaux de commutation du convertisseur côté rotor, ainsi que la tension mesurée du condensateur du circuit intermédiaire. Le modèle est défini par les éléments suivants :

$$\begin{bmatrix} v_{rd}^{p}(k) \\ v_{rq}^{p}(k) \end{bmatrix} = v_{dc}(k) \begin{bmatrix} s_{rd}^{p}(k) \\ s_{rq}^{p}(k) \end{bmatrix} \tag{4.21}$$

Minimisation de la fonction de coût : En tant qu'étape finale de la conception, l'erreur absolue entre les huit courants prédits $i_{r,dq}^{p}(k+1)$ et les courants de référence extrapolés $\hat{i}_{r,dq}^{*}(k+1)$ sont évalués par une fonction de coût $g_r(k)$:

$$g_r(k) = \left|\hat{i}^*_{rd}(k+1) - i^p_{rd}(k+1)\right| + \left|\hat{i}^*_{rq}(k+1) - i^p_{rq}(k+1)\right| \quad (4.22)$$

La valeur $g_r(k)$ d'une fonction de coût idéale est nulle et représente une régulation parfaite des courants de charge. Cependant, pratiquement, une valeur $g_r(k)$ nulle est impossible. L'évaluation des coûts conduit à huit valeurs différentes de la fonction de coût ($g_0 \sim g_7$). L'objectif du sous-système est d'identifier la valeur minimale de la fonction de coût et la combinaison d'états de commutation correspondante. Par exemple, en supposant que la fonction de coût g_5 a une valeur minimale parmi l'ensemble, alors l'état de commutation correspondant est s_5 avec $s_a = '0'$, $s_b = '1', s_c = '1'$ est choisi comme actionnement optimal et est directement appliqué au convertisseur.

3.2 Contrôle coté réseau

Le schéma FCS utilise le modèle mathématique du réseau et du CCR pour prédire le comportement des courants du réseau à l'instant d'échantillonnage (k + 1). Pour concevoir le schéma FCS, il est nécessaire d'analyser le modèle dynamique des courants du réseau. Le modèle dynamique en cadre dq à temps continu (TC) est donné par l'équation (4.23) :

$$\underbrace{\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{gd}(t) \\ i_{gq}(t) \end{bmatrix}}_{\dot{x}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-R_f}{L_f} & \omega_g \\ -\omega_g & \frac{-R_f}{L_f} \end{bmatrix}}_{A} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{gd}(t) \\ i_{gq}(t) \end{bmatrix}}_{x(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix}}_{B_f} \begin{bmatrix} v_{fd}(t) \\ v_{fq}(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix}}_{B_g} \begin{bmatrix} v_{gd}(t) \\ v_{gq}(t) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

En combinant les équations (4.15) et (4.23), on obtient le modèle dynamique du courant du réseau en temps discret (DT) comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{gd}(k+1) \\ i_{gq}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} & \omega_g T_s \\ -\omega_g T_s & 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \end{bmatrix}}_{\Phi} \begin{bmatrix} i_{gd}(k) \\ i_{gq}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_f} \end{bmatrix}}_{\Gamma_f} \begin{bmatrix} v_{fd}(k) \\ v_{fq}(k) \end{bmatrix} +$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{T_s}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{L_f} \end{bmatrix}}_{\Gamma_g} \begin{bmatrix} v_{gd}(k) \\ v_{gq}(k) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$\begin{bmatrix} i_{gd}(k+1) \\ i_{gq}(k+1) \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} i_{gd}(k) \\ i_{gq}(k) \end{bmatrix} + \Gamma_f \begin{bmatrix} v_{fd}(k) \\ v_{fq}(k) \end{bmatrix} + \Gamma_g \begin{bmatrix} v_{gd}(k) \\ v_{gq}(k) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Le schéma fonctionnel du schéma FCS à trame dq pour un GADA avec CCR est illustré à la figure 4.5.

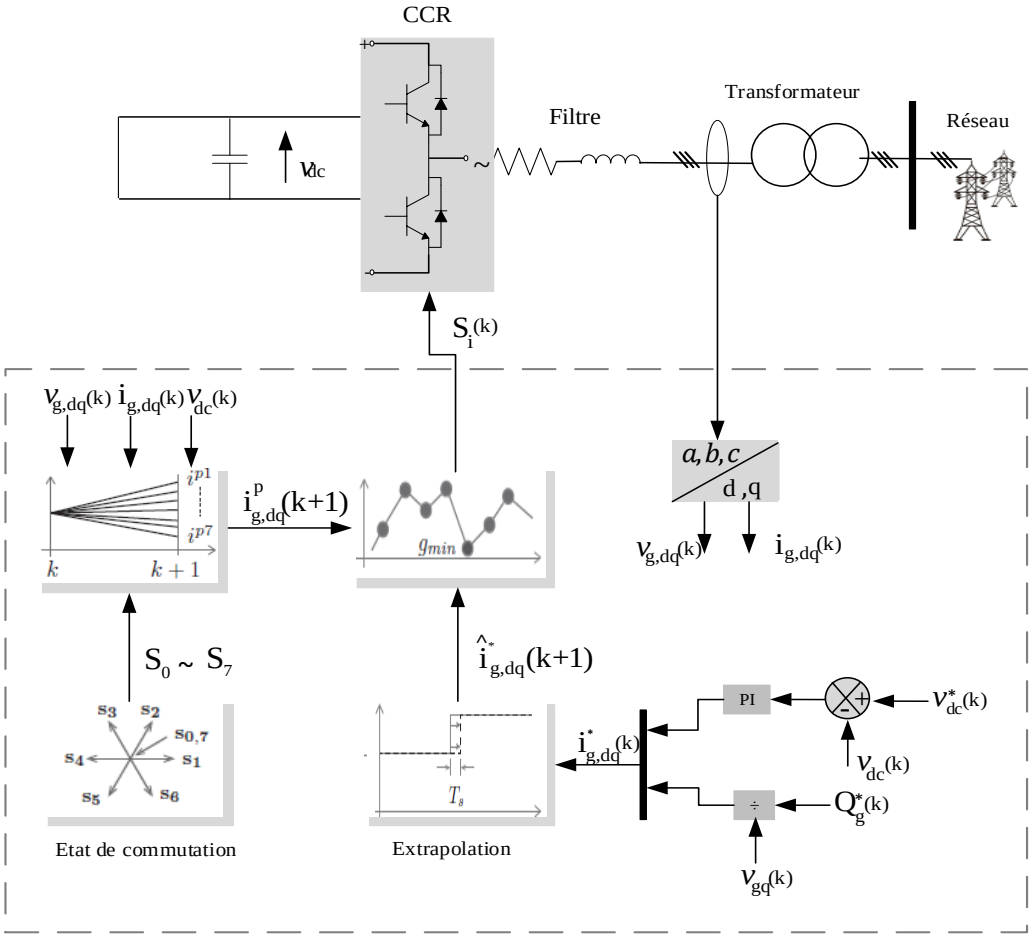


Figure 4.5 - Schéma-bloc de contrôle FCS pour une GADA avec CCR

Le schéma FCS comprend cinq étapes de conception intuitive, qui sont décrites ci-dessous :

Mesure des variables : la tension de condensateur v_{dc}, Les courants du réseau $i_{g(a,b,c)}$, et les tensions de réseau $v_{g(a,b,c)}$ sont mesurés et de les interfacer avec le système de commande numérique par l'intermédiaire des canaux ADC pour concevoir le schéma FCS. Pour un système équilibré, la somme des courants triphasés instantanés est nulle ; ainsi, i_{gc} peut être facilement déduit en mesurant i_{ga}, i_{gb}.Par conséquent, deux capteurs de courant suffisent pour concevoir le système de contrôle numérique du courant par FCS-MPC.

Calcul des courants de référence : les courants de référence triphasés sont calculés en à partir du contrôle FOC du coté réseau. Les courant de référence $i^*_{g,dq}$(k) sont calculés à partir de la puissance réactive Q_g, de la puissance active P_g, et de la tension du bus DC v_{dc}.

Extrapolation des courants de référence : Pour calculer la valeur future de l'erreur de courant de réseau, les courants de référence du réseau sont extrapolés à partir de l'instant d'échantillonnage (k + 1) à l'aide de l'extrapolation de Lagrange du premier ordre.

$$\hat{i}^*_{g,dq}(k+1)=2i^*_{g,dq}(k)-i^*_{g,dq}(k-1) \quad (4.26)$$

Prédiction du comportement futur des courants de réseau : La valeur future des courants de grille des axes dq est évaluée par le bloc "modèle prédictif", qui combine le modèle TD de la trame dq des courants de réseau avec le modèle 2L-VSI. Le modèle global de données échantillonnées pour la prédiction des valeurs futures des courants de réseau des axes dq est formulé en termes de signaux de commutation 2L-VSI comme suit :

$$\begin{bmatrix} i^p_{gd}(k+1) \\ i^p_{gq}(k+1) \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} i_{gd}(k) \\ i_{gq}(k) \end{bmatrix} + \Gamma_f \begin{bmatrix} v_{fd}(k) \\ v_{fq}(k) \end{bmatrix} + \Gamma_g \begin{bmatrix} v_{gd}(k) \\ v_{gq}(k) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\begin{bmatrix} v^p_{gd}(k) \\ v^p_{gq}(k) \end{bmatrix} = v_{dc}(k) \begin{bmatrix} s^p_{fd}(k) \\ s^p_{fq}(k) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Où l'exposant p désigne la variable prédite. Pour minimiser le nombre de calculs en ligne. Les matrices Φ, Γ_f et Γ_g sont définies hors ligne en supposant que ω_g est constant.

Minimisation de la fonction de coût : En tant qu'étape finale de la conception, l'erreur absolue entre les huit courants prédits $i^p_{g,dq}(k+1)$ et les courants de référence extrapolés $\hat{i}^*_{g,dq}(k+1)$ sont évalués par une fonction de coût g(k) :

$$g_i(k) = \left|\hat{i}^*_{gd}(k+1) - i^p_{gd}(k+1)\right| + \left|\hat{i}^*_{gq}(k+1) - i^p_{gq}(k+1)\right| \quad (4.29)$$

L'évaluation des coûts conduit à huit valeurs différentes de la fonction de coût ($g_0 \sim g_7$). L'objectif du sous-système est d'identifier la valeur minimale de la fonction de coût et la combinaison d'états de commutation correspondante.

4. Algorithmes de contrôle

Les organigrammes des algorithmes FCS à trame dq pour CCM et CCR sont présentés dans les figures 64(a) et 64(b), respectivement. La conception et la mise en œuvre numérique des deux algorithmes sont identiques.

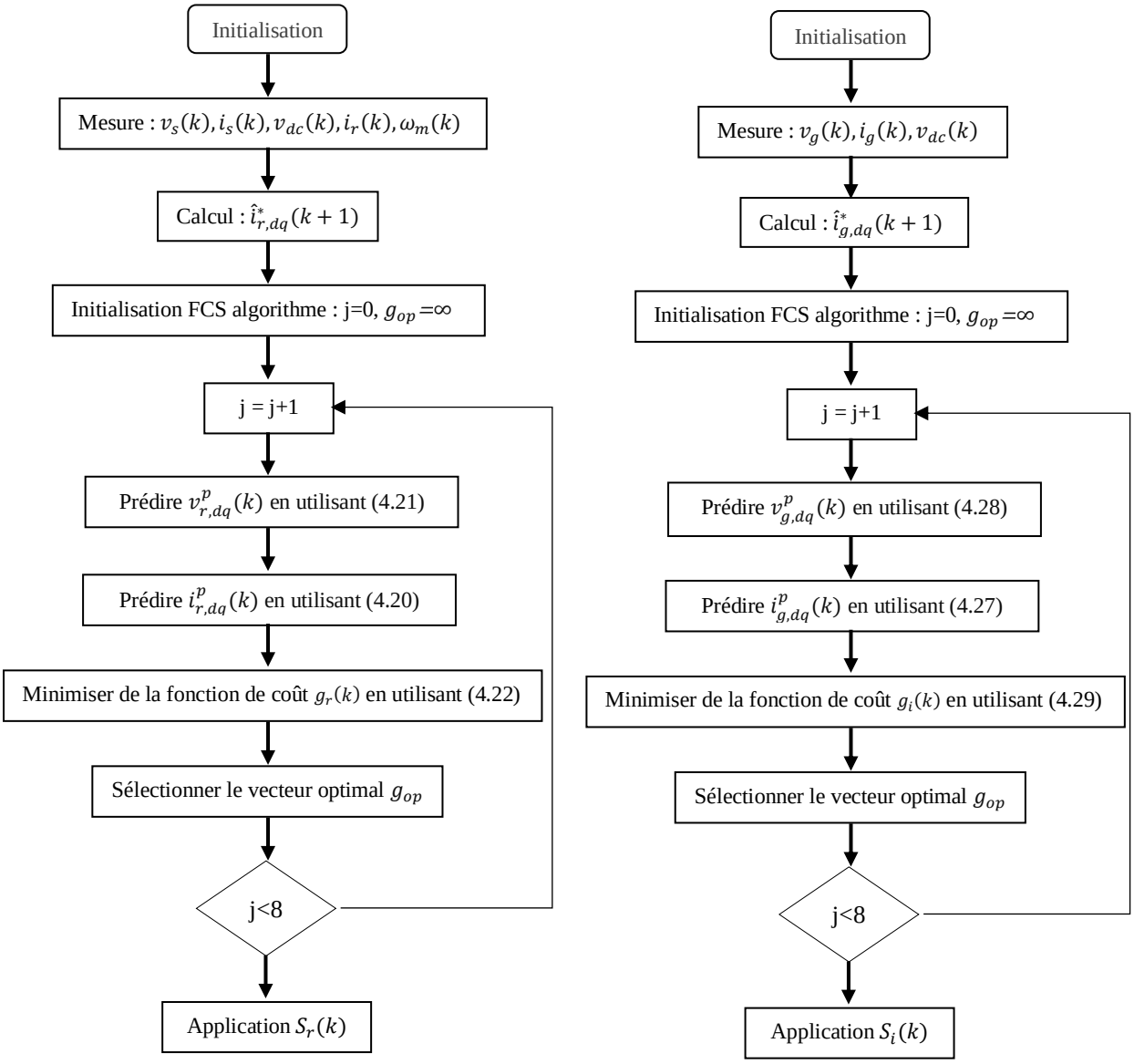


Figure 4.6 - Organigramme de l'algorithme FCS pour : (a) CCM (b) CCR

Les organigrammes des algorithmes FCS en référentiel dq pour le CCM et le CCR sont montrés dans les figures 4.6(a) et 4.6(b), respectivement. Après l'initialisation du contrôleur numérique et le calcul des courants de référence du rotor et du réseau, l'algorithme FCS entre dans une boucle itérative où les courants du rotor et du réseau sont prédits et la minimisation de la fonction de coût est effectuée. Un vecteur optimal j_{op} et ses signaux de commutation correspondants qui minimisent la fonction de coût sont sélectionnés et appliqués directement au CCM et CCR.

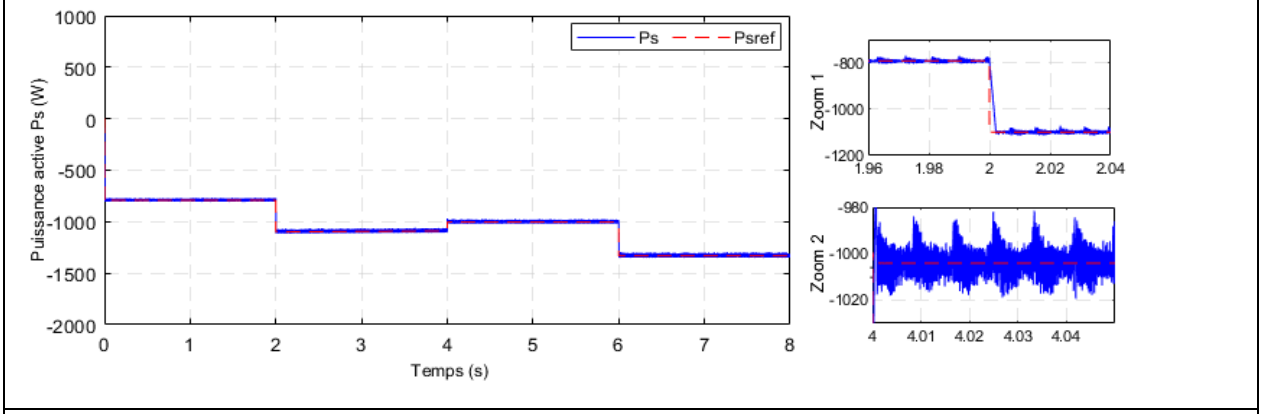
5. Simulation et interprétation

Dans cette section, la commande FCS de la génératrice asynchrone à double alimentation a été évaluée par simulation dans l'environnement Matlab/Simulink. Deux tests ont été effectués sur le système représenté à la figure (4.3) pour observer le comportement de cette technique de contrôle :

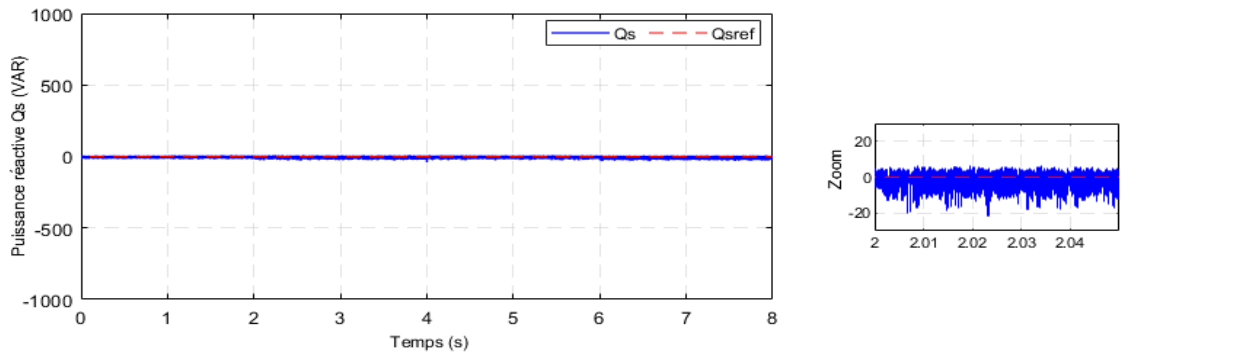
- Fonctionnement à vitesse constante
- Fonctionnement à vitesse variable avec inversion du sens de rotation

5.1 Fonctionnement à vitesse constante.

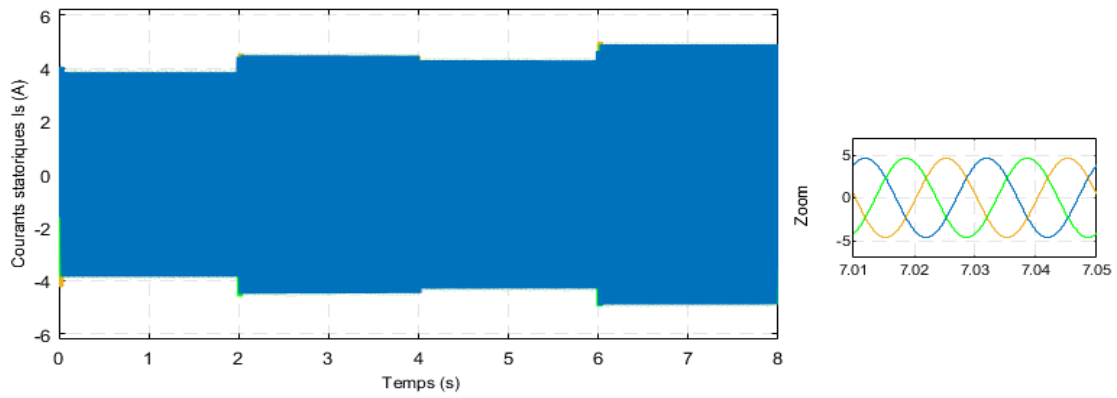
Dans cet essai, un vent à vitesse fixe est appliqué aux pales de la turbine éolienne, correspondant ainsi à un mode hypo-synchrone de la GADA. Afin d'illustrer les performances de la commande prédictive MPC appliquée à une GADA de 1,5 kW reliée à un réseau 400V / 50Hz, nous allons appliquer tout d'abord un profil de vent échelon.



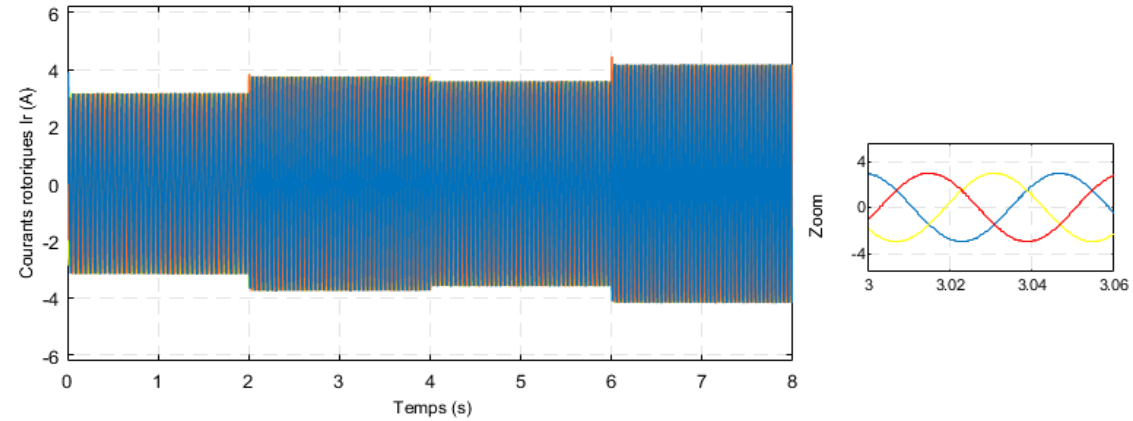
(a) Puissance active statorique



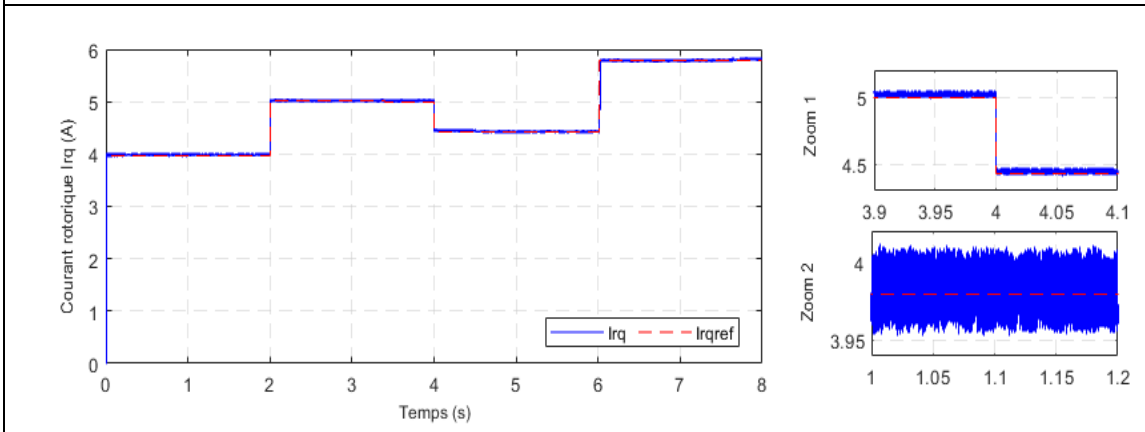
(b) Puissance réactive statorique



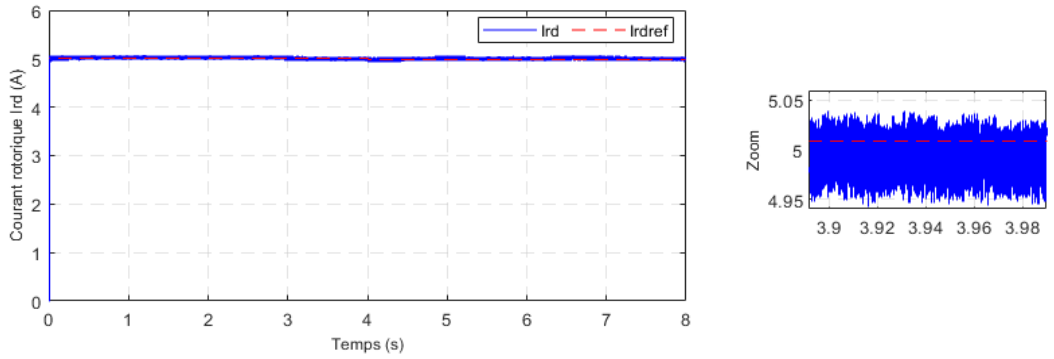
(c) Courants statoriques



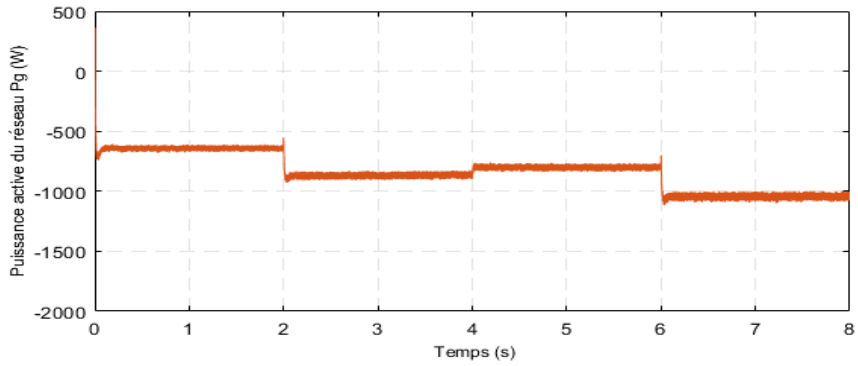
(d) Courants rotoriques



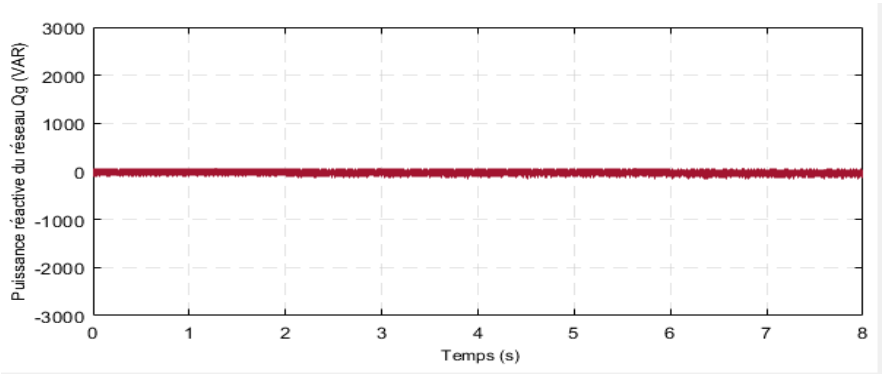
(e) Courant rotorique i_{rq}



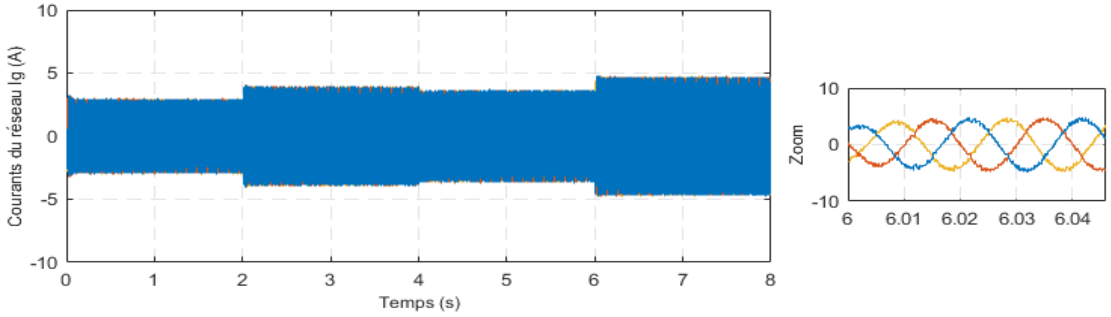
(f) Courant rotorique i_{rd}



(g) Puissance active du réseau



(h) Puissance réactive du réseau



(i) Courants du réseau

Figure 4.7 - Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constante

D'après ces résultats, nous constatons que la commande prédictive avec un onduleur de deux niveaux offre des performances satisfaisantes avec une bonne dynamique de suivi pour les puissances active et réactive ainsi que les courants statoriques et rotoriques générés.

Les réponses des puissances statoriques active et réactive sont illustrées aux 4.7 (a) et 4.7 (b), montrant qu'elles atteignent rapidement leurs valeurs de référence, avec moins de fluctuations et un temps de réponse réduit par rapport à la commande en mode glissant. La puissance active négative P_s indique que la MADA fonctionne en mode génératrice et fournit de l'énergie au réseau. La puissance réactive Q_s, pratiquement nulle, garantit un facteur de puissance unitaire côté stator.

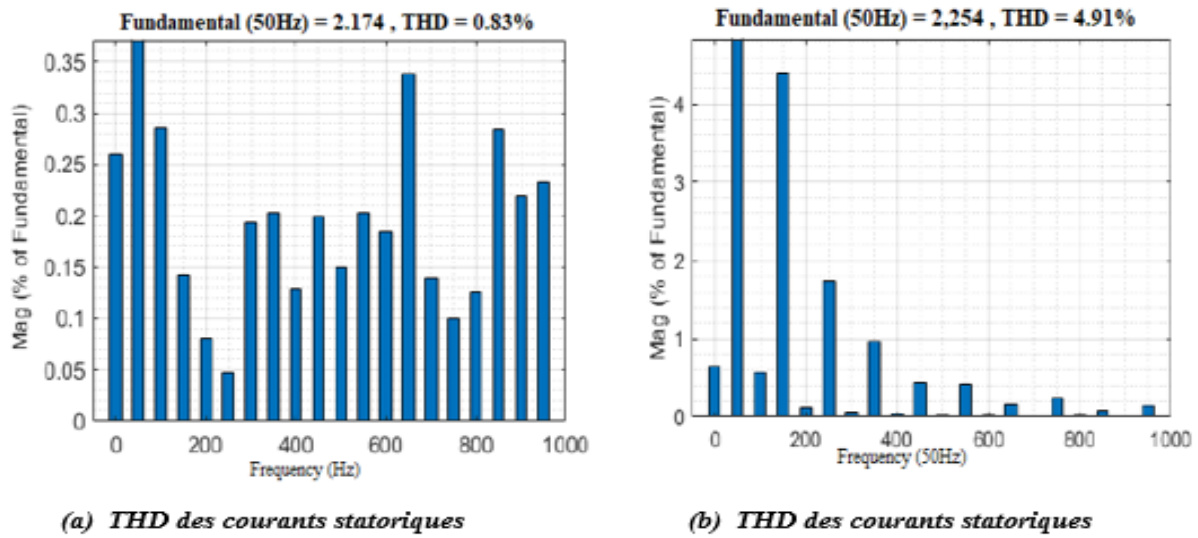
Les figures 65 (e) et 65 (f) présents les allures des courants rotoriques i_{rd} et i_{rq} , et montrent que ces courants atteignent leurs valeurs de référence avec moins d'ondulations. Cela indique une meilleure stabilité et un contrôle efficace des courants rotoriques, avec une réduction des variations indésirables par rapport à la commande mode glissant.

La figure 4.7 (c) montre la forme des courants statorique qui sont identique inversement au profil du vent, les courants conservent la forme sinusoïdale avec une période de 0,02 s qui fournit les 50 Hz comme fréquence similaire à celle du réseau. En ce qui concerne les courants rotoriques, La Figure 4.7 (d) montrent que ces derniers sont sinusoïdaux. La figure 4.7 (c) illustre les courants statoriques qui suivent un profil inverse à celui du vent, tout en conservant une forme sinusoïdale avec une période de 0,02 s, correspondant à une fréquence de 50 Hz similaire à celle du réseau électrique. Concernant les courants rotoriques, la figure 4.7 (d) révèle qu'ils sont également sinusoïdaux.

Les erreurs de chaque paramètre clé ont été calculées à l'aide de l'équation (3.20). Les variables P_s, Q_s, i_{rq} et i_{rd} suivent leurs références avec des erreurs de 3.5%, 3.7%,4.8%,3.9%.

Par ailleurs, les puissances active et réactive du réseau sont représentées respectivement dans les figures 65 (g) et 65 (h). Le profil de P_g suit presque la même forme que celui de P_s, tandis que le profil de $Q_g$correspond à celui de Q_s avec moins des oscillations par rapport à la commande mode glissant. De plus, les courants du réseau $i_{g,abc}$ (figure 4.7 (i)) présent et une forme sinusoïdale et une période identique à celles de $i_{s,abc}$.

Pour la commande en mode glissant, le THD des courants statoriques ne dépasse pas 0,83%, comme le montre la figure 4.8 (a). En revanche, pour les courants du réseau, le THD atteint 4.91%, comme illustré dans la figure 4.8 (b).

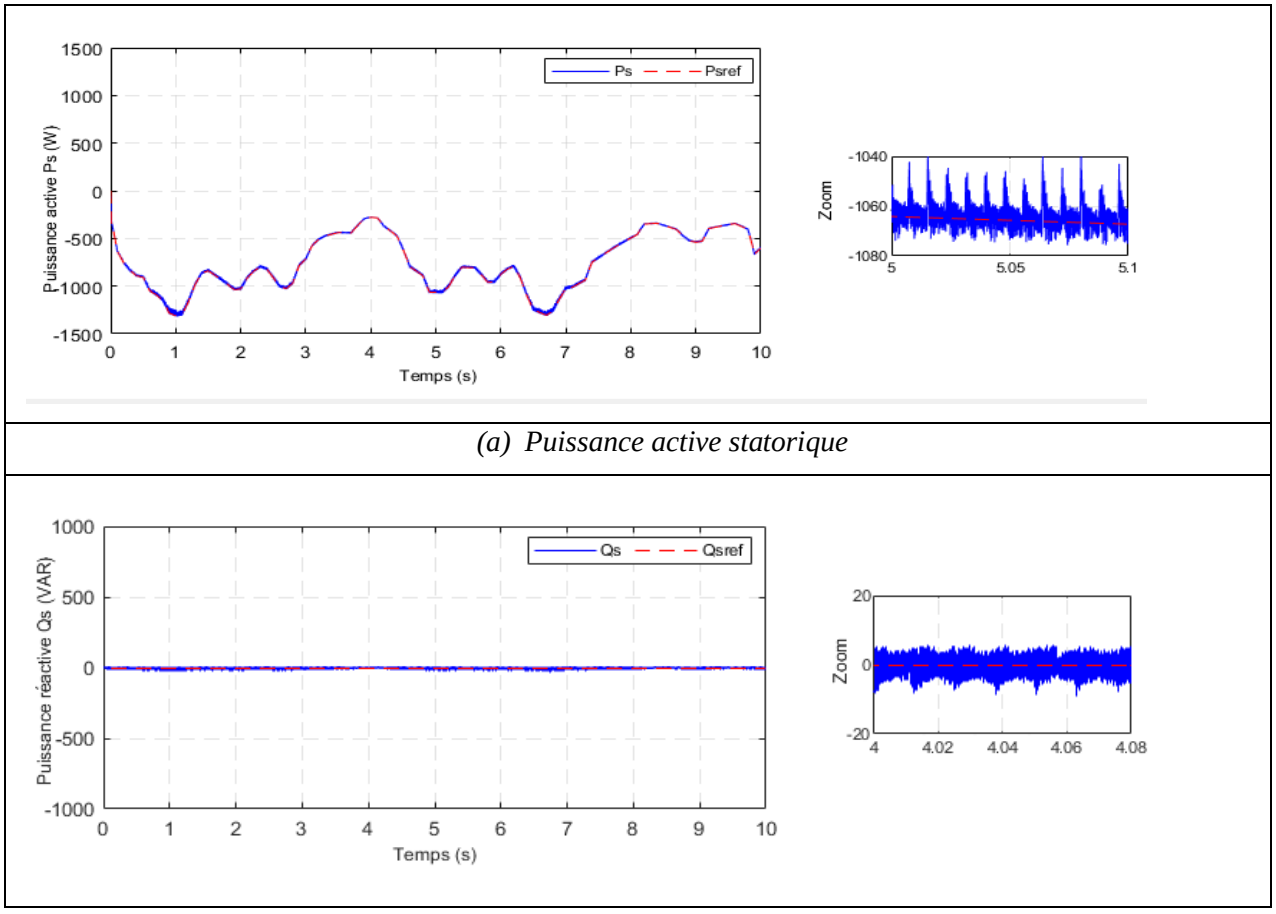


(a) THD des courants statoriques *(b) THD des courants statoriques*

Figure 4.8 - Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent constant

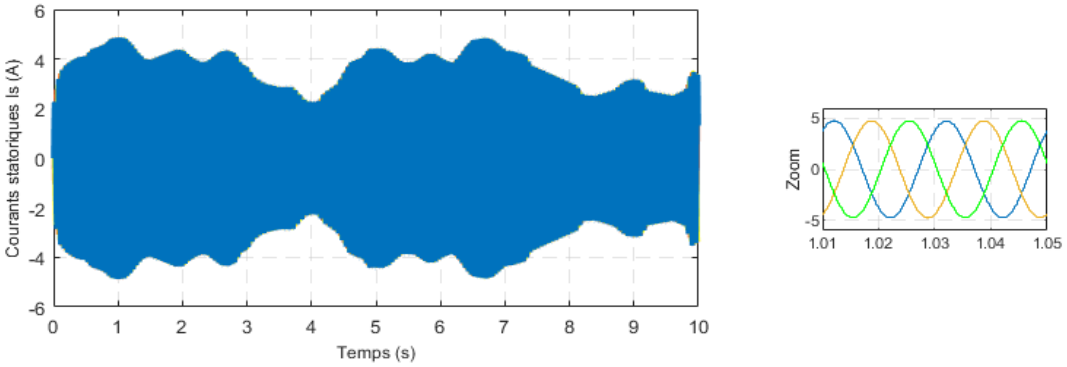
5.2 Fonctionnement à vitesse variable.

Cet essai de simulation a été réalisé en utilisant le profil du vent réel. La figure 4.9 montre les résultats de simulation de la commande mode glissant appliquées à la GADA, en utilisant la stratégie de commande MPPT pour l'ensemble de la chaîne éolienne.

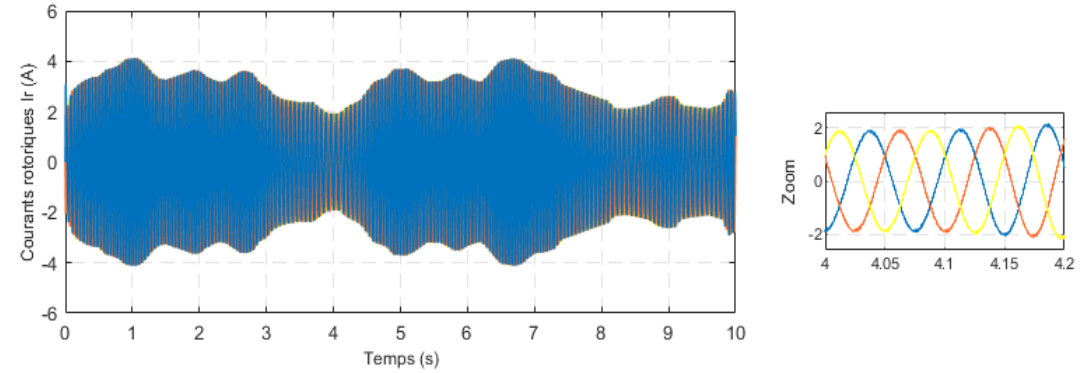


(a) Puissance active statorique

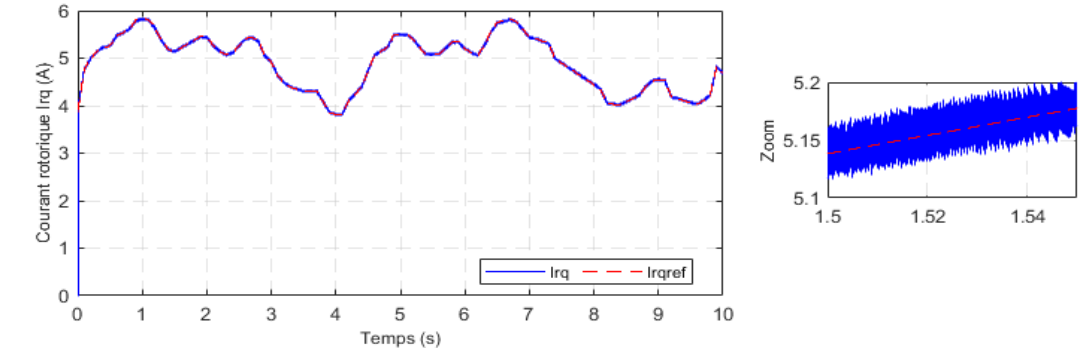
(b) Puissance réactive statorique



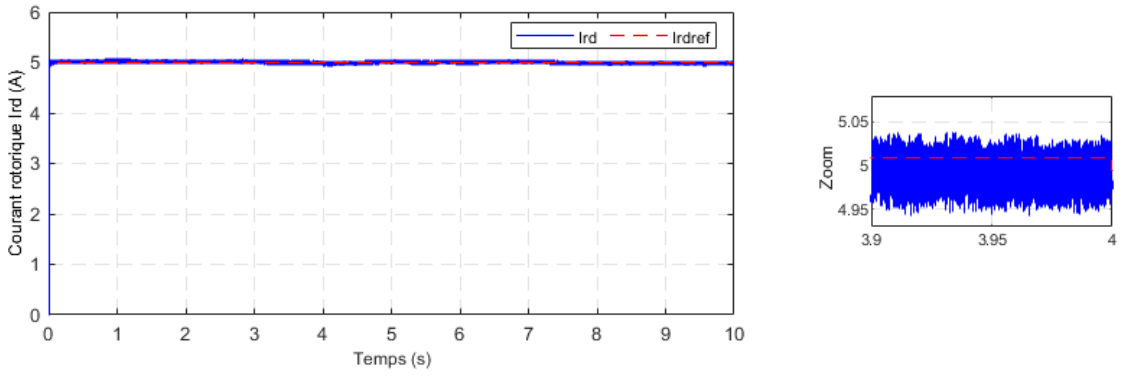
(c) Courants statoriques



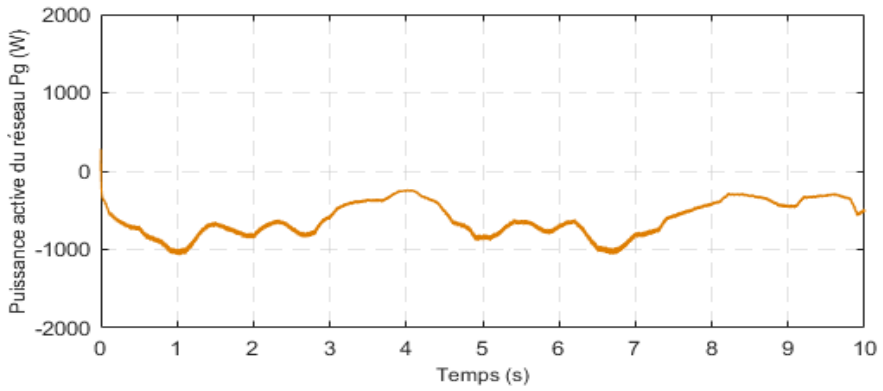
(d) Courants rotoriques



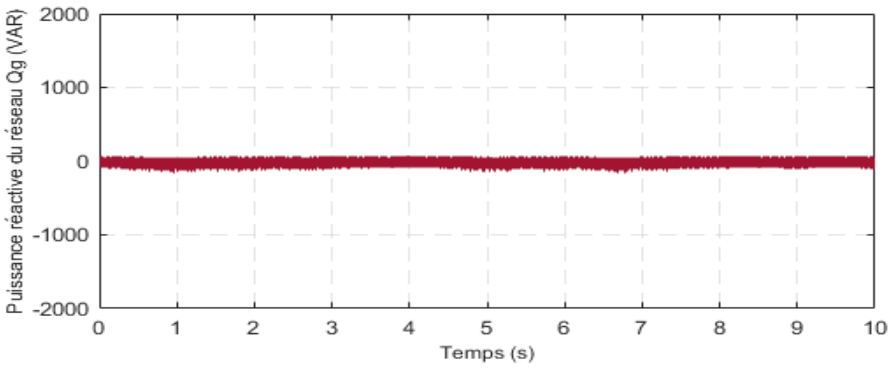
(e) Courant rotorique i_{rq}



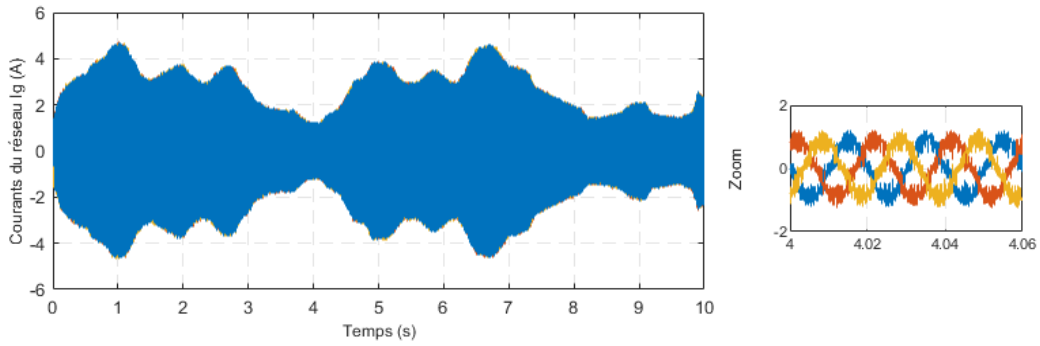
(f) Courant rotorique i_{rd}



(g) Puissance active du réseau



(h) Puissance réactive du réseau



(i) Courants du réseau

Figure 4.9 -Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable

Les réponses des puissances statoriques active et réactive sont illustrées 4.9 (a) et 4.9 (b), montrant qu'elles atteignent rapidement leurs valeurs de référence, avec moins de fluctuations et un temps de réponse réduit. La puissance active négative P_s indique que la MADA fonctionne en mode génératrice et fournit de l'énergie au réseau. La puissance réactive Q_s, pratiquement nulle, garantit un facteur de puissance unitaire côté stator.

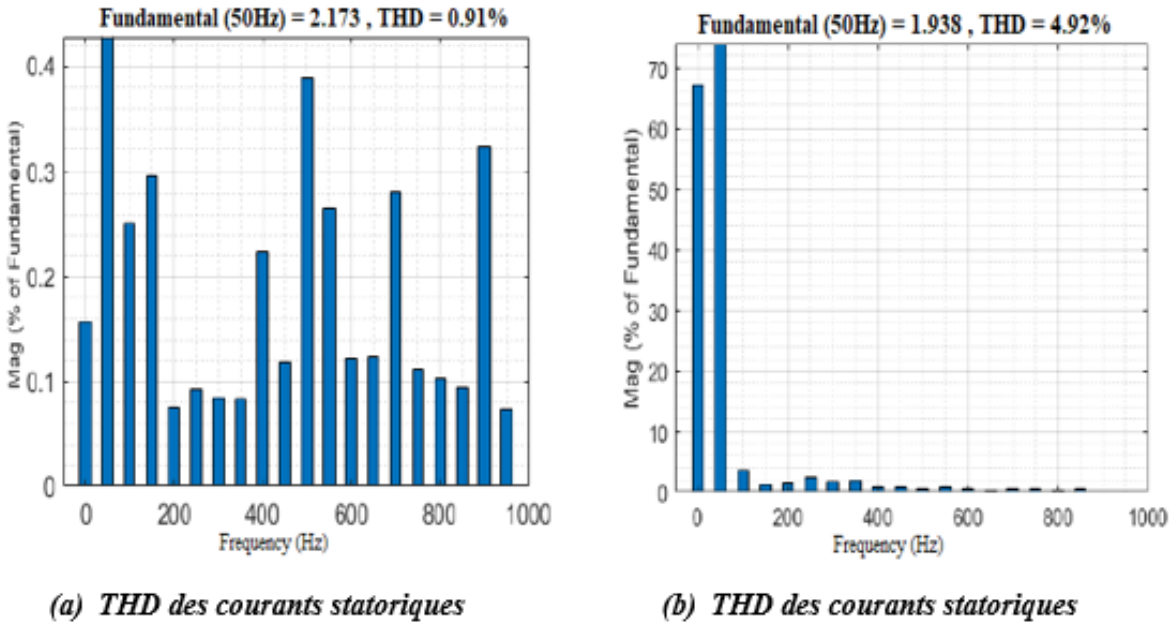
Les figures 4.9 (e) et 4.9 (f) présents les allures des courants rotoriques i_{rd} et i_{rq} , et montrent que ces courants atteignent leurs valeurs de référence avec moins d'ondulations.

La figure 4.9 (c) montre la forme des courants statorique qui sont identique inversement au profil du vent, les courants conservent la forme sinusoïdale avec une période de 0,02 s qui fournit les 50 Hz comme fréquence similaire à celle du réseau. En ce qui concerne les courants rotoriques, La Figure 4.9 (d) montrent que ces derniers sont sinusoïdaux. La figure 4.9 (c) illustre les courants statoriques qui suivent un profil inverse à celui du vent, tout en conservant une forme sinusoïdale avec une période de 0,02 s, correspondant à une fréquence de 50 Hz similaire à celle du réseau électrique. Concernant les courants rotoriques, la figure 4.9 (d) révèle qu'ils sont également sinusoïdaux.

Les erreurs de chaque paramètre clé ont été calculées à l'aide de l'équation (3.20). Les variables P_s, Q_s, i_{rq} et i_{rd} suivent leurs références avec des erreurs de 2.2%, 4.3%, 3.1%, 3.2%.

Par ailleurs, les puissances active et réactive du réseau sont représentées respectivement dans les figures 4.9 (g) et 4.9 (h). Le profil de P_g suit presque la même forme que celui de P_s, tandis que le profil de $Q_g$correspond à celui de Q_s avec moins des oscillations par rapport à la commande mode glissant. De plus, les courants du réseau $i_{g,abc}$ (figure 4.9 (i)) présent et une forme sinusoïdale et une période identique à celles de $i_{s,abc}$.

Pour la commande en mode glissant, le THD des courants statoriques ne dépasse pas 0,91%, comme le montre la figure 4.10 (a). En revanche, pour les courants du réseau, le THD atteint 4.92%, comme illustré dans la figure 4.10 (b).



(a) THD des courants statoriques *(b) THD des courants statoriques*

Figure 10 - Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent variable

6. Amélioration de la commande prédictive (FCS-MPC) par un convertisseur 3 niveaux

Les convertisseurs multiniveaux représentent une solution attrayante pour les applications de haute puissance en raison des avantages en termes de capacité de haute tension et de qualité de l'énergie. Le concept principal des topologies multiniveaux est de synthétiser leur tension de sortie à partir de plusieurs niveaux de tension dans une forme d'onde en escalier. En augmentant le nombre de niveaux dans les convertisseurs, les tensions de sortie se rapprochent des formes sinusoïdales avec une distorsion harmonique réduite [95].

Les convertisseurs multiniveaux les plus populaires dans les applications industrielles sont le convertisseur à trois niveaux à point neutre 3 niveaux (3N-NPC), en raison de ses avantages : meilleure qualité de l'alimentation du réseau, réduction de la distorsion harmonique totale, fréquence de commutation plus basse et fonctionnement à haute puissance.

Le FCS du convertisseur 3 niveaux est présenté dans cette section comme une amélioration du FCS du convertisseur 2 niveaux présenté dans la section précédente.

6.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

L'onduleur NPC à trois niveaux est composé de deux sources de tension continue et de trois bras, chaque bras composé de quatre interrupteurs avec quatre diodes antiparallèles. La tension VDC du bus continu est répartie équitablement entre les condensateurs de ligne C_1 et C_2, créant ainsi un point neutre *N*. La forme d'onde de sortie comporte trois niveaux de tension $\left(\frac{v_{dc}}{2}, 0, -\frac{v_{dc}}{2}\right)$ en prenant le point neutre comme référence. Une illustration de cette topologie de l'onduleur est présentée dans la figure 4.11.

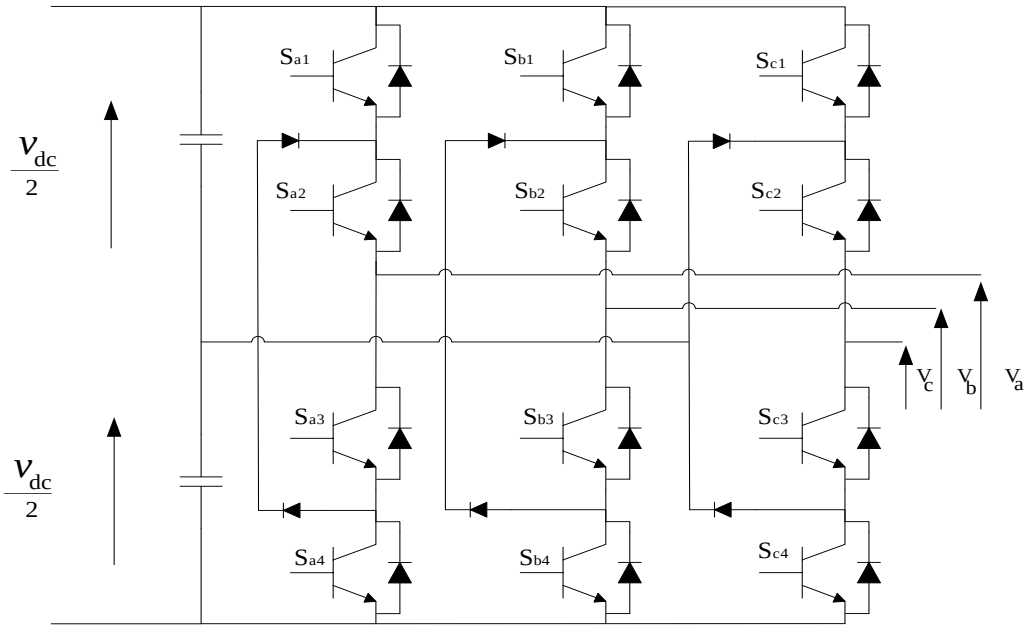


Figure 4.11- Schéma d'un onduleur NPC à trois niveaux

Chaque bras de l'onduleur comprend quatre interrupteurs : S_{k1}, S_{k2}, S_{k3}, S_{k4} où k représente les phases a, b, ou c. Les interrupteurs S_{k1}, S_{k2} fonctionnent de manière complémentaire. Le modèle mathématique de l'onduleur NPC à trois niveaux peut être représenté par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Chaque bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux possède trois états de commutation, qui sont décrits dans le tableau 4.1 :

Tableau 4.1 États de commutation de l'onduleur à trois niveaux

États de commutation	S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	**V**
2	ON	ON	OFF	OFF	$v_{dc}/2$
1	OFF	ON	ON	OFF	0
0	OFF	OFF	ON	ON	$-v_{dc}/2$

Les vecteurs de tension générés par un onduleur à trois niveaux sont classés en quatre groupes, comme l'indique le tableau 4.2**.**

Tableau 4.2 Vecteurs de tensions associées aux états de commutation

Vecteur de tension	**Symbole**
Tension nulle	V_0, V_7, V_{14}
Demi-Tension	$V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}, V_{13}$
Pleine Tension	$V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{11}, V_{18}, V_{19}, V_{20}$
Tension intermédiaire	$V_{21}, V_{22}, V_{23}, V_{24}, V_{25}, V_{26}$

6.2 Application du FCS-MPC aux convertisseurs 3N-NPC

Comme déjà mentionné, le contrôleur FCS est basé sur une prédiction du comportement de l'onduleur pour un nombre fini de vecteurs de tension possibles sur chaque intervalle d'échantillonnage. Une fonction de coût est utilisée pour évaluer le vecteur de tension pour l'intervalle d'échantillonnage suivant sur la base du modèle de prédiction. L'état de commutation optimal est sélectionné et appliqué à l'onduleur pendant la période d'échantillonnage suivante qui minimise la fonction de coût [95]. Le schéma du FCS avec un convertisseur de 3 niveaux coté machine est illustré à la figure 4.12. Le but du schéma de contrôle du courant est de minimiser l'erreur entre le courant et les valeurs de référence, de maintenir l'équilibre de la tension du condensateur et de réduire la fréquence de commutation.

La conception de la commande prédictive à jeu de contrôle fini (FCS-MPC) pour un onduleur à trois niveaux suit des étapes similaires à celles utilisées pour un onduleur à deux niveaux, avec quelques adaptations spécifiques. Le processus commence par la mesure des variables du système, qui est essentielle pour évaluer l'état actuel du système. Ensuite, les courants de référence rotoriques sont calculés. Après le calcul des courants rotoriques de référence, ces derniers sont extrapolés pour anticiper leur comportement futur. Cette extrapolation aide à prédire les changements potentiels

dans les courants en fonction des actions de contrôle prévues et des conditions de fonctionnement attendues. La prédiction du comportement futur des courants est évaluée par la méthode d'Euler.

L'étape suivante, qui consiste à minimiser la fonction de coût, est plus exigeante dans le cas des onduleurs à trois niveaux par rapport à ceux à deux niveaux. Pour un onduleur à trois niveaux, la fonction de coût doit être évaluée 27 fois au lieu de 8 fois pour un onduleur à deux niveaux. Cette augmentation du nombre d'évaluations reflète le nombre accru d'états de commutation possibles dans un onduleur à trois niveaux. Chaque évaluation cherche à identifier la configuration de commutation qui optimise le fonctionnement du système selon les critères définis, tels que la réduction des harmoniques, la maximisation de l'efficacité ou la minimisation de l'impact sur le réseau électrique.

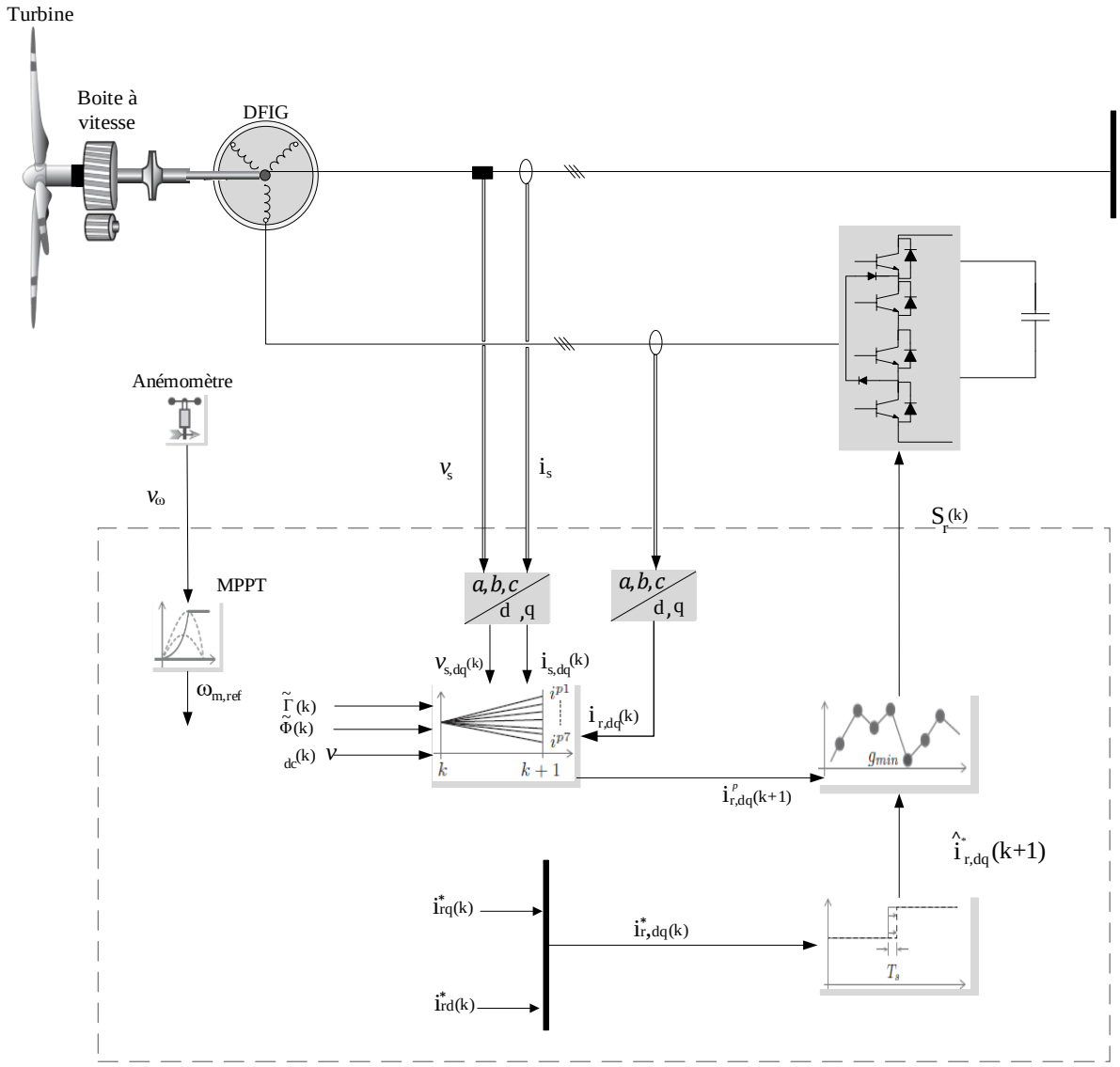


Figure 4.12 - Schéma-bloc de contrôle FCS pour une DFIG avec un convertisseur 3 niveaux

De même, pour le contrôle coté réseau les variables mesurées incluent la tension du condensateur, les courants du réseau, et les tensions de réseau, qui sont acheminées vers le système de commande via des canaux ADC. Les courants de référence sont calculés à partir des puissances active et réactive, et de la tension du bus DC. Ensuite, ces courants sont extrapolés pour prédire la future erreur de courant en utilisant l'extrapolation de Lagrange. Un modèle prédictif utilise le modèle de la grille en trame dq combiné avec celui de l'onduleur 3N-NPC pour estimer les courants futurs. Enfin, la fonction de coût évalue l'erreur entre les courants prédits et les courants de référence pour identifier la combinaison optimale des états de commutation. Le schéma du FCS avec un convertisseur de 3 niveaux coté machine est illustré à la figure 4.13.

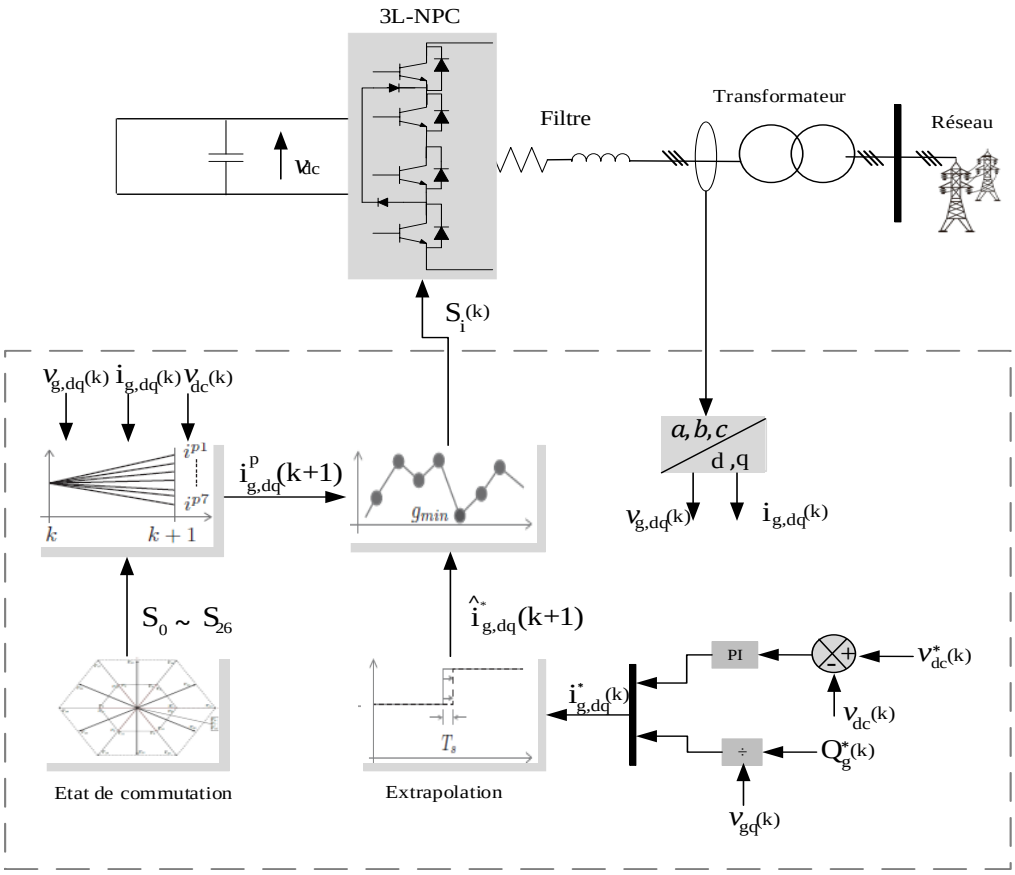


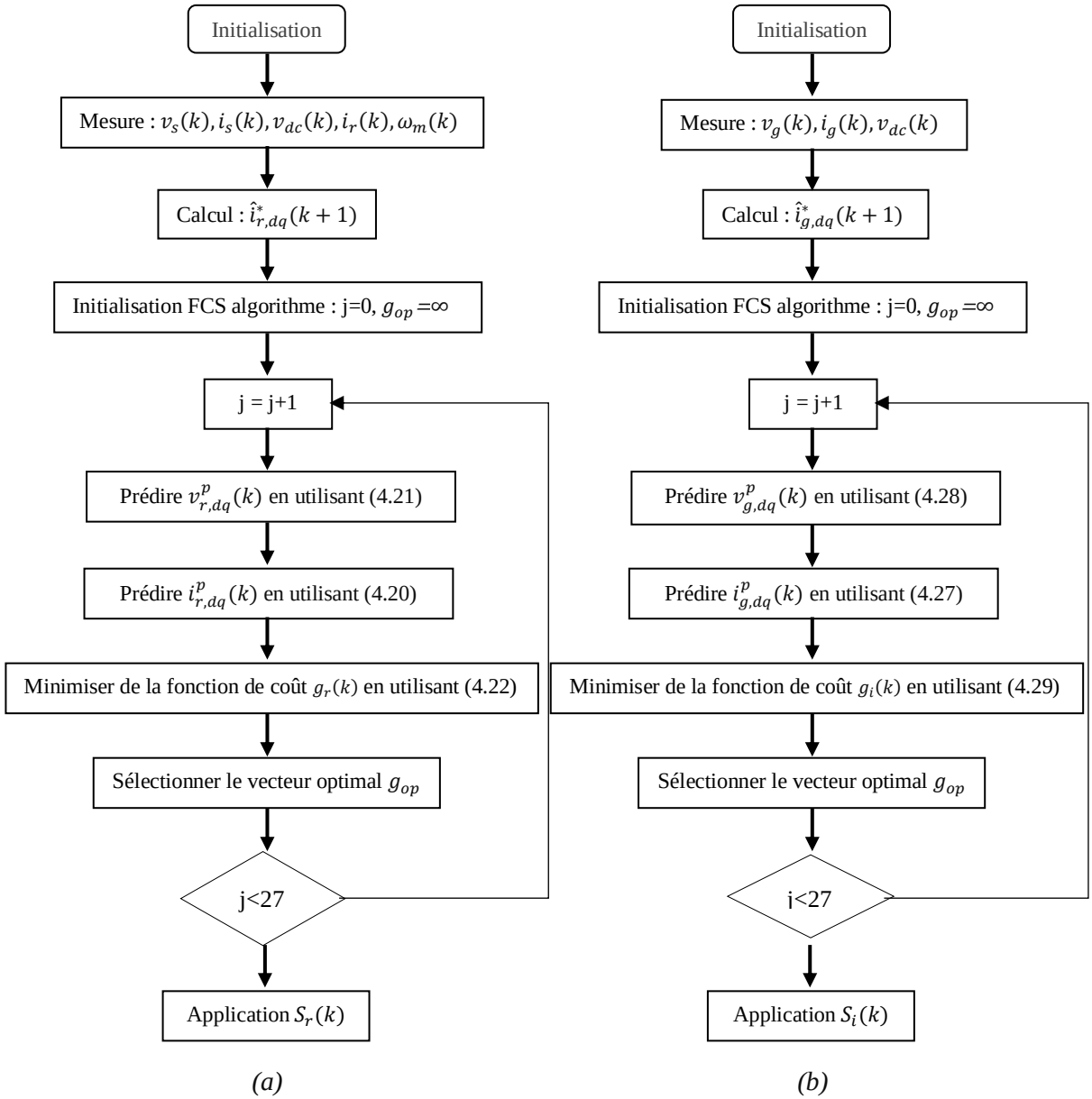
Figure 4.13 - Schéma-bloc de contrôle FCS pour une DFIG avec un convertisseur 3 niveaux

Le but du schéma de contrôle du courant est de minimiser l'erreur entre le courant et les valeurs de référence, de maintenir l'équilibre de la tension du condensateur et de réduire la fréquence de commutation.

La conception de la commande prédictive à jeu de contrôle fini (FCS-MPC) pour un onduleur à trois niveaux suit des étapes similaires à celles utilisées pour un onduleur à deux niveaux, avec quelques adaptations spécifiques. Le processus commence par la mesure des variables du système, qui est

essentielle pour évaluer l'état actuel du système. Ensuite, les courants de référence rotoriques sont calculés. Après le calcul des courants rotoriques de référence, ces derniers sont extrapolés pour anticiper leur comportement futur. Cette extrapolation aide à prédire les changements potentiels dans les courants en fonction des actions de contrôle prévues et des conditions de fonctionnement attendues. La prédiction du comportement futur des courants est évaluée par la méthode d'Euler [66,67].

L'étape suivante, qui consiste à minimiser la fonction de coût, est plus exigeante dans le cas des onduleurs à trois niveaux par rapport à ceux à deux niveaux. Pour un onduleur à trois niveaux, la fonction de coût doit être évaluée 27 fois au lieu de 8 fois pour un onduleur à deux niveaux. Cette augmentation du nombre d'évaluations reflète le nombre accru d'états de commutation possibles dans un onduleur à trois niveaux. Chaque évaluation cherche à identifier la configuration de commutation qui optimise le fonctionnement du système selon les critères définis, tels que la réduction des harmoniques, la maximisation de l'efficacité ou la minimisation de l'impact sur le réseau électrique. La figure 4.14 représente l'organigramme de l'algorithme FCS à trame dq pour CCM et CCR.



(a) *(b)*

Figure 4.14 - Organigramme de l'algorithme FCS pour : (a) CCM (b) CCR

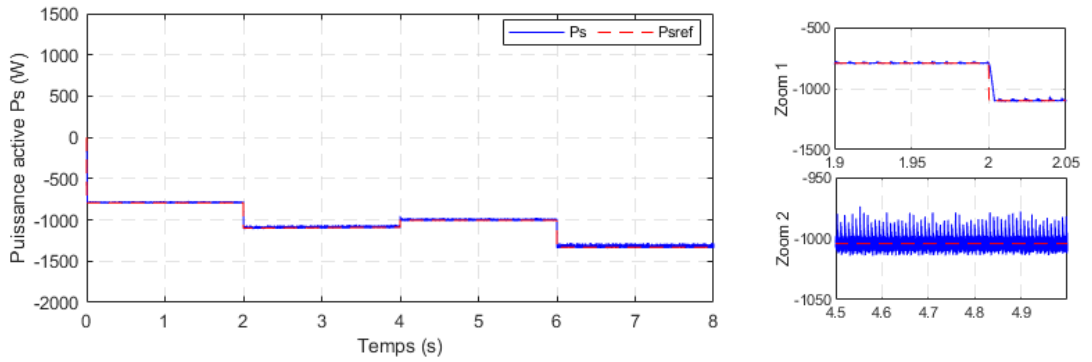
7. Simulation et interprétation

Dans cette section, la commande FCS de la génératrice asynchrone à double alimentation a été évaluée par simulation dans l'environnement Matlab/Simulink. Deux tests ont été effectués sur le système représenté à la figure 4.14 pour observer le comportement de cette technique de contrôle :

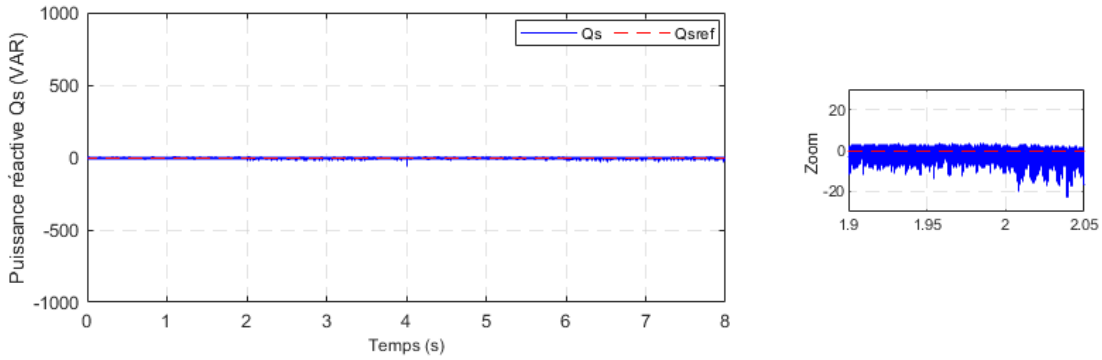
- Fonctionnement à vitesse constante
- Fonctionnement à vitesse variable avec inversion du sens de rotation

7.1 Fonctionnement à vitesse constante

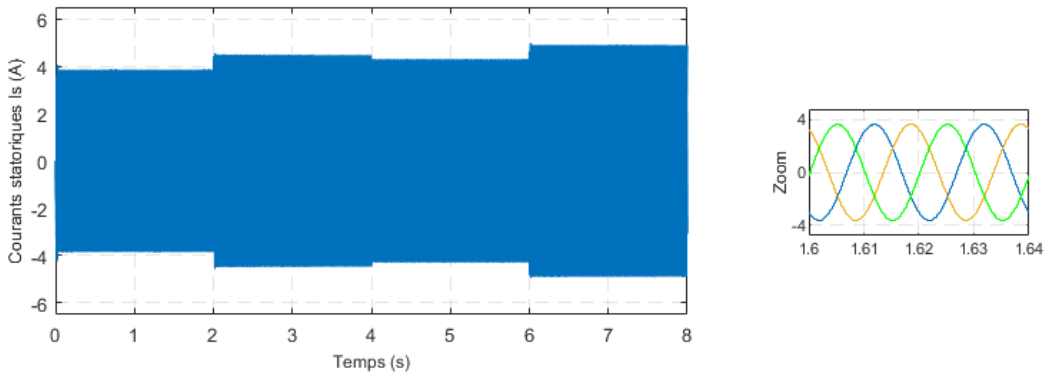
Dans cet essai, nous avons pris la puissance aérodynamique déterminée par l'algorithme MPPT comme référence de puissance active afin d'extraire le maximum de puissance du vent. Nous avons fixé la puissance réactive à zéro pour obtenir un facteur de puissance unitaire**.**



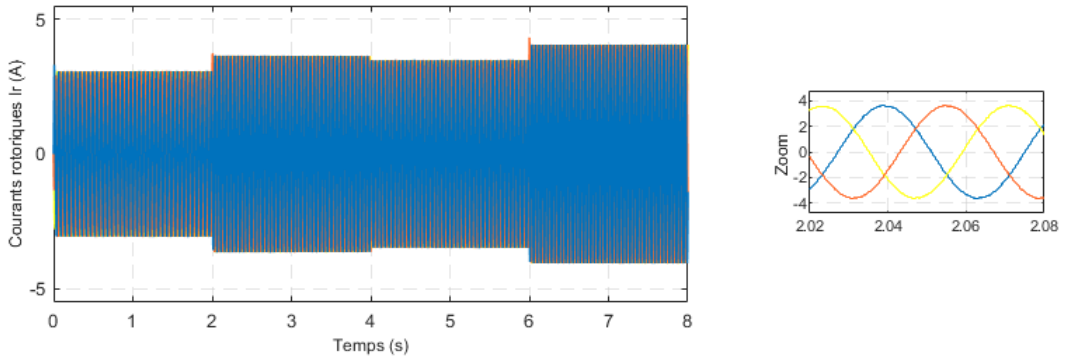
(a) Puissance active statorique



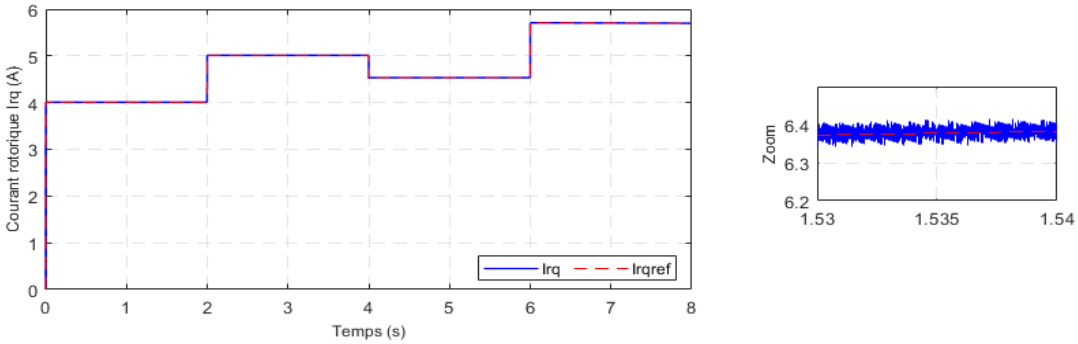
(b) Puissance réactive statorique



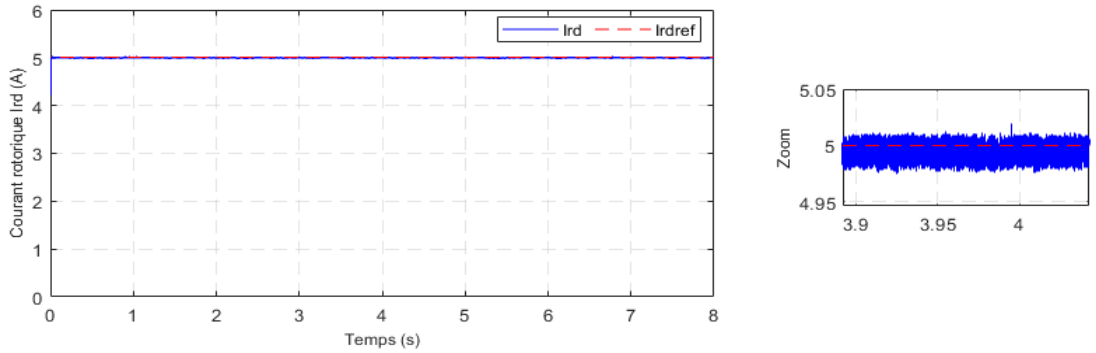
(c) Courants statoriques



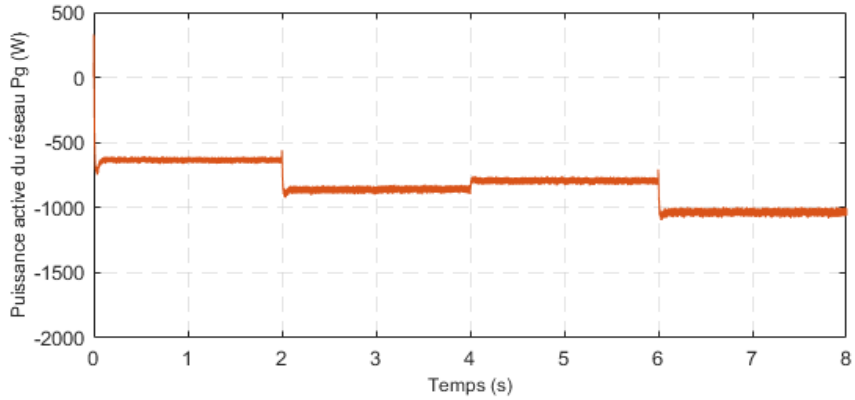
(d) Courants rotoriques



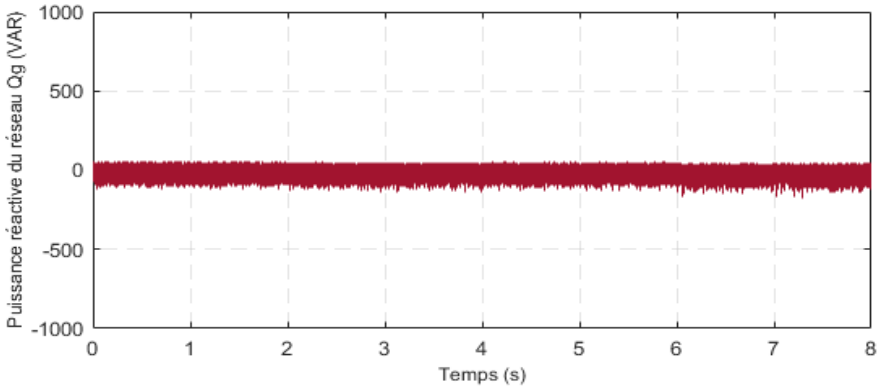
(e) Courant rotorique i_{rq}



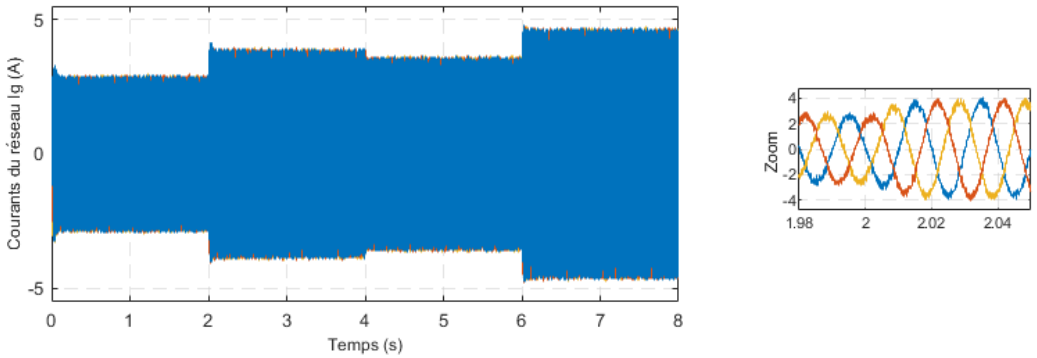
(f) Courant rotorique i_{rd}



(g) Puissance active du réseau



(h) Puissance réactive du réseau



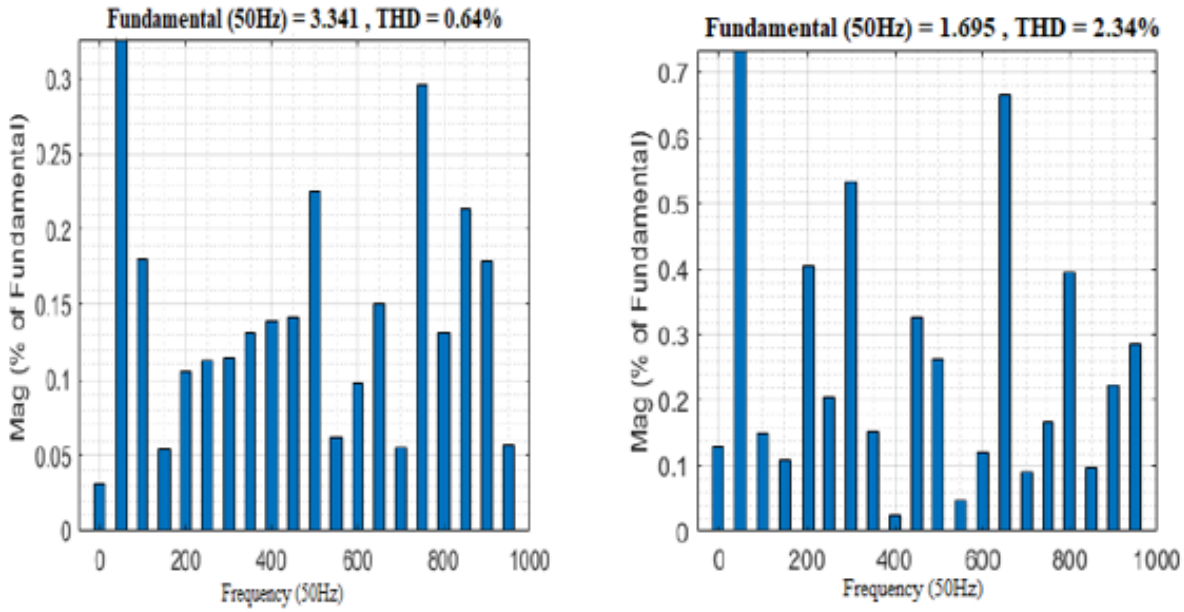
(i) Courants du réseau

Figure 4.15 - Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constant

La figure ci-dessous illustre d'excellentes performances dynamiques et statiques, avec un temps de réponse très rapide, sans dépassement, et une erreur statique minimale par rapport aux commandes FOC, SMC et FCS avec un onduleur de deux niveaux. De plus, les résultats obtenus montrent que les courants du stator, du rotor et du réseau présentent des formes sinusoïdales avec peu d'ondulations, garantissant ainsi une bonne qualité de l'énergie injectée dans le réseau.

Les courants statoriques suivent un profil inverse à celui du vent, tout en conservant une forme sinusoïdale avec une période de 0,02 s, correspondant à une fréquence de 50 Hz, identique à celle du réseau (figure 4.16). Quant aux courants rotoriques, ils sont également sinusoïdaux.

Les erreurs relatives à chaque paramètre clé ont été calculées à l'aide de l'équation (3.20). Les variables P_s, Q_s, i_{rd}, i_{rq} suivent leurs références respectives avec des erreurs de 1,5 %, 2,6 %, 2 % et 1,8 %.

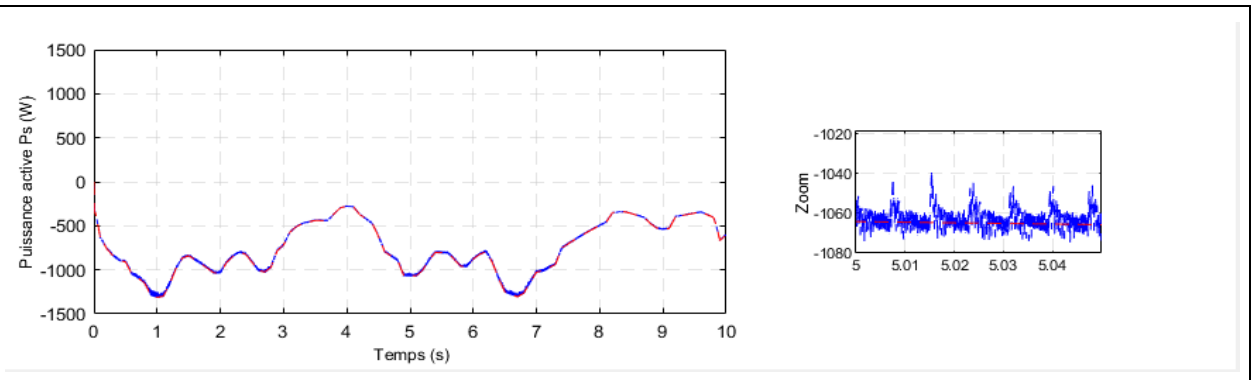


(a) THD des courants statoriques *(b) THD des courants du réseau*

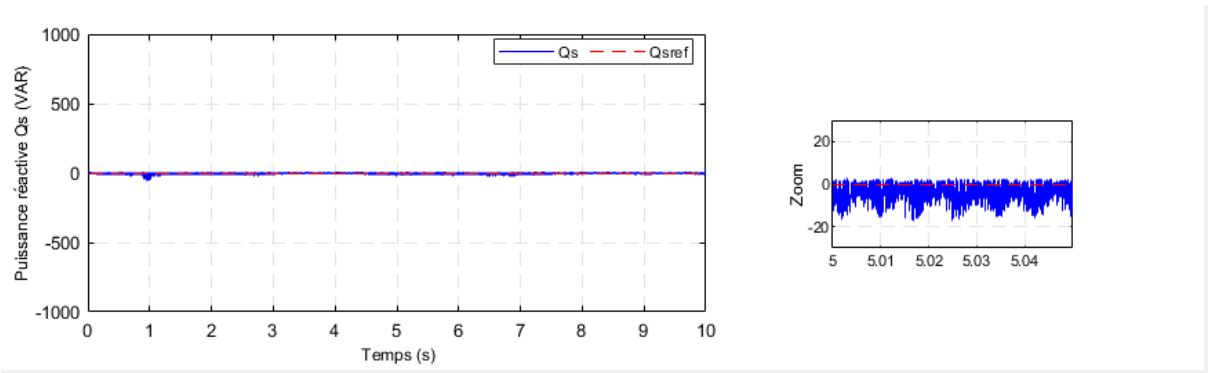
Figure 4.16 -Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent constant

7.2 Fonctionnement à vitesse variable

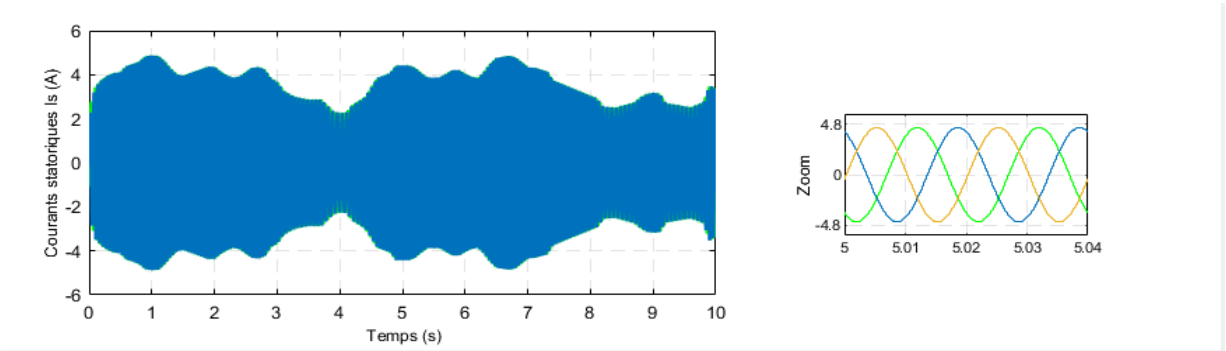
Cet essai de simulation a été réalisé en utilisant le profil du vent réel. La figure 4.17 montre les résultats de simulation de la commande FCS appliquées à la GADA avec un convertisseur trois niveaux, en utilisant la stratégie de commande MPPT pour l'ensemble de la chaîne éolienne.



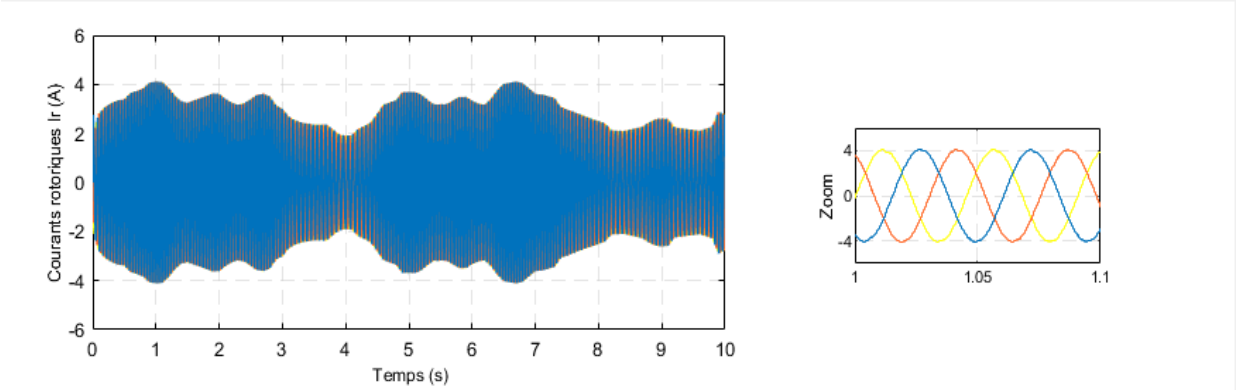
(a) Puissance active statorique



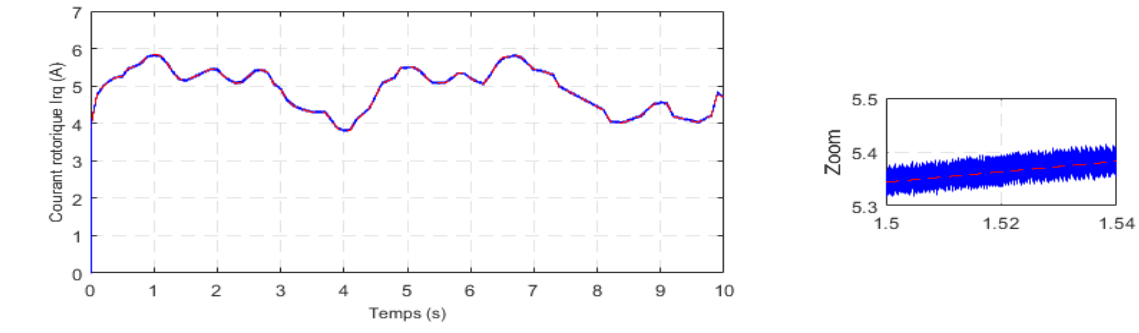
(b) Puissance réactive statorique



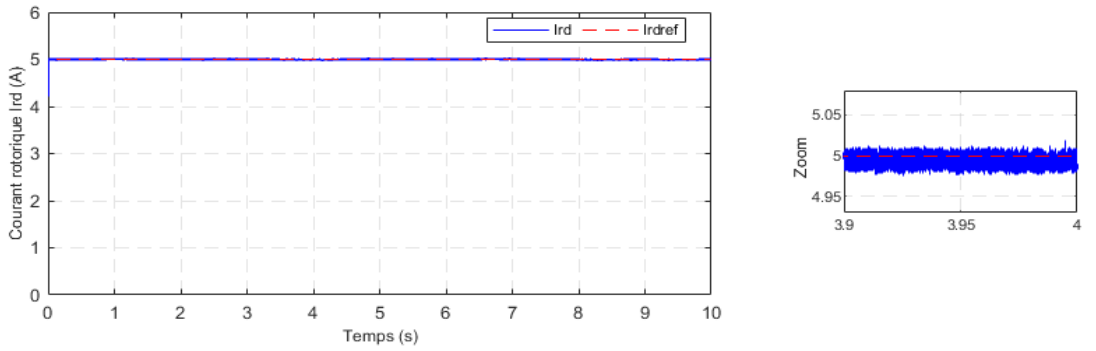
(c) Courants statoriques



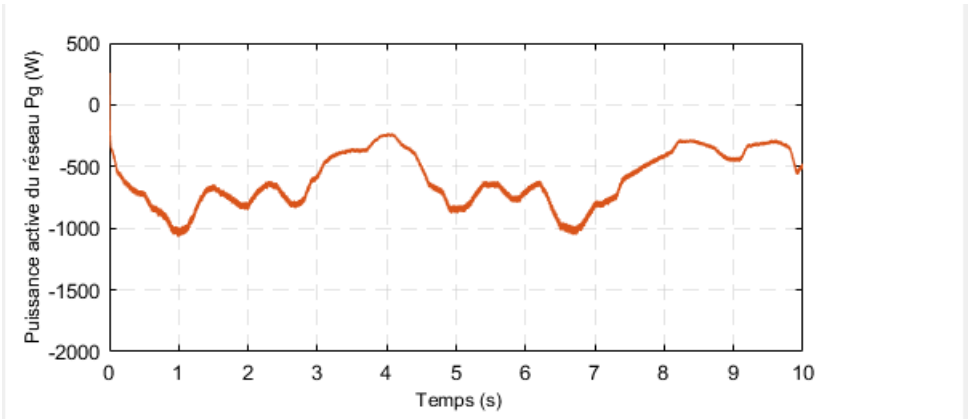
(d) Courants rotoriques



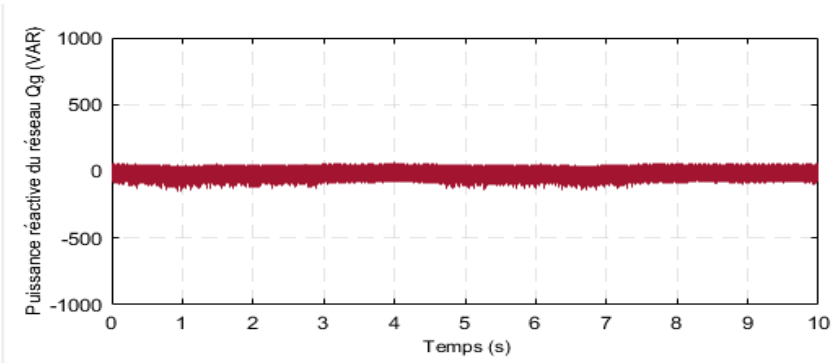
(e) Courant rotorique i_{rq}



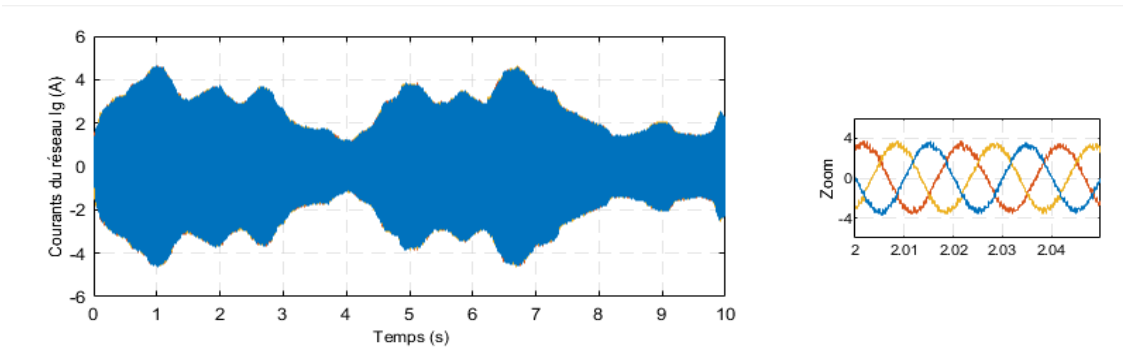
(f) Courant rotorique i_{rd}



(g) Puissance active du réseau



(h) Puissance réactive du réseau



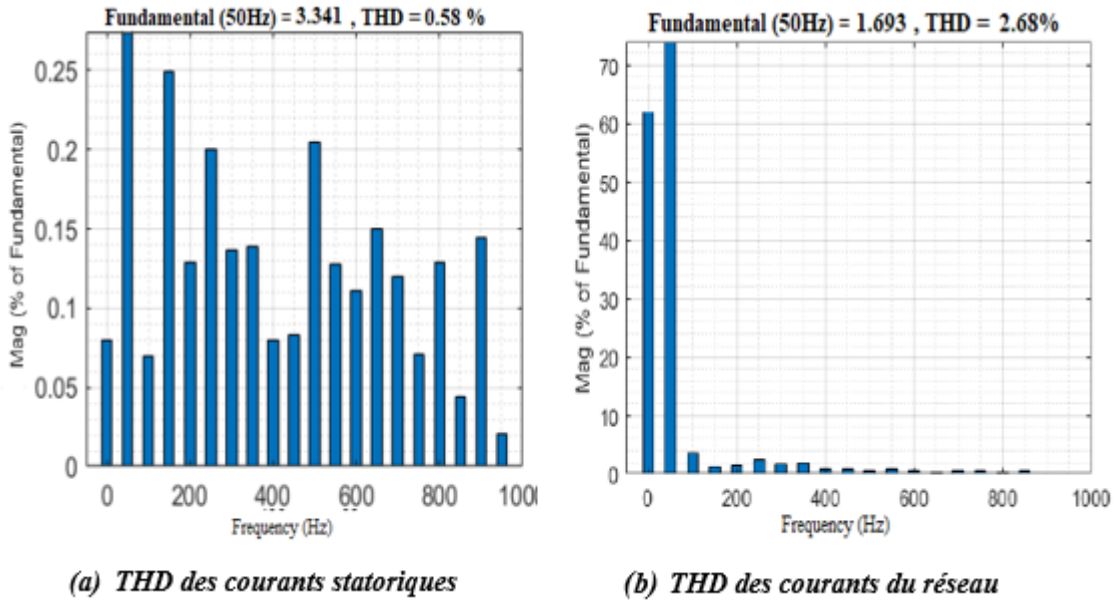
(i) Courants du réseau

Figure 4.17 - Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable

La figure ci-dessous illustre d'excellentes performances dynamiques et statiques, avec un temps de réponse très rapide, sans dépassement, et une erreur statique minimale par rapport aux commandes FOC, SMC et FCS avec un onduleur de deux niveaux. De plus, les résultats obtenus montrent que les courants du stator, du rotor et du réseau présentent des formes sinusoïdales avec peu d'ondulations, garantissant ainsi une bonne qualité de l'énergie injectée dans le réseau.

Les courants statoriques suivent un profil inverse à celui du vent, tout en conservant une forme sinusoïdale avec une période de 0,02 s, correspondant à une fréquence de 50 Hz, identique à celle du réseau (figure 4.18). Quant aux courants rotoriques, ils sont également sinusoïdaux

Les erreurs relatives à chaque paramètre clé ont été calculées à l'aide de l'équation (3.20). Les variables P_s, Q_s, i_{rd}, i_{rq} suivent leurs références respectives avec des erreurs de 1,2 %, 2,3 %, 1,8% et 1,3 %.



(a) THD des courants statoriques *(b) THD des courants du réseau*

Figure 4.18 - Analyse spectral des courants statoriques et du réseau pour un profil de vent variable

8. Etude comparative

Pour mieux évaluer les résultats obtenus avec les deux techniques de commande, nous avons mené une étude comparative détaillée entre ces deux méthodes en régimes dynamique et statique. Cette étude résume tous les résultats obtenus et a été réalisée selon des critères imposés, à savoir la même fréquence de commutation et le même capteur de vitesse. Le tableau ci-dessous présente les résultats de cette étude comparative.

Tableau 4.3 Analyse comparative entre les contrôles FCS avec un 2N-NPC, et le FCS avec 3N-NPC appliqués à la GADA

Paramètres	Prédictives avec onduleur deux niveaux	Prédictives avec onduleur trois niveaux
Suivi du point de consigne	Bonne	Très Bonne
Rapidité	Rapide	Plus rapide
Précision	Précise	Plus précise
Taux d'ondulation	Moyen	Faible
Robustesse	Moyen	Bonne
Complexité de l'algorithme	Faible	Grande
Taux de Distorsion des Harmoniques	Minimale	Minimale
Sensibilité	Moins Sensible	Moins sensible

La commande prédictive avec onduleur 3 niveaux offre de meilleures performances globales. En effet, il assure un meilleur suivi du point de consigne, une rapidité accrue, une précision supérieure, et un taux d'ondulation plus faible. De plus, l'onduleur à 3 niveaux se révèle plus robuste face aux variations. Cependant, cette amélioration des performances s'accompagne d'une complexité algorithmique plus élevée par rapport à l'onduleur à 2 niveaux. En ce qui concerne la distorsion harmonique, les deux types d'onduleurs minimisent efficacement cette distorsion. Enfin, la sensibilité aux variations reste similaire et relativement faible pour les deux configurations.

9. Conclusion

Dans ce chapitre, la commande prédictive du courant pour un convertisseur à deux et à 3 niveaux a été présentée. D'après les résultats de simulation nous avons remarqué que l'application de la commande prédictive à la GADA avec un convertisseur à 3niveaux présente une meilleure dynamique et une meilleure précision par rapport à la commande prédictive à la GADA avec un convertisseur à 2 niveaux. À la conclusion de ce chapitre, une analyse comparative fondée sur les données de simulation est exposée. Les résultats de cette analyse démontrent l'efficacité de la commande prédictive. Le chapitre suivant sera dédié à la mise en œuvre de la commande prédictive de type FCS-MPC avec un onduleur 3 niveaux sur la carte dSPACE.

Chapitre 5: Validation expérimentale de la commande robuste sur la carte dSPACE

1. Introduction

Durant la phase de conception théorique d'une commande, il est courant d'utiliser des hypothèses simplifiées. Par conséquent, les résultats obtenus par simulation ne représentent pas toujours avec précision le comportement réel du système analysé. Pour une analyse plus détaillée, il est essentiel de procéder à une validation expérimentale de ces résultats par la mise en œuvre pratique du système de contrôle. Ce chapitre est consacré à l'implémentation et la validation de la stratégie de commande robuste FCS-MPC avec un convertisseur à 3 niveaux présentées dans le chapitre 4, en utilisant la carte dSPACE DS1104. Nous commencerons par discuter de l'importance de la simulation en temps réel pour le développement et la validation des algorithmes de commande. Ensuite, nous décrirons la carte dSPACE et son rôle dans ce processus. Nous aborderons également le développement des lois de commande dans l'environnement dSPACE, en détaillant les paramètres de configuration nécessaires et la création de fichiers de contrôle. Enfin, les résultats de l'implémentation de la commande robuste FCS-MPC seront présentés et analysés, suivis d'une conclusion synthétisant les observations et perspectives pour les travaux futurs.

2. Description de la plate-forme d'essai

2.1 Principe générale

Pour valider les performances des algorithmes de contrôle appliqués aux convertisseurs statiques du côté générateur et réseau, une solution pratique a été mise en place pour une implémentation expérimentale. Cette validation repose sur l'utilisation de la carte contrôleur DS1104 R&D, développée par la société dSPACE. Intégrée dans un ordinateur, cette carte permet d'assurer la communication entre le logiciel et le matériel. La partie logicielle utilise Matlab/Simulink, un outil de modélisation permettant de programmer en temps réel l'application concernée grâce à des blocs spécifiques disponibles dans la bibliothèque "Toolbox Real Time Interface (RTI)". Le RTI facilite également la configuration graphique des signaux d'entrée/sortie [96].

Un second logiciel, "ControlDesk", est utilisé pour charger le programme source compilé, converti en code C, sur la carte R&D DS1104. Ce logiciel permet également de créer des interfaces graphiques pour le contrôle en temps réel et d'enregistrer les programmes sous un format compatible avec Matlab/Simulink. La plateforme expérimentale de validation est représentée à la Figure 5.1.

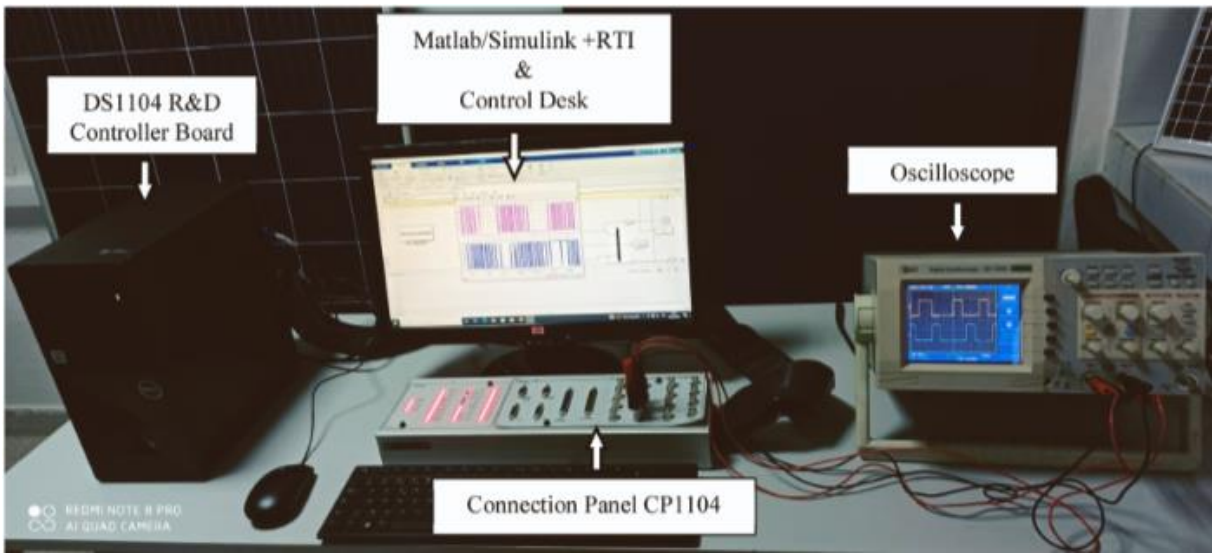


Figure 5.1 - La plate-forme expérimentale de validation

2.2 La simulation en temps réel

Le concept général d'un système en temps réel est celui d'un système conçu pour contrôler un processus physique. Ce système physique peut être divisé en deux sections principales : la première concerne le système de processus, qui traite des fonctions physiques du système, tandis que la seconde se concentre sur la gestion et le contrôle de ce processus. La figure 5.2 présente un schéma général de ce type de système physique [96].

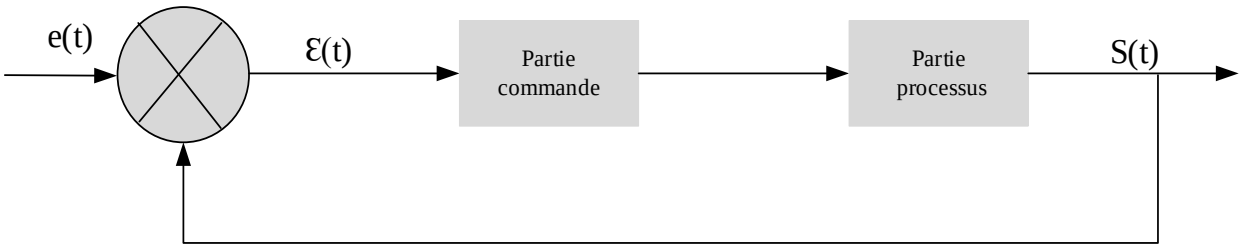


Figure 5.2 - Synoptique général d'un système physique

En fonction du synoptique général d'un système physique, on peut classer trois types de simulation temps réel :

Prototypage rapide de contrôle : consiste à simuler la partie commande tout en s'interfaçant directement avec un système physique réel non simulé, en implémentant les modèles mathématiques et les stratégies de commande sur un support électronique.

Hardware In the Loop Simulation : la partie commande est réelle et la partie processus est simulée sur le même type de support électroniques, cette configuration est couramment utilisée pour tester la conception du système de commande et vérifier l'exactitude des modèles du processus.

Software In the Loop Simulation : simule entièrement les commandes et les processus sur un support électronique, ce qui permet de visualiser les signaux à l'aide d'un oscilloscope pour une analyse complète. Ces différentes méthodes sont essentielles pour développer et tester les systèmes de contrôle dans diverses applications industrielles. Elle combine deux méthodes : Model In the Loop (MIL) et Software In the Loop (SIL).

La simulation MIL est utilisée pour tester et valider un modèle. Dans cette approche, le modèle MIL est intégré dans un système en boucle fermée qui comprend également le modèle logique. Cette configuration de test représente la première étape au cours de laquelle notre système éolien. Cependant, la simulation SIL est générée à partir du modèle de notre système éolien et exécuté sous forme de fichier exécutable, cette phase constitue l'étape cruciale dans le processus de validation de notre modèle sur le kit de prototypage dSPACE 1104 [97].

2.3 Description de la carte dSPACE

La carte dSPACE DS1104, conçue par la société allemande dSPACE, intègre un processeur principal MPC8240 avec une fréquence d'horloge de 250 MHz. Elle sert d'interface robuste d'entrée-sortie (E/S) entre l'électronique de puissance et des applications logicielles telles que MATLAB/Simulink/ControlDesk. Dotée d'une capacité de traitement numérique rapide et efficace, cette carte est idéale pour le développement de contrôleurs multi-niveaux utilisés dans diverses applications, notamment le contrôle de machines électriques, la robotique et l'aérospatiale. La carte reçoit des signaux de capteurs et génère des signaux de commande pour chaque période d'échantillonnage, facilitant ainsi une intégration transparente avec des environnements de développement en temps réel. En plus de son processeur principal, la DS1104 comprend un DSP esclave TMS320F240, utilisé principalement pour la génération de signaux MLI [98,99]. Structurée en trois couches distinctes - stockage, logique métier et services - cette plateforme offre une solution efficace et économique pour la gestion de tâches complexes dans des systèmes embarqués. L’architecture interne de la carte est illustrée à la Figure 5.3.

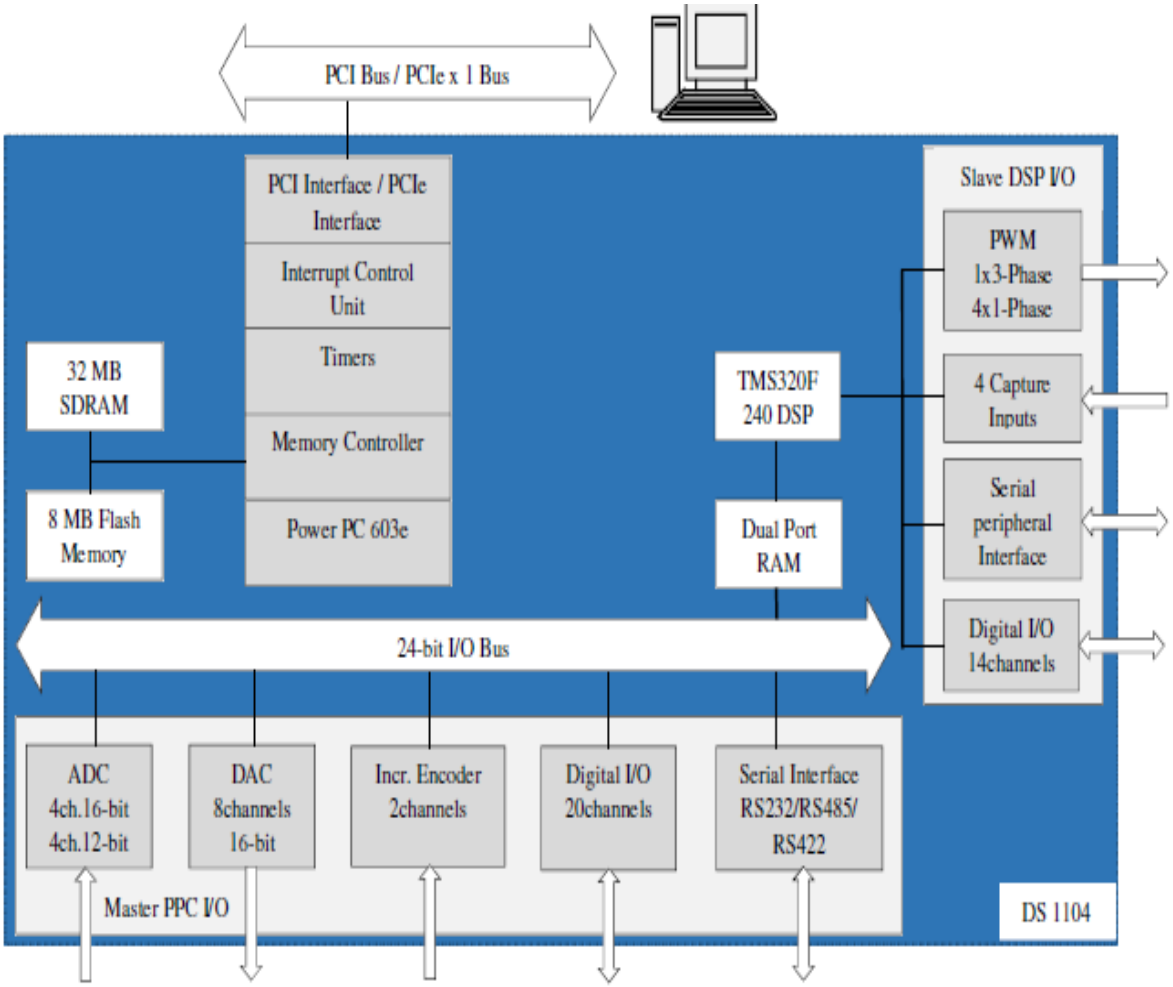


Figure 5.3 - Architecture de la carte DS1104

Le système dSPACE DS1104 intègre une carte mère DS1104 R&D qui se connecte à un ordinateur via un port PCI. Cette carte assure le fonctionnement global du système et exécute le programme principal, comme illustré à la figure 5.4.



Figure 5.4 - La carte DS1104 R&D

Il est équipé de plusieurs composants essentiels pour les applications de contrôle et de test, notamment [100]:

Processeurs : Un processeur principal de type MPC8240 et un processeur esclave DSP TMS320F240, utilisé spécifiquement pour la génération des signaux de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Contrôleurs d'interruption et temporisateurs : Essentiels pour la gestion du temps et des événements dans des applications en temps réel.

Mémoires : Pour le stockage temporaire et la gestion des données de processus.

Interfaces diverses : Comprenant des interfaces pour les entrées/sorties numériques.

Les signaux d'entrée et de sortie de la carte dSPACE DS1104 transitent par le panneau de connexion CLP1104 (figure 5.5), qui sert d'interface entre la carte dSPACE et l'environnement externe. Ce panneau comprend les éléments suivants :

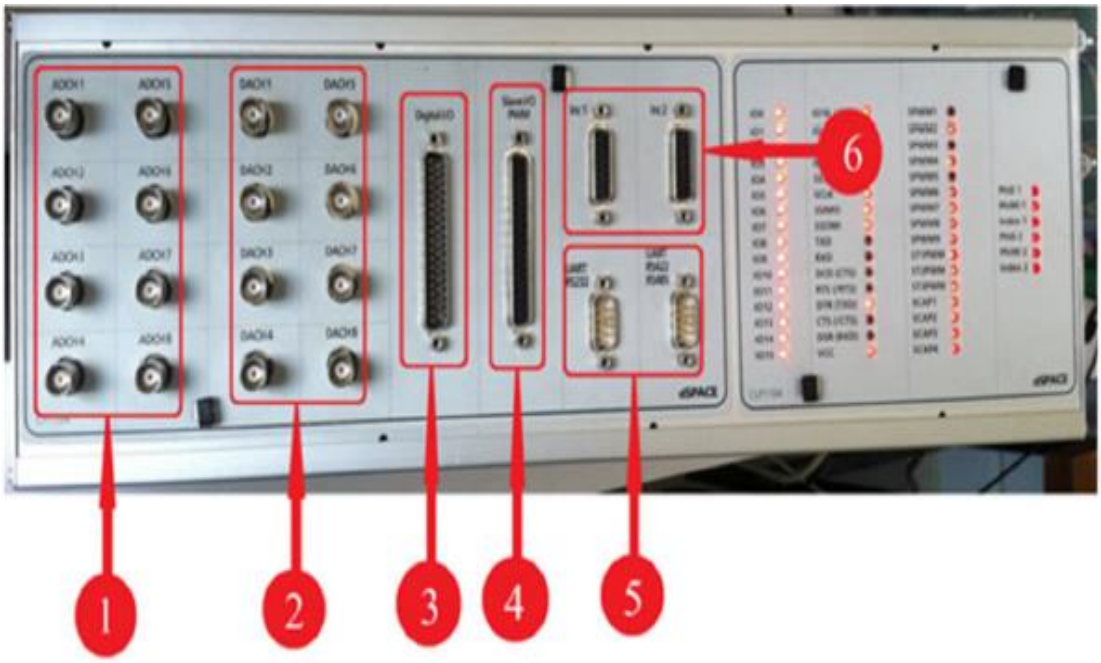


Figure 5.5 - Panneau de connexion de la carte Dspace DS1104

(1) Huit convertisseurs analogiques numériques (ADC) : Quatre canaux de 12 bits et quatre canaux de 16 bits, utilisés pour récupérer des données analogiques d'un système, les convertir en numérique, puis les afficher sur un PC.

(2) Huit convertisseurs numériques analogiques (DAC) : utilisés pour convertir des données numériques provenant du PC en données analogiques, puis les injecter dans un système externe.

(3) Entré/sortie numérique : utilisée lorsque nous travaillons avec un langage de programmation.
(4) Entré/sortie du DSP : esclave responsable de la génération des signaux PWM pour contrôler l'onduleur.
(5) Les ports séries (RS 232, RS 422 et RS 485) : utilisée pour la communication série avec d'autres appareils ou cartes dSPACE.
(6) Deux codeurs incrémentaux : utilisée pour la récupération de données à partir de capteurs.
(7) LEDs d'indication : Une quarantaine de lampes LED sur l'interface montrent les portes actives et facilitent le diagnostic visuel de l'état du système.

3. Développement des lois de commandes dans DSPACE

Avant d'implémenter un modèle temps réel sur la carte dSPACE, une étape essentielle de configuration des paramètres est nécessaire. Les étapes de configuration sont les suivantes :

3.1 Choix de type de carte de commande :

La sélection de la carte de commande appropriée est la première étape du développement d'un système de commande utilisant l'environnement Matlab/Simulink avec la plate-forme DS1104 (figure 5.6).
Lorsque Matlab et l'interface RTI sont lancés, une fenêtre de sélection apparaît automatiquement, permettant à l'utilisateur de choisir parmi les cartes disponibles.

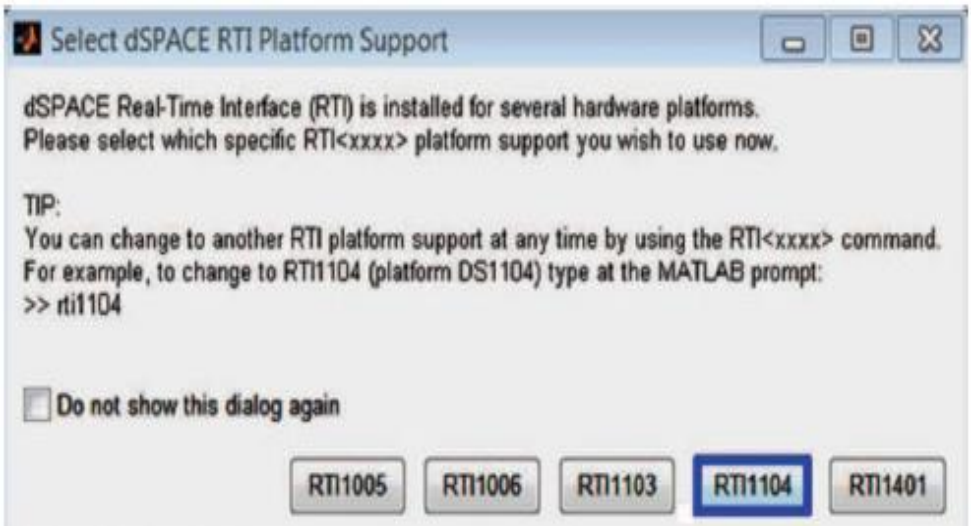


Figure 5.6 - Assistance à la sélection de la plate-forme dSPACE RTI

Une fois la carte sélectionnée et activée, le message suivant (figure 5.7) apparaît :

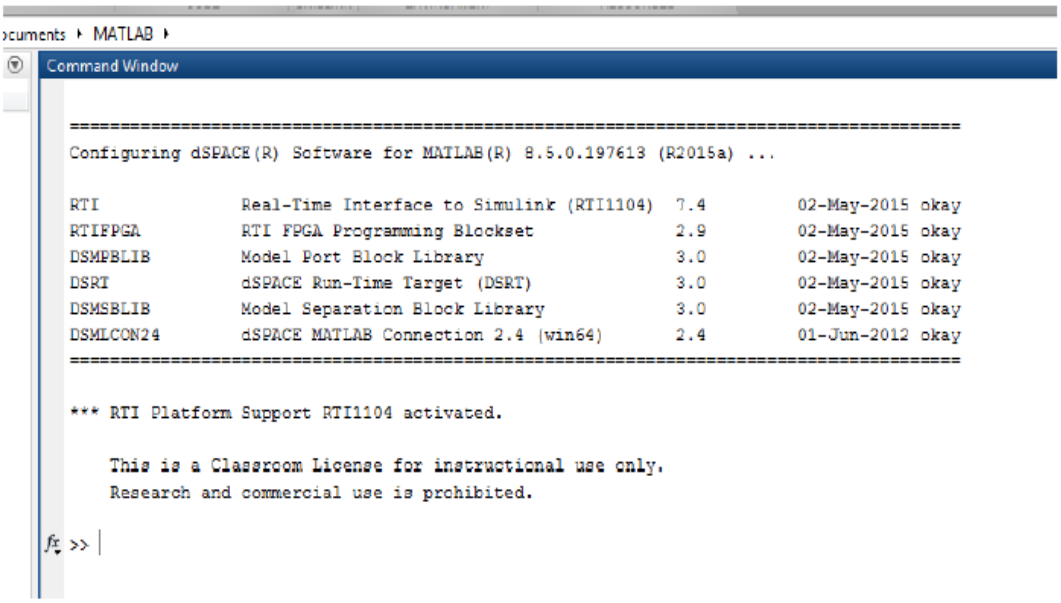


Figure 5.7 - Message de confirmation de la sélection de la carte

Ensuite, le programme Simulink est exécuté dans Matlab. Pour ajouter des blocs provenant de la bibliothèque RTI1104 (figure 5.8), il suffit d'ouvrir la bibliothèque en utilisant la commande RTI1104 ou en passant par le navigateur de bibliothèque Simulink.

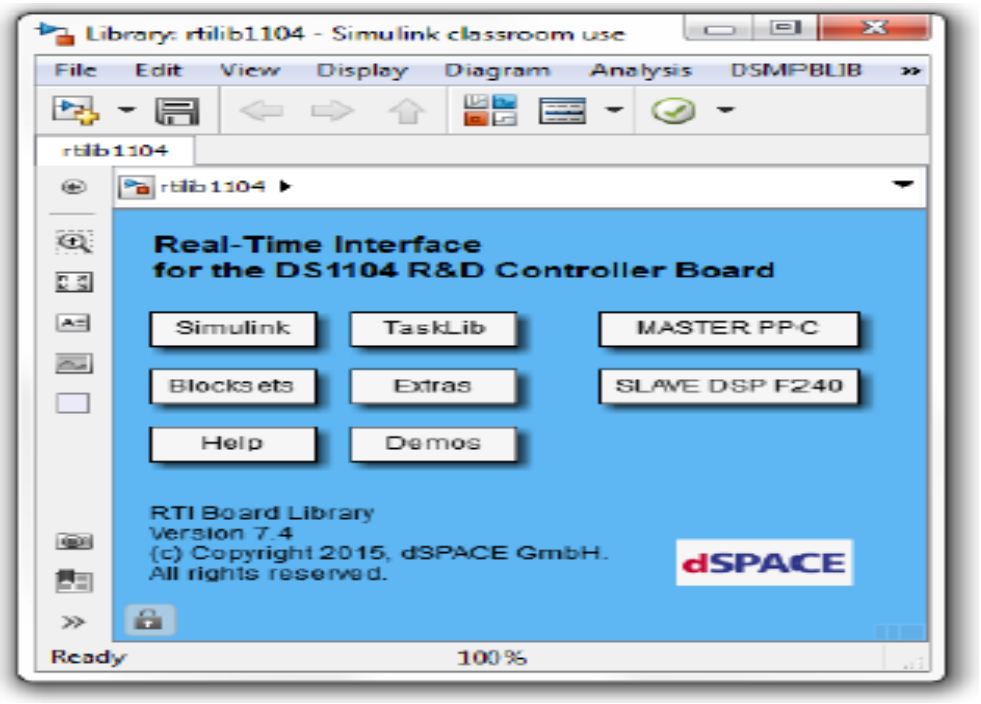


Figure 5.8 - Bibliothèque rtilib1104

En cliquant sur MASTER PPC, la fenêtre suivante (figure 5.9) s'ouvre.

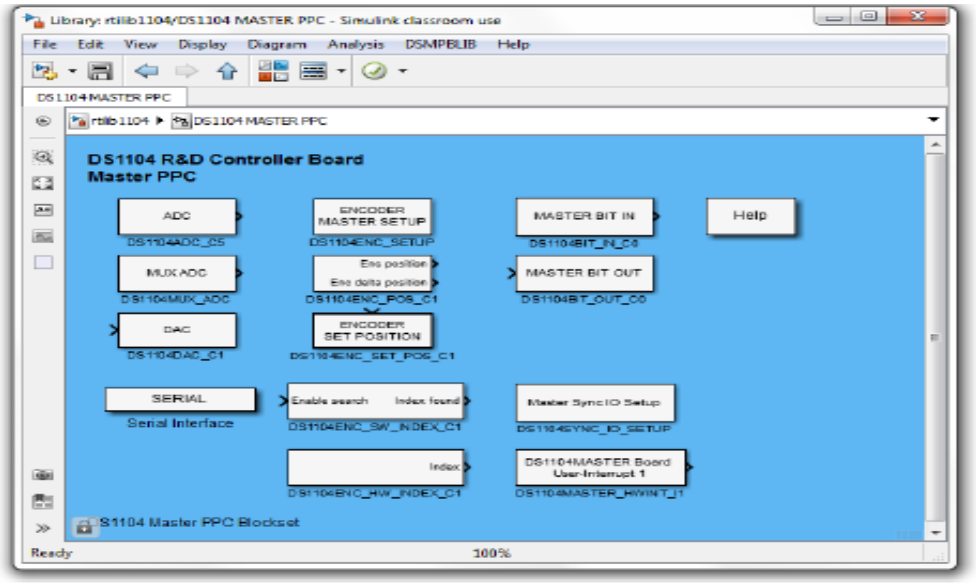


Figure 5.9 - Bibliothèque rtilib1104/DS1104

Choisissez l'option "New file" (figure 5.10) :

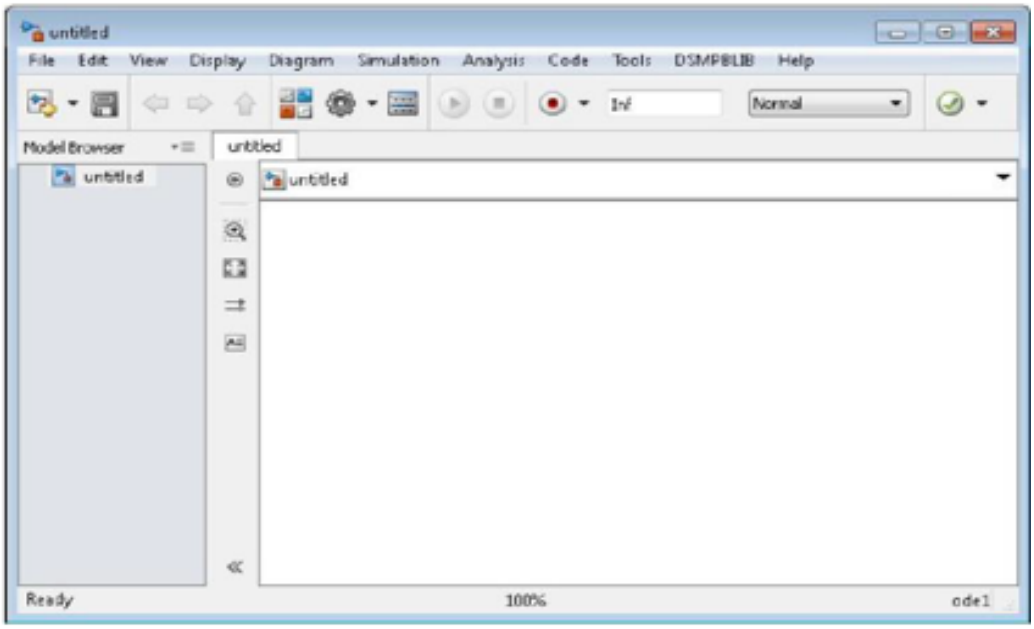


Figure 5.10 - Sélection de l'option 'New file

Les blocs Simulink, ainsi que les blocs ADC et DAC, ont été ajoutés. Le fichier a été enregistré et les paramètres de simulation ont été réglés.

3.2 Paramètres à configurer sur le slover

Avant de charger le fichier exécutable sur la carte dSPACE DS1104, une configuration précise des paramètres du solveur est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement du système. Tout d'abord, il est essentiel de saisir la valeur (inf) dans le champ "Stop time" pour permettre au système de fonctionner de manière continue. Ensuite, pour le solveur du "Slave", il faut sélectionner l'option "onde4" (runge-kutta), qui est adaptée pour des calculs précis et efficaces. Le "Start time" doit être

fixé à (0.0) pour démarrer la simulation dès l'activation du système. Pour Fixed step size", doit être réglée sur (10^{-4}) pour garantir une résolution temporelle adéquate. Enfin, choisir "fixed step" pour le "Type" du solveur afin d'assurer une simulation à pas de temps constant (figure 5.11).

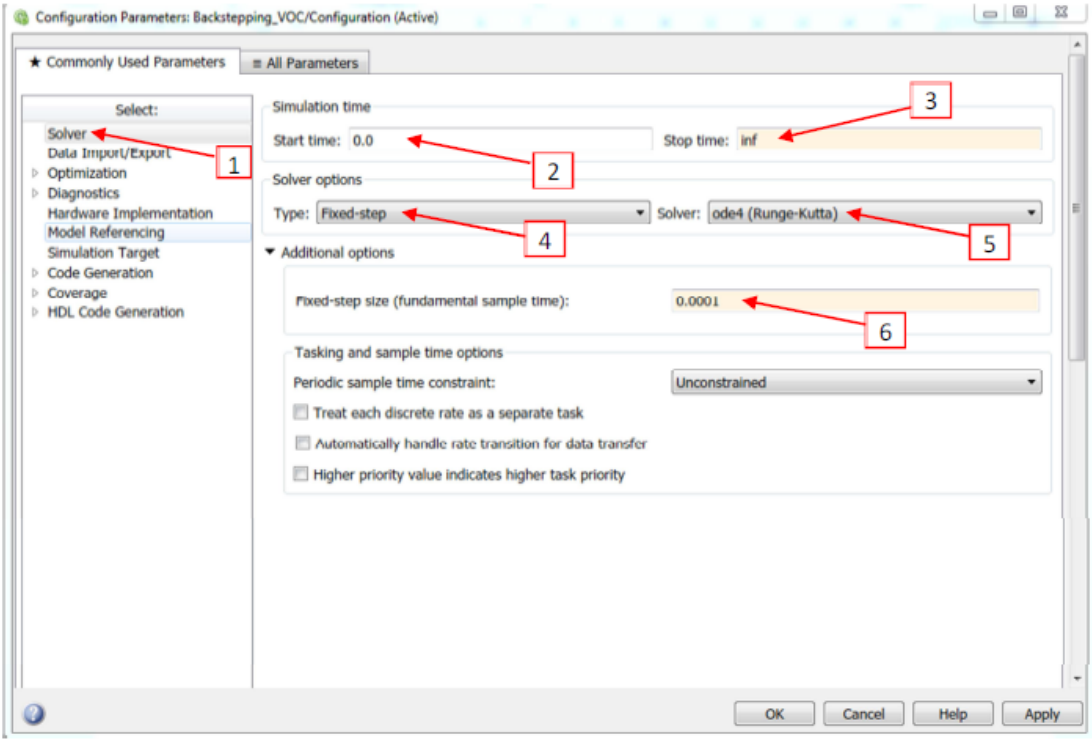


Figure 5.11 - Paramétrage du Solver

3.3 Paramètres à configurer sur le RTW

Ce processus débute par la conversion du modèle Simulink en code C grâce à cet outil. Ensuite, le code C est compilé pour produire un fichier exécutable adapté au processeur de la carte dSPACE DS1104. Ce fichier exécutable est par la suite téléchargé sur la carte. Cette procédure connecte le modèle Simulink au système dSPACE via le bloc de données RTI, qui est intégré dans le modèle Simulink. Cependant, il est essentiel de configurer le Real-Time Workshop avant de commencer ces étapes (figure 5.12).

- Dans la section (code generation), cliquez sur le bouton (Browse).
- Sélectionnez l'option (rti 1104.tlc) dans (System target file).
- Choisir dans (Language) l'option (C).

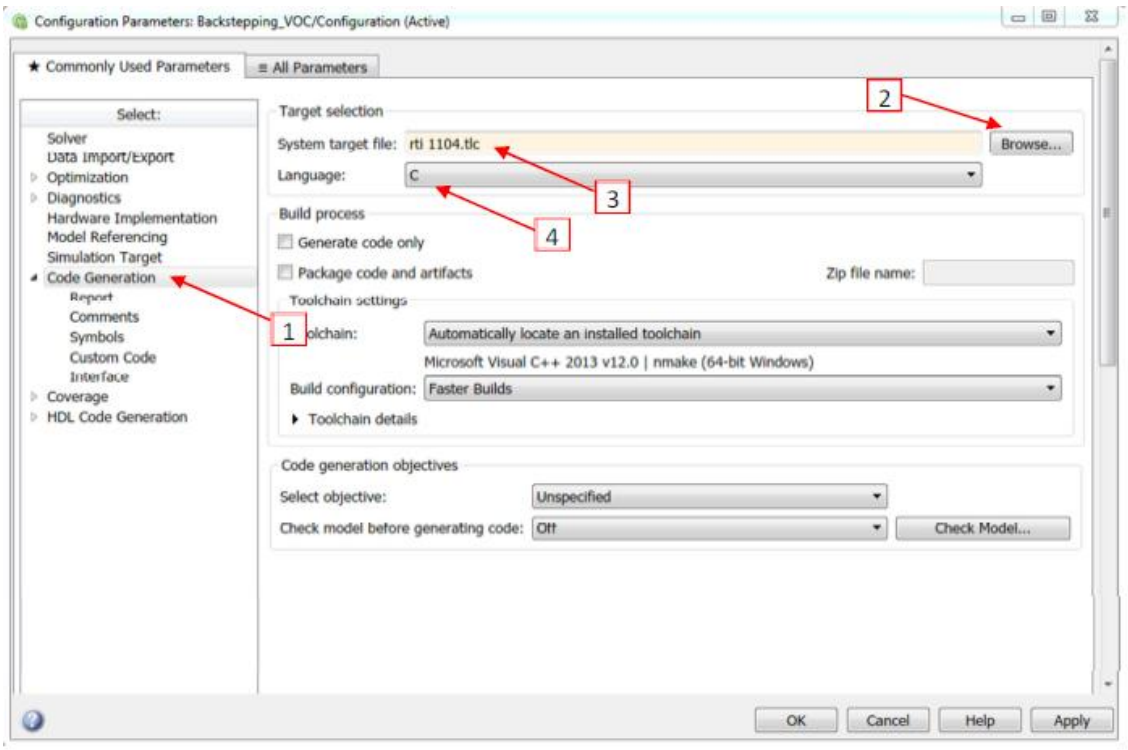
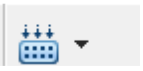


Figure 5.12 - Paramétrage de la RTW

Vous pouvez ensuite exécuter le programme et générer le code C en cliquant sur control+B (pour build) ou en cliquant sur le bouton de la souris (figure 5.13). 

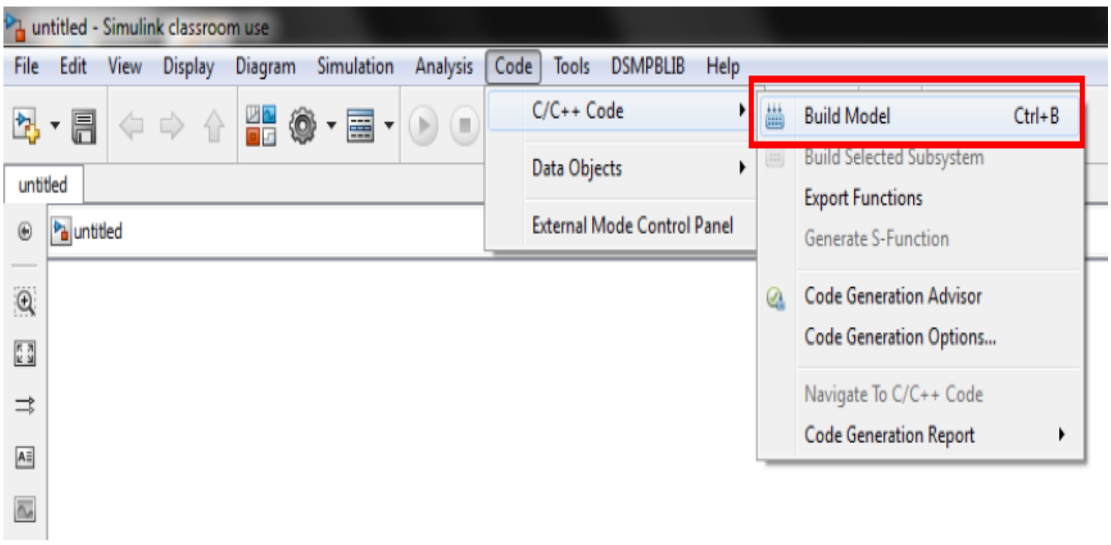
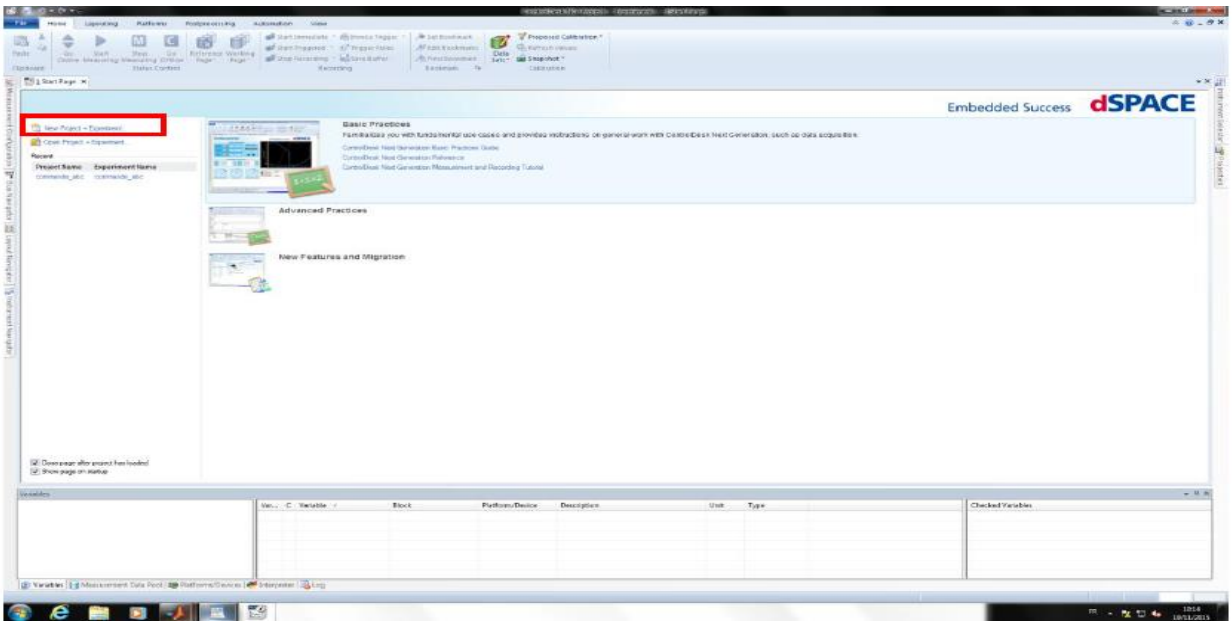


Figure 5.13- Exécution du programme

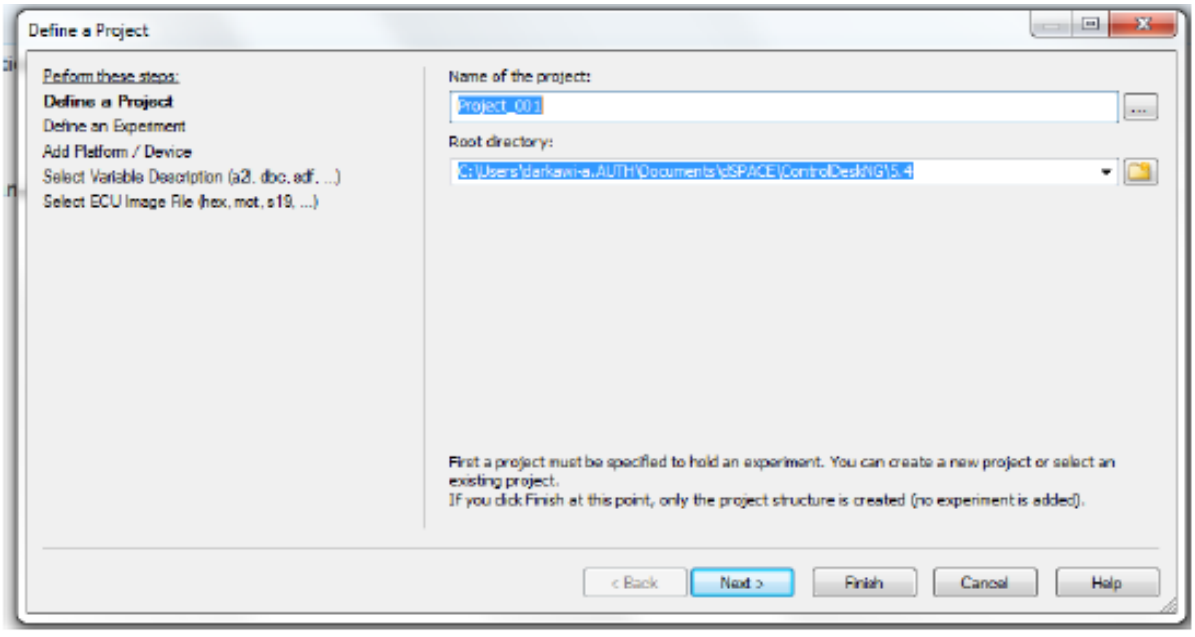
Le code C sera créé, compilé et envoyé à la carte DSPACE. Un fichier *.sdf sera ensuite généré dans le répertoire de travail. Ce fichier contient toutes les variables utilisées dans votre programme Simulink.

3.4 Création d'un fichier sur le contrôle Desk

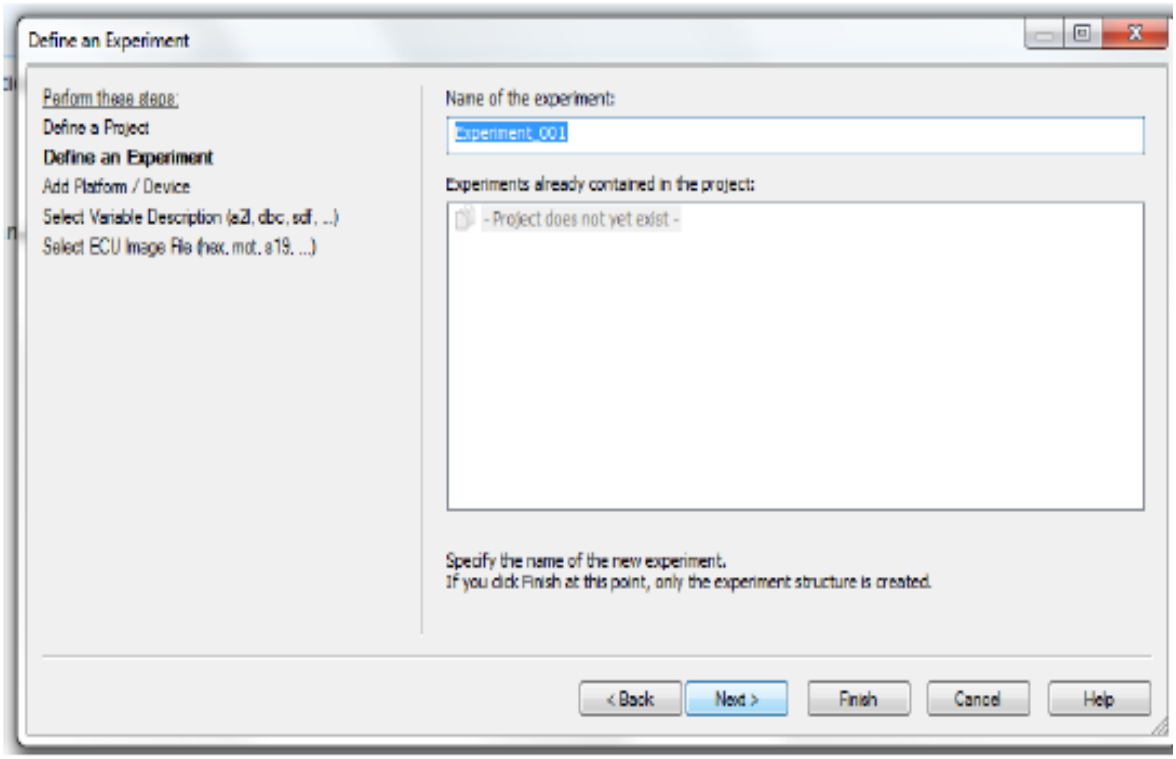
Le Contrôle Desk offre la possibilité de créer une interface graphique simplifiant la visualisation des différentes grandeurs en temps réel. Pour créer un projet dans Contrôle Desk, commencez par cliquer sur "New Project + Experiment" et saisissez un nom pour le projet en choisissant le répertoire d'enregistrement. Cliquez ensuite sur "Suivant" (Next) après avoir entré le nom du projet. Sélectionnez la plateforme (DS1104) et cliquez sur "Next" de nouveau. Choisissez le fichier .sdf correspondant et cliquez sur "Finish" (figure 5.14). Une fois le projet créé, il est nécessaire de concevoir un Layout associé à ce projet.



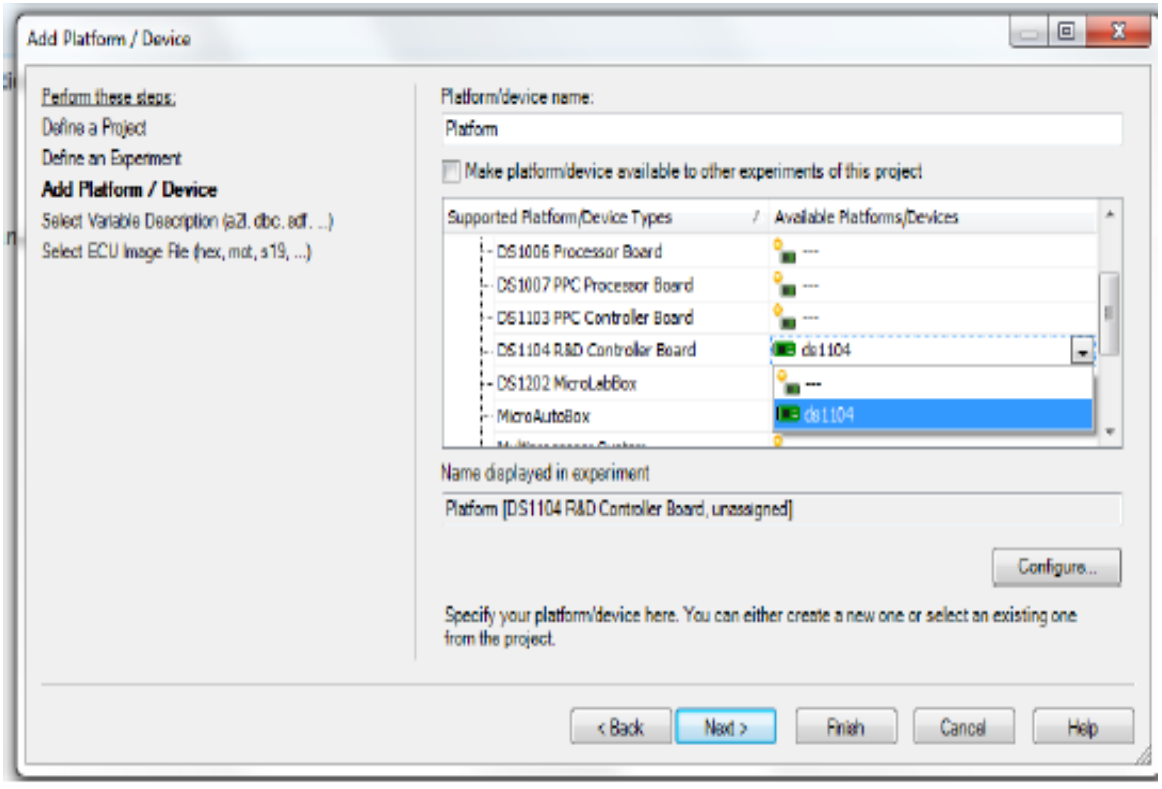
(a)



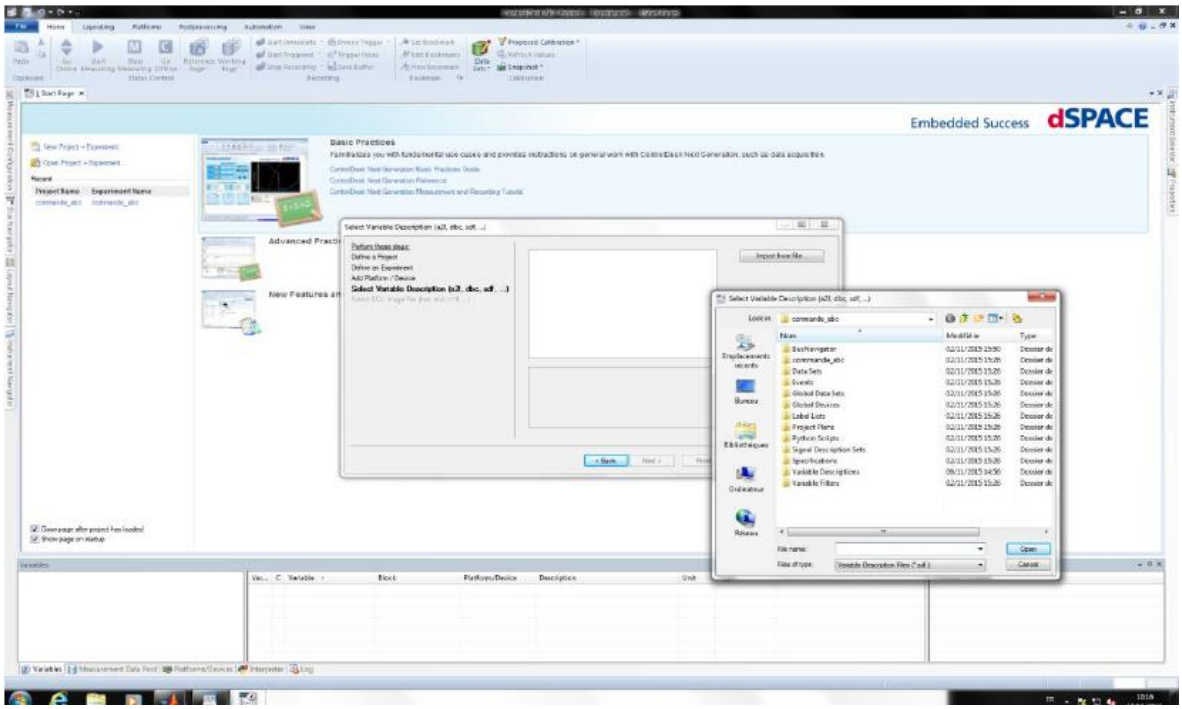
(b)


Define an Experiment
Perform these steps:
Define a Project
Define an Experiment
Add Platform / Device
Select Variable Description (a2l, dbc, sdf, ...)
Select ECU Image File (hex, mot, s19, ...)
Name of the experiment:
Experiment 001
Experiments already contained in the project:
- Project does not yet exist -
Specify the name of the new experiment.
If you click Finish at this point, only the experiment structure is created.
< Back
Next >
Finish
Cancel
Help

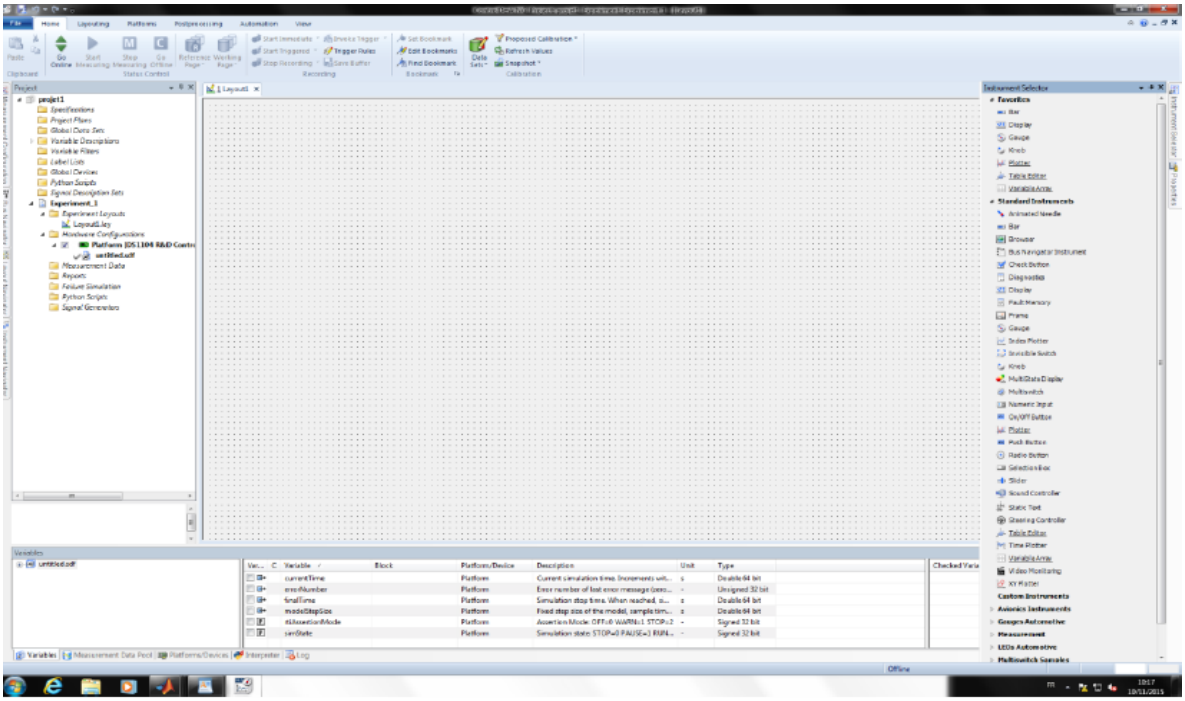
(c)


Add Platform / Device
Perform these steps:
Define a Project
Define an Experiment
Add Platform / Device
Select Variable Description (a2l, dbc, sdf, ...)
Select ECU Image File (hex, mot, s19, ...)
Platform/device name:
Platform
Make platform/device available to other experiments of this project
Supported Platform/Device Types
Available Platforms/Devices
DS1006 Processor Board
DS1007 PPC Processor Board
DS1103 PPC Controller Board
DS1104 R&D Controller Board
ds1104
DS1202 MicroLabBox
MicroAutoBox
ds1104
Name displayed in experiment
Platform [DS1104 R&D Controller Board, unassigned]
Configure...
Specify your platform/device here. You can either create a new one or select an existing one from the project.
< Back
Next >
Finish
Cancel
Help

(d)



(e)



(f)

Figure 5.14 - Paramétrage de Contrôle Desk

Le Layout, créé dans l'espace de travail de Contrôle Desk, nécessite l'ajout d'instruments pour fonctionner pleinement. Il existe deux catégories principales d'instruments : les virtuels instruments, utilisés pour visualiser et/ou modifier des variables, et les data instruments, utilisés pour acquérir des variables, soit pour les afficher à l'écran, soit pour les enregistrer dans un fichier.

4. Résultats de l'implémentation de la commande robuste FCS-MPC avec l'onduleur 3 niveaux

Dans cette section, nous allons démontrer l'utilisation de la carte dSPACE DS1104 pour valider la méthode de contrôle proposée. Cette approche consiste à exécuter l'algorithme de commande sur le processeur de la carte, L'ordinateur sert à transmettre les consignes de référence à la carte DS1104 et à traiter les variables de l'algorithme de commande. En retour, la carte reçoit les signaux d'entrée (issus principalement des capteurs) et envoie les commandes nécessaires aux commutateurs de l'onduleur (figure 5.15).

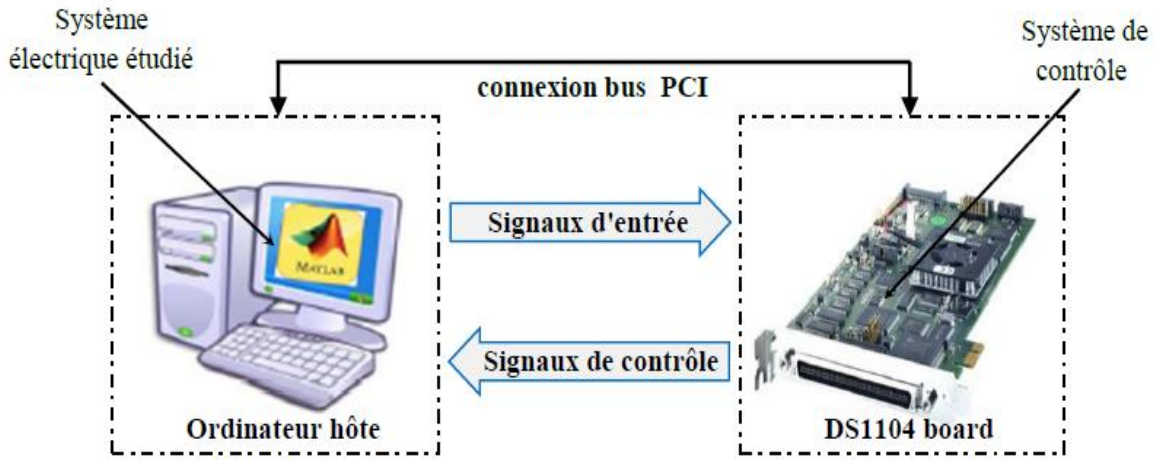


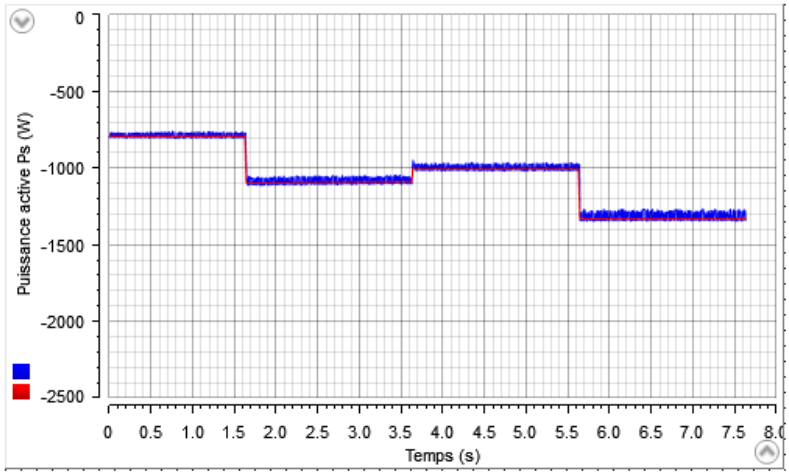
Figure 5.15 - Configuration du test de l'implémentation

L'interface RTI (Real Time Interface) permet une communication entre le modèle Simulink et la carte DS1104. Le modèle de commande est automatiquement converti en code C via l'outil RTW (Real-Time Workshop), puis transféré à la carte via le logiciel "ControlDesk". Ce dernier permet également de créer des interfaces graphiques pour le contrôle en temps réel et de sauvegarder les programmes dans des fichiers compatibles avec Matlab/Simulink. Pour la carte DS1104, un temps d'échantillonnage recommandé est de Ts = 100 µs.

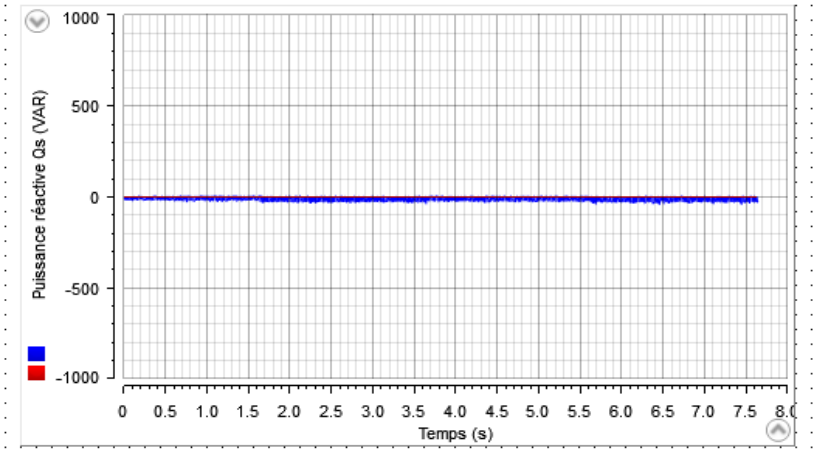
Les résultats de la mise en œuvre de la méthode de contrôle FCS avec un onduleur de 3 niveaux sur la plate-forme dSPACE DS1104 sont présentés dans la figure 5.16. Les résultats présentés ont été obtenus à partir du logiciel Contrôle Desk. D'après les résultats obtenus pour cet essai en présence d'un vent sous forme d'échelons, nous constatons que la puissance active injectée au réseau est bien conforme, comme le montre la figure 5.16 (a). De même pour la réponse de puissance réactive illustrée dans la figure 5.16 (b) qui présente une dynamique très rapide, il est similaire à celui trouvé par la simulation.

La commande prédictive avec un onduleur trois niveaux offre de meilleurs résultats tant pour la poursuite de la vitesse angulaire que pour les courants statoriques et rotoriques générés, cela se voit clairement dans les graphiques des courants rotoriques des axes direct et quadratique. Le courant direct i_{rd} suit sa référence constante de manière très satisfaisante, tout comme le courant i_{rq} qui évolue en fonction de la puissance active en valeur absolue.

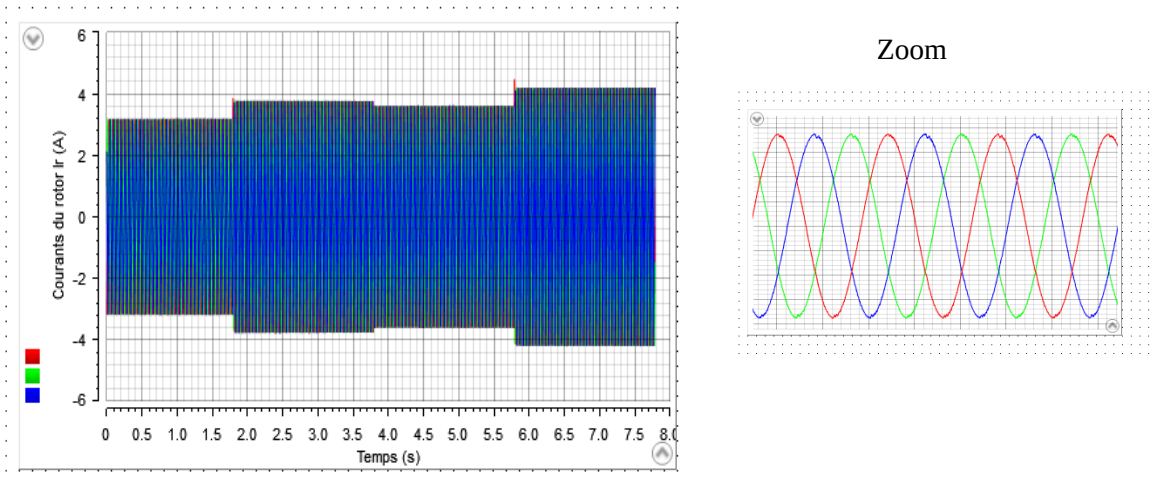
Le contrôle prédictif appliqué au convertisseur côté réseau montre également de meilleures performances. Cela est évident dans la régulation de la tension du bus continu. La qualité des courants triphasés injectés au réseau, illustrée à la figure 5.16 (i) témoigne aussi des hautes performances du contrôle prédictif. De plus, les exigences du réseau en termes de période/fréquence sont parfaitement respectées.



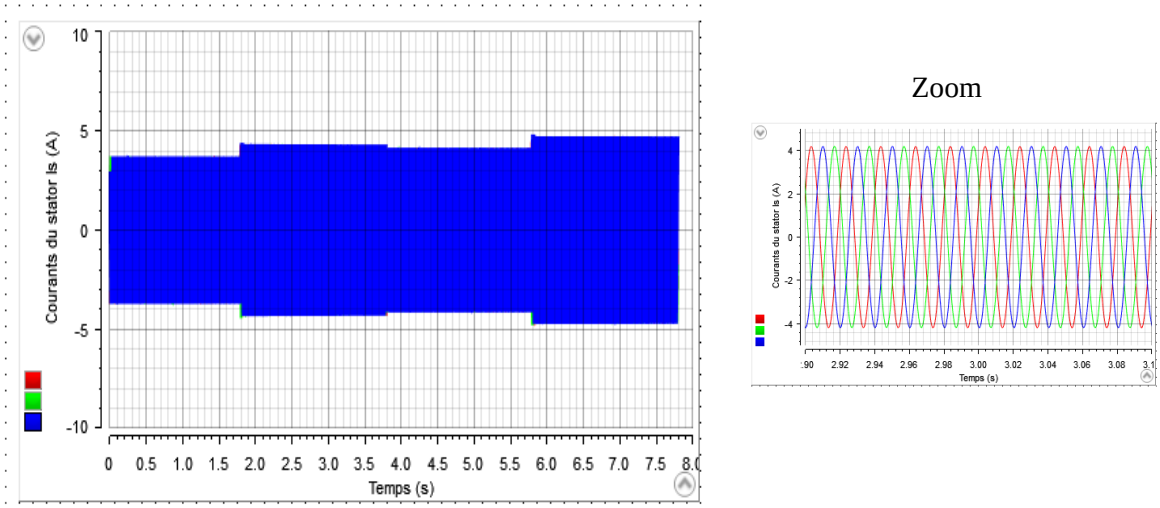
(a) Puissance active



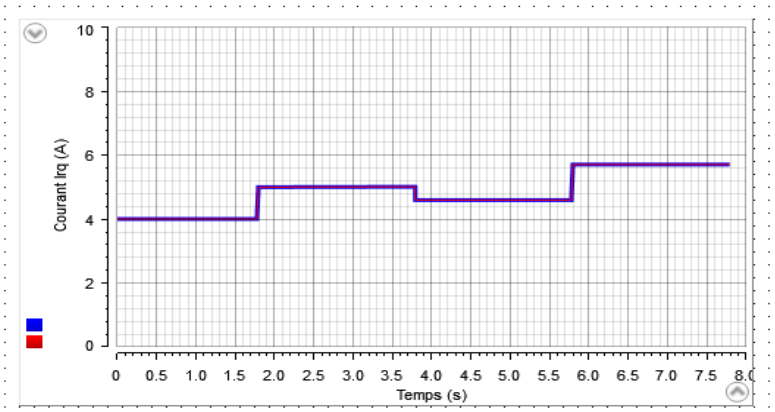
(b) Puissance réactive



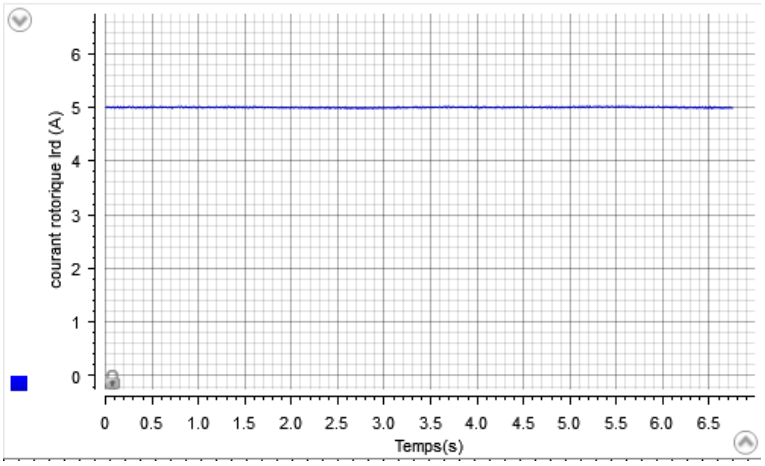
(c) Courants rotoriques



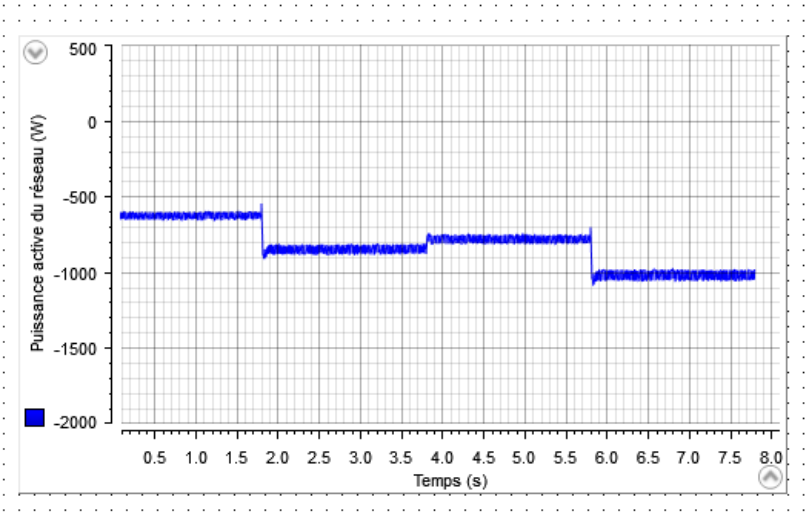
(d) Courants statoriques



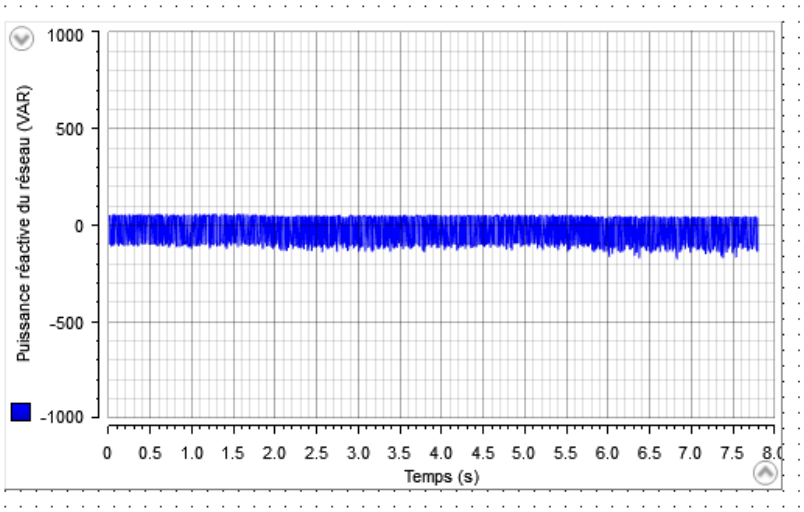
(e) Courant rotorique i_{rq}



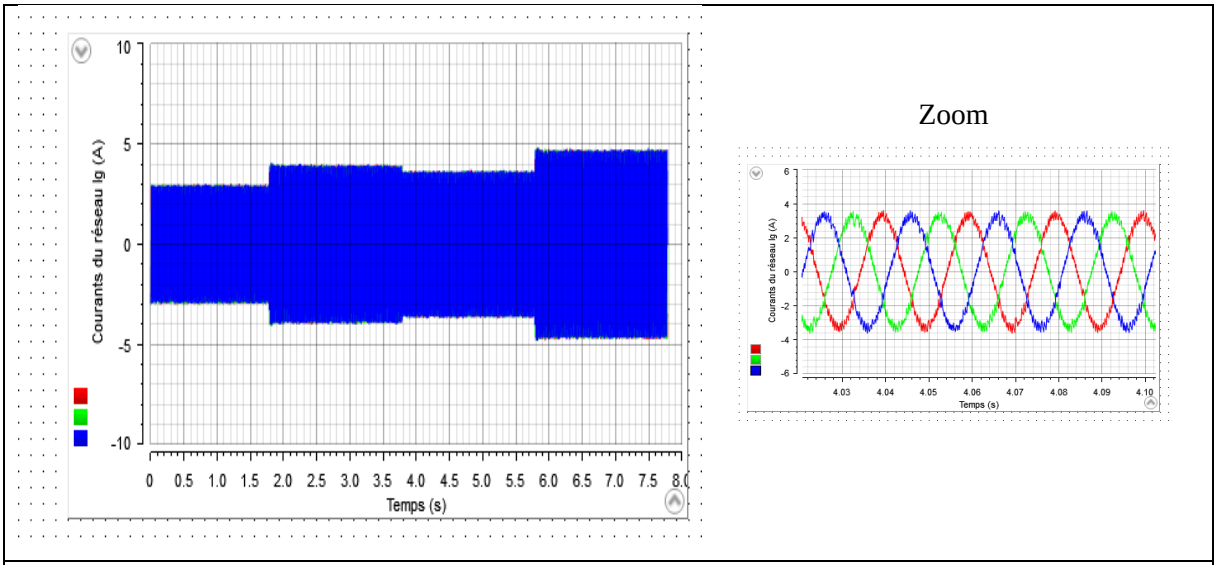
(f) Courant rotorique i_{rd}



(g) Puissance active du réseau



(h) Puissance réactive du réseau



(i) Courants du réseau

Figure 5.16 - Résultats de l'implémentation

Les résultats issus de la mise en œuvre du modèle de contrôle proposé sont conformes à ceux de la simulation, confirmant ainsi la validation réussie du modèle de contrôle.

5. Conclusion

Ce chapitre est consacré essentiellement à la validation d'une stratégie de commande de la génératrice asynchrone à double alimentation développée dans cette thèse. Après avoir détaillé le système de traitement numérique dSPACE, la commande robuste prédictive est validée par des tests d'implémentation.

Les résultats de la phase de validation expérimentale correspondent à ceux obtenus par la simulation, ce qui renforce la validité des conclusions de notre recherche. Toutefois, l'implémentation complète de la commande prédictive n'est pas encore finalisée. Cette tâche constitue une direction future essentielle pour nos travaux de recherche.

Conclusion générale et Perspectives

L'objectif principal de cette thèse est d'étudier, développer et de mettre en œuvre des stratégies de contrôle pour un système éolien à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation, tout en évaluant sa contribution potentielle à l'architecture globale des éoliennes.

Cette thèse se focalise sur l'analyse de deux dimensions clés du contrôle. La première concerne l'étude des stratégies de contrôle mises en œuvre pour gérer le convertisseur statique du côté de la génératrice. La deuxième dimension explore les stratégies de contrôle pour le convertisseur statique du côté réseau. En outre, la méthode de maximisation de la puissance MPPT, incluant la régulation de la vitesse de rotation mécanique, a également été étudiée.

Les résultats de notre recherche sur les stratégies de commande appliquées aux convertisseurs statiques, tant du côté générateur que du côté réseau, ont révélé que la structure de contrôle prédictive à trois niveaux offre les meilleures performances en termes de faible dépendance aux paramètres internes de la machine. Cette approche assure également une robustesse satisfaisante face aux variations paramétriques de la génératrice. Mais son développement est complexe et son implémentation nécessite un calculateur à haute fréquence d'échantillonnage.

Concernant le contrôle vectoriel FOC, nous avons observé que les performances statiques et dynamiques de notre système sont généralement satisfaisantes. Toutefois, la dépendance de l'algorithme de contrôle aux paramètres de la machine pourrait compromettre ces performances et diminuer l'efficacité du contrôle en cas de modifications des paramètres internes de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).

La deuxième stratégie de commande examinée dans cette thèse est la commande mode glissant. Cet algorithme de contrôle a démontré des performances statiques et dynamiques supérieures à celles obtenues avec le contrôle FOC. L'amélioration de la rapidité, de la stabilité et de la robustesse de notre système éolien face aux variations paramétriques internes de la GADA représente les principaux avantages de ce contrôle adaptatif. Toutefois, le principal inconvénient de cette méthode est la présence d'une loi de contrôle discontinue qui génère du chattering, un phénomène pouvant compromettre l'intégrité du système.

Afin de maintenir la robustesse de la commande par mode glissant tout en éliminant le phénomène de chattering sans compromettre les performances du système, le contrôle FCS avec un onduleur à deux et trois niveaux ont été développées. Plusieurs simulations et résultats comparatifs ont été présentés à la fin du chapitre pour valider l'approche proposé.

Le contrôle prédictif appliqué à un onduleur à trois niveaux est validé expérimentalement sur la carte dSPACE DS1104, les résultats de l'implémentation obtenus ont confirmé nos résultats de simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink.

Dans le but de poursuivre nos travaux de recherche au sein de notre équipe du laboratoire « LIMAS » de la faculté des sciences de Fès, nous prévoyons les perspectives suivantes :

- L'utilisation de techniques d'estimation de vitesse, telles que MRAS et le filtre de Kalman, permet d'éliminer le besoin d'un capteur mécanique, lequel est source de nombreux problèmes.
- L'implantation expérimentale de la commande prédictive en utilisant la carte FPGA.
- Utilisation de l'intelligence artificielle, notamment les réseaux de neurones.
- Association des techniques de l'intelligence artificielle (IA) et la commande prédictive pour l'amélioration des performances de la stratégie de contrôle.

Références

[1] Msigwa, G., Ighalo, J. O., & Yap, P. S. (2022). Considerations on environmental, economic, and energy impacts of wind energy generation: Projections towards sustainability initiatives. *Science of The Total Environment*, *849*, 157755.

[2] Shi, B., Wang, Q., Su, H., Li, J., Xie, B., Wang, P., ... & Kim, T. W. (2023). Progress in recent research on the design and use of triboelectric nanogenerators for harvesting wind energy. *Nano Energy*, 108789.

[3] Nassar, Y. F., El-Khozondar, H. J., El-Osta, W., Mohammed, S., Elnaggar, M., Khaleel, M., ... & Alsharif, A. (2024). Carbon footprint and energy life cycle assessment of wind energy industry in Libya. *Energy conversion and management*, *300*, 117846.

[4] Shi, H., Dong, Z., Xiao, N., & Huang, Q. (2021). Wind speed distributions used in wind energy assessment: a review. *Frontiers in Energy Research*, *9*, 769920..

[5] Hannan, M. A., Al-Shetwi, A. Q., Mollik, M. S., Ker, P. J., Mannan, M., Mansor, M., ... & Mahlia, T. I. (2023). Wind energy conversions, controls, and applications: a review for sustainable technologies and directions. *Sustainability*, *15*(5), 3986.

[6] Blouh, F. E., Boujoudi, B., & Bezza, M. (2023). Wind energy conversion system based on DFIG using three-phase AC-AC matrix converter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, *14*(3), 1865-1875.

[7] Alwash, S. M., Al-Thahab, O. Q. J., & Alwash, S. (2023). A Review of Control Techniques Future Trends in Wind Energy Turbine Systems with Doubly Fed Induction Generators (DFIG). *Journal of University of Babylon for Engineering Sciences*, *31*(7), 32-50.

[8] Akanto, J. M., Hazari, M. R., & Mannan, M. A. (2021). LVRT and stability enhancement of grid-tied wind farm using DFIG-based wind turbine. *Applied System Innovation*, *4*(2), 33.

[9] Alami, H. E., Bossoufi, B., Mahfoud, M. E., Bouderbala, M., Majout, B., Skruch, P., & Mobayen, S. (2023). Robust finite control-set model predictive control for power quality enhancement of a wind system based on the DFIG generator. Energies, 16(3), 1422.

[9] Ouari, K., Belkhier, Y., Djouadi, H., Kasri, A., Bajaj, M., Alsharef, M., ... & Kamel, S. (2022). Improved nonlinear generalized model predictive control for robustness and power enhancement of a DFIG-based wind energy converter. *Frontiers in Energy Research*, *10*, 996206.

[10] Hu, Y., Chau, T. K., Zhang, X., Iu, H. H. C., Fernando, T., & Fan, D. (2022). A novel adaptive model predictive control strategy for DFIG wind turbine with parameter variations in complex power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, *38*(5), 4582-4592.

[11] Benzouaoui, A., Khouidmi, H., & Bessedik, B. (2021). Parallel model predictive direct power control of DFIG for wind energy conversion. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, *125*, 106453.

[12] Sayigh, A. (2024, August). Solar and wind energy will supply more than 50% of world electricity by 2030. In *Transition Towards a Carbon Free Future: Selected Papers from the World Renewable Energy Congress (WREC) 2023* (pp. 349-364). Cham: Springer Nature Switzerland.

[13] Martinez, A., & Iglesias, G. (2024). Global wind energy resources decline under climate change. *Energy*, *288*, 129765.

[14] Shen, C., Li, Z. B., Yuan, H. S., Yu, Y., Lei, Y., & Chen, D. (2024). Increases of offshore wind potential in a warming world. *Geophysical Research Letters*, *51*(14), e2024GL109494.

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

[16] (REN21), "Renewables 2023: Global status report," 2023,availab

[17] Wind power capacity worldwide, https://library.wwindea.org/2023/global-statistics-2023-preliminary.

[18] Bakkari, M., Bossoufi, B., El Kafazi, I., Bouderbala, M., & Karim, M. (2024). A review of wind energy potential in Morocco: New challenges and perspectives. *Wind Engineering*, *48*(1), 101-120.

[19] Leonard, A., Ahsan, A., Charbonnier, F., & Hirmer, S. (2024). Renewable energy in Morocco: Assessing resource curse risks. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, *192*, 114210.

[20] Charouif, Y., & Lehnert, M. R. (2024). The offshore wind energy potential of Morocco: Optimal locations, cost analysis, and socioenvironmental examination. *Integrated Environmental Assessment and Management*, *20*(1), 201-210.

[21] Hajou, A., El Mghouchi, Y., & Chaoui, M. (2024). A new solar-wind complementarity index: An application to the climate of Morocco. *Renewable Energy*, *227*, 120490.

[22] Energy Policies beyond IEA Countries: Morocco 2023, AIE, mai 2023.

[23] Moroccan Investment Development Agency.

[24] Boadu, S., & Otoo, E. (2024). A comprehensive review on wind energy in Africa: Challenges, benefits and recommendations. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, *191*, 114035.

[25] Bouraima, M. B., Ayyildiz, E., Badi, I., Murat, M., Es, H. A., & Pamucar, D. (2024). A decision support system for assessing the barriers and policies for wind energy deployment. *Renewable and sustainable energy reviews*, *200*, 114571.

[26] Bimenyimana, S., Wang, C., Asemota, G. N. O., Ihirwe, J. P., Tuyizere, M. N., Mwizerwa, F., ... & Abiyese, M. (2024). Geospatial Analysis of Wind Energy Siting Suitability in the East African Community. *Sustainability*, *16*(4), 1514.

[27] Larsen, M. A. D., Bournhonesque, J., Thiery, W., Halsnæs, K., Hattermann, F. F., Hoff, H., ... & Liersch, S. (2024). Renewable energy planning in Africa: Robustness of mean and extreme multi-model climate change patterns in solar PV and wind energy potentials. *Environmental Research Communications*, *6*(1), 015001.

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

[29] Rosato, A., Perrotta, A., & Maffei, L. (2024). Commercial Small-Scale Horizontal and Vertical Wind Turbines: A Comprehensive Review of Geometry, Materials, Costs and Performance. *Energies*, *17*(13), 3125.

[30] Yang, H., Zheng, X., Chen, Y., Yan, H., Chen, S., & Lai, W. (2024). Coupled dynamic response and energy conversion characteristics of 10 MW floating vertical axis wind turbine with different configurations. *Ocean Engineering*, *309*, 118610.

[31] Irshad, A. S., Kargar, N., Elkholy, M. H., Ludin, G. A., Elias, S., Hilali, A., ... & Pinter, G. (2024). Techno-economic evaluation and comparison of the optimal PV/Wind and grid hybrid system with horizontal and vertical axis wind turbines. *Energy Conversion and Management: X*, 100638.

[32] Umerenkova, K., Kondratenko, O., Koloskova, H., Lytvynenko, O., & Borysenko, V. (2024). Using of Hydrogen Sorbtion Storing Technology Based on Metal Hydrides for Cooling of High-Power Electric Generators with Steam Turbines. *Advances in Science and Technology*, *156*, 103-115.

[33] D.EL Mourabit "Etude et implémentation des stratégies de commande d'un système éolien à vitesse variable à base d'une GSAP".Ecole Supérieure de Technologie de Fès.

[34] Le Fouest, S., & Mulleners, K. (2024). Optimal blade pitch control for enhanced vertical-axis wind turbine performance. *Nature Communications*, *15*(1), 2770.

[35] Nabeel, A., Lasheen, A., Elshafei, A. L., & Zahab, E. A. (2024). Fuzzy-based collective pitch control for wind turbine via deep reinforcement learning. *ISA transactions*, *148*, 307-325.

[36] Liu, Y. C., Basbas, H., & Laghrouche, S. (2024). Robust blade pitch control of semi-submersible floating offshore wind turbines based on the modified super-twisting sliding-mode algorithm. *Journal of the Franklin Institute*, 107279.

[37] DE, L. Production centralisée et décentralisé de l'énergie électrique.

[38] COACCRÉDITÉS, E., & PLUS, E. S. MASTER ENERGIE ELECTRIQUE-CONVERSION, MATERIAUX, DEVELOPPEMENT DURABLE.

[39] Mahmoud, H., Mohamed, M. A., Hassan, A. A., & Mossa, M. A. (2024). A Novel Predictive Voltage Control Technique for a Grid Connected Five Phase Permanent Magnet Synchronous Generator. *International Journal of Robotics and Control Systems*, *4*(3), 1158-1185.

[40] Karimi, M., Zekraoui, M., Khaouch, Z., & Touairi, S. (2024). Modeling and control of a novel mechatronic model of a 750 kW-FSWT with power-splitting transmission using RBF neural network: a bond graph approach. *SIMULATION*, 00375497241259509.

[41] Tumse, S., Bilgili, M., Yildirim, A., & Sahin, B. (2024). Comparative Analysis of Global Onshore and Offshore Wind Energy Characteristics and Potentials. *Sustainability*, *16*(15), 6614.

[42] Afridi, S. K., Koondhar, M. A., Jamali, M. I., Alaas, Z. M., Alsharif, M. H., Kim, M. K., ... & Ahmed, M. M. R. (2024). Winds of Progress: An In-depth Exploration of Offshore, Floating, and Onshore Wind Turbines as Cornerstones for Sustainable Energy Generation and Environmental Stewardship. *IEEE Access*.

[43] H. CHAIKHY, "CONTRIBUTION AU DEVELOPPEMENT ET A L'IMPLANTATION DES STRATEGIES DE COMMANDES EVOLUEES DES MACHINES ASYNCHRONES," Université Hassan II, 2013.

[44] D. LAKHDAR, "CONTRIBUTION A LA COMMANDE PREDICTIVE DIRECTE DU COUPLE DE LAMACHINE À INDUCTION," Université de Batna 2 Algérie, 2016.

[45] M. Elmahfoud, B. Bossoufi, M. Taoussi, N. El Ouanjli, and A. Derouich, "Comparative Study Between Backstepping Adaptive and Field Oriented Controls for Doubly Fed Induction Motor," European Journal of Electrical Engineering, vol. 22, no. 3, pp. 209- 221, 2020, doi: 10.18280/ejee.220302

[46] Y. IHEDRANE, "Contribution à la commande non linéaire des systèmes éoliens à base de la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation," Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, 2019.

[47] A. ZEMMIT, "Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes," Université Mohamed Boudiaf, 2017.

[48] T. AYOUB, "ANALYSE ET COMMANDE QUATRE QUADRANTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION," UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE, 2013

[49] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Co´rtes, U. Ammann, and S. Rees, "Predictive current control of a voltage source inverter," in IEEE Power Electronics Specalists Conference (PESC), Aachen, Germany, vol. 3, June 2004, pp. 2192–2196.

[50] J. Rodriguez, R. Kennel, J. Espinoza, M. Trincado, C. Silva, and C. Rojas, "High-performance control strategies fo electrical drives: An experimental assessment," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 812–820, February 2012.

[51] 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.

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

[53] D. Youcef, "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle," UNIVERSITE DJILLALI LIABES, 2015

[54] N. El Ouanjli, S. Motahhir, A. Derouich, A. El Ghzizal, A. Chebabhi, and M. Taoussi, "Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller," Energy Reports, vol. 5, pp. 271-279, 2019, doi: 10.1016/j.egyr.2019.02.001

[55] H. CHAIKHY, "CONTRIBUTION AU DEVELOPPEMENT ET A L'IMPLANTATION DES STRATEGIES DE COMMANDES EVOLUEES DES MACHINES ASYNCHRONES," Université Hassan II, 2013.

[56] 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.

[57] Singh, R. R., Baranidharan, M., Subramaniam, U., Bhaskar, M. S., Rangarajan, S. S., Abdelsalam, H. A., ... & Senjyu, T. (2022). An Energy-Efficient Start-Up Strategy for Large Variable Speed Hydro Pump Turbine Equipped with Doubly Fed Asynchronous Machine. *Energies*, *15*(9), 3138.

[58] Dadabaev, S. T., Islomovna, T. M., & Saidulloevna, M. D. (2020). Modeling of starting transition processes of asynchronous motors with reduced voltage of the supply network. *European Journal of Electrical Engineering*, *22*(1), 23-28.

[59] Sun, Y., Hu, J., & Li, C. (2020). Research on power generation control of asynchronous machine as main generator. *International journal of emerging electric power systems*, *21*(2), 20190059.

[60] Odoh, T. E., Sabo, A., & Wahab, N. I. A. (2022). Mitigation of Power System Oscillation in a DFIG-Wind Integrated Grid: A Review. *Applications of Modelling and Simulation*, *6*, 134-149.

[61] Benbouhenni, H., Bizon, N., Mosaad, M. I., Colak, I., Djilali, A. B., & Gasmi, H. (2024). Enhancement of the power quality of DFIG-based dual-rotor wind turbine systems using fractional order fuzzy controller. *Expert Systems with Applications*, *238*, 121695.

[62] Benbouhenni, H., Bizon, N., Mosaad, M. I., Colak, I., Djilali, A. B., & Gasmi, H. (2024). Enhancement of the power quality of DFIG-based dual-rotor wind turbine systems using fractional order fuzzy controller. *Expert Systems with Applications*, *238*, 121695.

[63] Xu, P., Chang, J. C., Zhou, X., Wang, W., Bamkole, M., Wong, E., ... & Greengard, P. (2021). GSAP regulates lipid homeostasis and mitochondrial function associated with Alzheimer's disease. *Journal of Experimental Medicine*, *218*(8), e20202446..

[64] Tang, X., Qin, L., Yang, Z., He, X., Min, H., Zhou, S., & Liu, K. (2023). Optimal Scheduling of AC–DC hybrid distribution network considering the control mode of a converter station. *Sustainability*, *15*(11), 8715.

[65] Laafou, A. J., Madi, A. A., Moumani, Y., & Addaim, A. (2022). Proposed robust ADRC control of a DFIG used in wind power production. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, *11*(3), 1210-1221.

[66] Nascimento, E. G. S., de Melo, T. A., & Moreira, D. M. (2023). A transformer-based deep neural network with wavelet transform for forecasting wind speed and wind energy. *Energy*, *278*, 127678.

[67] F. BONNET, "Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur," Université de Toulouse, 2008.

[68] J. Rodriguez, R. M. Kennel, J. R. Espinoza, M. Trincado, C. A. Silva, and C. A. Rojas, "High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 812-820, 2012, doi: 10.1109/tie.2011.2158778.

[69] Gabriel-Octavian CIMUCA « systèmes inertiel de stockage d'énergie associe a des générateurs éoliens »Thèse de doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2005

[70] J. Elizondo, A. Olloqui, M. Rivera, M. Macias, O. Probst, O.Micheloud, and J. Rodriguez, "Model-based predictive rotor current control for grid synchronization of a DFIG driven by an indirect matrix converter," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 2, no. 4, pp. 715–726, December 2014

[74] D. Mohammed ''Contribution à la Commande Prédictive d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation''USMBA,Fès.

[75] Y. IHEDRANE, "Contribution à la commande non linéaire des systèmes éoliens à base de la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation," Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, 2019.

[76] V. Yaramasu and B. Wu, *Model predictive control of wind energy conversion systems*. John Wiley & Sons, 2016

[77] B. Wu and M. Narimani, *High-power converters and AC drives*. John Wiley & Sons, 2017.

[78] C. Buccella, C. Cecati, and H. Latafat, "Digital control of power converters—A survey," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 437-447, 2012.

[79] T. Atalik *et al.*, "Multi-DSP and-FPGA-based fully digital control system for cascaded multilevel converters used in FACTS applications," *IEEE transactions on industrial informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 511-527, 2012

[80] D. Youcef, "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle," UNIVERSITE DJILLALI LIABES, 2015.

[81] Paramasivan, S. K. (2021). Deep learning based recurrent neural networks to enhance the performance of wind energy forecasting: A review. *Revue d'Intelligence Artificielle*, *35*(1).

[82] Sa'ad, A. (2023). *Developing integrated maintenance strategies for renewable energy sources based on analytical methods and artificial intelligence (AI): comparisons and case study* (Doctoral dissertation, Université de Lorraine).

[83] Khan, I. U., Khan, L., Khan, Q., Ullah, S., Khan, U., & Ahmad, S. (2021). Neuro-adaptive backstepping integral sliding mode control design for nonlinearwind energy conversion system. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, *29*(2), 531-547.

[84] Bouderbala, M., Bossoufi, B., Deblecker, O., Alami Aroussi, H., Taoussi, M., Lagrioui, A., ... & Alraddady, F. A. (2021). Experimental validation of predictive current control for DFIG: FPGA implementation. *Electronics*, *10*(21), 2670.

[85] Rodrigues, L. L., Vilcanqui, O. A., Guerero, J. M., & Sguarezi Filho, A. J. (2020). Generalized Predictive Control applied to the DFIG power control using state-space model and voltage constraints. *Electric Power Systems Research*, *182*, 106227.

[86] S. E. DAOUDI, "Commandes Robustes Non linéaires d'un Moteur Asynchrone à Cage alimenté via des Onduleurs Multiniveaux-Contributions à l'Observation de la Vitesse," UNIVERSITE SULTAN MOULAY SLIMANE, 2021.

[87] N. El Ouanjli *et al.*, "Direct torque control of doubly fed induction motor using three-level NPC inverter," *Protection and Control of Modern Power Systems*, vol. 4, no. 1, 2019, doi: 10.1186/s41601-019-0131-7.

[88] R. TOUFOUTI, "CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE," Mentouri Constantine, 2008.

[89] Sami, I., Ullah, S., Ali, Z., Ullah, N., & Ro, J. S. (2020). A super twisting fractional order terminal sliding mode control for DFIG-based wind energy conversion system. *Energies*, *13*(9), 2158.

[90] Chojaa, H., Derouich, A., Chehaidia, S. E., Zamzoum, O., Taoussi, M., & Elouatouat, H. (2021). Integral sliding mode control for DFIG based WECS with MPPT based on artificial neural network under a real wind profile. *Energy Reports*, *7*, 4809-4824.

[91] Soomro, M. A., Memon, Z. A., Kumar, M., & Baloch, M. H. (2021). Wind energy integration: Dynamic modeling and control of DFIG based on super twisting fractional order terminal sliding mode controller. *Energy Reports*, *7*, 6031-6043.

[92] Alami, H. E., Bossoufi, B., Mahfoud, M. E., Bouderbala, M., Majout, B., Skruch, P., & Mobayen, S. (2023). Robust finite control-set model predictive control for power quality enhancement of a wind system based on the DFIG generator. *Energies*, *16*(3), 1422.

[93] Alami, H. E., Bossoufi, B., Mohammed, E. M., Btissam, M., & Bouderbala, M. (2023, January). Deadbeat Predictive Control Strategy of a wind system based on the DFIG generator. In *International Conference on Digital Technologies and Applications* (pp. 736-747). Cham: Springer Nature Switzerland.

[94] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodriguez, and R. M. Kennel, "Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671-681, 2015, doi: 10.1109/tii.2015.2423154.

[95] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodriguez, and R. M. Kennel, "Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671-681, 2015, doi: 10.1109/tii.2015.2423154.

[96] Fang, J., Blaabjerg, F., Liu, S., & Goetz, S. M. (2021). A review of multilevel converters with parallel connectivity. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *36*(11), 12468-12489.

[97] Djafer, L., Taleb, R., & Mehedi, F. (2024). Dspace implementation of real-time selective harmonics elimination technique using modified carrier on three phase inverter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, (5), 28-33.

[98] M. Smith et al., "DSpace: An open source dynamic digital repository," 2003

[99] H. White, S. Carrier, A. Thompson, J. Greenberg, and R. Scherle, "The Dryad Data Repository: A Singapore Framework Metadata Architecture in a DSpace Environment," in Dublin core conference, 2008, pp. 157-162.

[100] A. Zaafouri, C. B. Regaya, H. B. Azza, and A. Chaari, "DSP-based adaptive backstepping using the tracking errors for high-performance sensorless speed control of induction motor drive," ISA Trans, vol. 60, pp. 333-347, Jan 2016, doi: 10.1016/j.isatra.2015.11.021

Annexes

Annexe A : Transformations matricielles

L'objectif des transformations matricielles, est de trouver un nouveau référentiel ou une nouvelle base pour les vecteurs et matrices. Cela permet aux nouvelles grandeurs, appelées composantes relatives, de correspondre à une phase sans dépendre des autres. Ainsi, les matrices qui relient ces nouvelles grandeurs deviennent diagonales.

- **Transformation de Clarke :**

La transformation permet de passer de trois grandeurs réelles (x_A, x_B, x_C) à deux grandeurs fictives (x_α, x_β) pour des grandeurs quelconques (Courants, Tensions, Puissances..), Elle se définit de la manière suivante :

Ta*ble A.1 – Transformation de Clarke*

Transformation de Clarke	Transformation de Clarke inverse
$\begin{bmatrix} \boldsymbol{x_\alpha} \\ \boldsymbol{x_\beta} \end{bmatrix} = \frac{\boldsymbol{2}}{\boldsymbol{3}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{1} & -\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{2}} & -\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{2}} \\ \boldsymbol{0} & \frac{\sqrt{\boldsymbol{3}}}{\boldsymbol{2}} & -\frac{\sqrt{\boldsymbol{3}}}{\boldsymbol{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{x_A} \\ \boldsymbol{x_B} \\ \boldsymbol{x_C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{x_\alpha} \\ \boldsymbol{x_\beta} \end{bmatrix}$
$\left[\boldsymbol{x_{\alpha,\beta}}\right] = [\boldsymbol{Cl}]\left[\boldsymbol{x_{A,B,C}}\right]$	$\left[\boldsymbol{x_{A,B,C}}\right] = [Cl]^{-1}\left[\boldsymbol{x_{\alpha,\beta}}\right]$

[Cl] et $[Cl]^{-1}$désignent respectivement la matrice de transformation de Clarke et sa matrice inverse.

- **Transformation de Concordia :**

Il s'agit d'une modification de la transformation de Clarke visant à rétablir l'invariance de la puissance instantanée, bien que l'amplitude des grandeurs ne soit plus conservée. De plus, cette transformation introduit une composante homopolaire afin de prendre en compte les régimes déséquilibrés ou dégradés de la machine, si nécessaire. Elle se définit de la manière suivante :

Table *A.2 – Transformation de Concordia*

Transformation de Concordia	Transformation de Concordia inverse
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix}$
$[x_{\alpha,\beta,o}] = [Co][x_{A,B,C}]$	$[x_{A,B,C}] = [Co]^{-1}[x_{\alpha,\beta,o}]$

[Co] et $[Co]^{-1}$désignent respectivement la matrice de transformation de Concordia et sa matrice inverse.

- **Transformation de Park :**

La transformation de Park, développée par Robert H. Park, consiste en une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels (A, B, C) vers (α, β, o), puis (d, q, O). Le référentiel (α, β, o) reste fixe par rapport à (A, B, C), tandis que le référentiel (d, q, O) est mobile. La figure (A.1) illustre le principe de la transformation de Park.

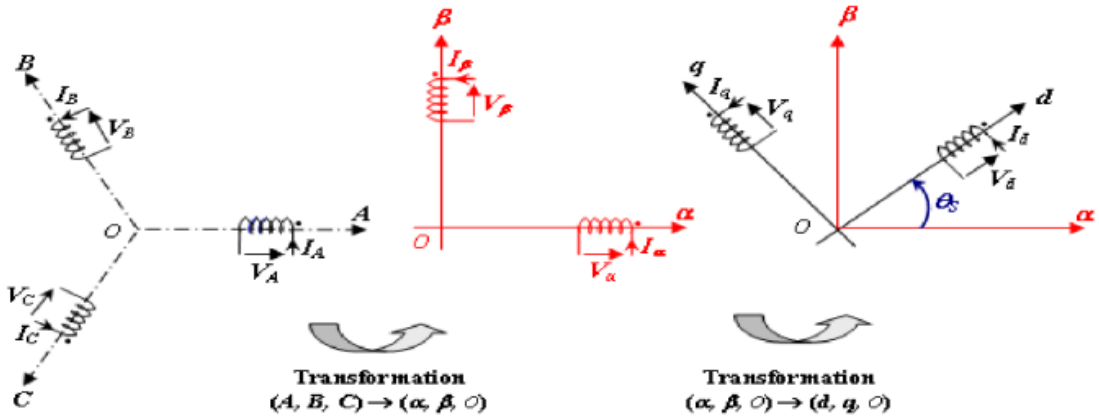


Figure A.1 - Décomposition de la transformation de Park

Comme illustré dans cette figure A.1, la rotation dans le sens horaire est réalisée par la matrice suivante :

$$[x_{d,q,o}] = [R(\psi)][x_{\alpha,\beta,o}]$$

$$[R(\psi)] = \begin{bmatrix} cos(\psi) & sin(\psi) & 0 \\ -sin(\psi) & cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La transformation de Park est définie de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{\mathbf{2}}{\mathbf{3}}} \begin{bmatrix} cos(\psi) & cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -sin(\psi) & -sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$$

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{\mathbf{2}}{\mathbf{3}}} \begin{bmatrix} cos(\psi) & -sin(\psi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & -sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix}$$

Annexe B : Paramètres de Système

Paramètres de la GADA

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation utilisée dans ce travail sont présentés dans le tableau B.1.

Table B.1 - Les paramètres de la MADA utilisée

Puissance nominale	$\boldsymbol{P_n = 1.5KW}$
Tension du stator	$V_s = 220/380V$
Fréquence du stator	$f_s = 50Hz$
Résistance du stator	$R_s = 4.81\Omega$
Inductance du stator	$L_s = 0.623H$
Résistance du rotor	$R_r = 0.85\Omega$
Inductance du rotor	$L_r = 0.087H$
Inductance mutuelle	M=0.216H
Nombre de paires de pôles	P=2

Paramètres de la turbine

Table B.2 - Les paramètres de la turbine utilisée

Puissance nominale	*1.5KW*
Nombre de pales	*3*
Rayon du rotor	*R=1m*
Rapport de boîte de vitesses	*G=2*
Moment d'inertie	*J=0.089Kg.m²*
Coefficient de frottement visqueux	$f_v = 0.007\ N.m.S^{-1}$

Paramètres du bus continu

Table B.3 - Les paramètres du bus utilisé

Tension du bus DC	*600 V*
Tension du réseau AC	*380 V*
Resistance	*R=0.25Ω*
Inductance	*L=10mH*
Condensateur	*C=2000μF*

Annexe C : Caractéristiques de la carte dSPACE

Le tableau suivant présente la fiche technique de la carte contrôleur dSPACE DS1104.

Table C.1 - Fiche technique de la carte contrôleur dSPACE DS1104 R&D

Parameter	Characteristics
Processor	▪ *MPC8240 processor with PPC603e core and on-chipperipherals* ▪ *64-bit floating-point processor* ▪ *250 MHz CPU* ▪ *2 x 16 KB cache ; on-chip*
Memory	▪ *Global memory: 32 MB SDRAM* ▪ *Flash memory: 8 MB*
Timer	▪ *1 sample rate timer (decrementer): 32-bit down counter, reload by software, 40 ns resolution* ▪ *4 general purpose timer: 32-bit down counter, reload by hardware, 80 ns resolution* ▪ *1 time base counter: 64-bit up counter, 40 ns resolution, range 23400 years*
Interrupt controller	▪ 5 timer interrupts ▪ incremental encoder index line interrupts ▪ 1 UART interrupt ▪ 1 slave DSP interrupt ▪ 1 slave DSP PWM interrupt ▪ 5 ADC end of conversion interrupts ▪ 1 host interrupt ▪ 4 user interrupts from the I/O connector
ADC 1 x 16-bit ADC with mux	▪ *4 muxed channels equipped with one 16-bit sample & hold ADC Note: 5 ADC channels (1 x 16-bit + 4 x 12-bit) can be sampled simultaneous* ▪ *16-bit resolution* ▪ ±10 V input voltage range ▪ 2 s conversion time ▪ ±5 mV offset error ▪ ±0.25 % gain error ▪ 4 ppm/K offset drift ▪ 25 ppm/K gain drift ▪ >80 dB signal-to-noise ratio (SNR)
ADC 4 x 12-bit ADC	▪ *4* channels *each equipped with one 12-bit sample & hold ADC Note: 5 ADC channels (1 x 16-bit + 4 x 12-bit) can be sampled simultaneous* ▪ 12-bit resolution ▪ *±10 V input voltage range* ▪ *800 ns conversion time* ▪ *±5 mV offset error* ▪ *±0.5 % gain error* ▪ *4 ppm/K offset drift*

	▪ *25 ppm/K gain drift* ▪ *>65 dB signal-to-noise ratio (SNR)*
DACs 8 x 16-bit DAC	▪ *16-bit resolution* ▪ *±10 V output voltage range* ▪ *±5 mA maximum output current* ▪ *Max. 10 µs settling time (full scale, accuracy 1/2 LSB)* ▪ *±1 mV offset error* ▪ *±0.1 % gain error* ▪ *13 ppm/K offset drift* ▪ *25 ppm/K gain drift* ▪ *>80 dB signal-to-noise ratio (SNR)*
Digital I/O	▪ *20-bit parallel I/O* ▪ *Single bit selectable for input or output* ▪ *±5 mA maximum output current* ▪ *TTL output/input levels*
Digital Incremental Encoder Interface (2 x 24 bit)	▪ *2 channels* ▪ *Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422)input* ▪ *Fourfold line subdivision* ▪ *Max. 1.65 MHz input frequency, i.e. fourfold pulse countsup to 6.6 MHz* ▪ *24-bit loadable position counter Reset on index* ▪ *5 V/0.5 A sensor supply voltage*
Serial interface	▪ *1 serial UART (universal asynchronous receiver andtransmitter)* ▪ *Selectable transceiver mode: RS232/RS422/RS485* ▪ *Max. baudrate RS232: 115.2 kBaud* ▪ *Max. baudrate RS422/RS485: 1 MBaud*
Slave DSP subsystem	▪ *Texas Instruments TMS320F240 DSP* ▪ *16-bit fixed-point processor* ▪ *20 MHz clock frequency* ▪ *64 K x 16 external program memory* ▪ *28 K x 16 external data memory* ▪ *4 K x 16 dual-port memory for communication* ▪ *16 K x 16 flash memory* ▪ *1 x 3-phase PWM output* ▪ *4 x 1-phase PWM output* ▪ *4 capture inputs* ▪ *SPI (serial peripheral interface)* ▪ *Max. 14-bit digital I/O* ▪ *TTL output/input levels for all digital I/O pins* ▪ *±13 mA maximum output current*
Host interface	▪ 32-bit PCI host interface ▪ 5 V PCI slot ▪ 33 MHz ±5 %
Physical size	▪ *PCI 185 x 106.68 mm (7.28 x 4.2 in)*
Ambient temperature	▪ *0 ... 55 ºC (32 ... 131 ºF)*
Cooling	▪ *Active cooling by fan*
Power supply	▪ *+5 V ±5 %, 2.5 A* ▪ *+12 V ±5 %, 0.3 A* ▪ *–12 V ±5 %, 0.2 A*

Power consumption	▪ *18.5 W*