



HAL
open science

Commande avancée et optimisation de l'interaction entres sources d'énergie renouvelables et réseaux électriques

Adil Mansouri

► **To cite this version:**

Adil Mansouri. Commande avancée et optimisation de l'interaction entres sources d'énergie renouvelables et réseaux électriques. Automatique / Robotique. Normandie Université; Université Hassan II (Casablanca, Maroc), 2023. Français. NNT : 2023NORMC234 . tel-04764338

HAL Id: tel-04764338

<https://theses.hal.science/tel-04764338v1>

Submitted on 4 Nov 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Normandie Université



UNIVERSITÉ
CAEN
NORMANDIE

THÈSE

Pour obtenir le diplôme de doctorat

Spécialité GENIE ELECTRIQUE

Préparée au sein de l'Université de Caen Normandie

En cotutelle internationale avec Université Hassan II de Casablanca , MAROC

Commande avancée et optimisation de l'interaction entre sources d'énergie renouvelables et réseaux électriques

Présentée et soutenue par
ADIL MANSOURI

**Thèse soutenue le 03/11/2023
devant le jury composé de**

M. HAMID OUADI	Professeur, Université Mohammed V Rabat	Rapporteur du jury
M. AHMED RACHID	Professeur des universités, UNIVERSITE AMIENS PICARDIE JULES VERNE	Rapporteur du jury
MME FATIMA-ZAHRA CHAOUI	Professeur, Université Mohammed V Rabat	Membre du jury
M. ABDELMOUNIME EL MAGRI	Professeur, Université Hassan II de Casablanca	Membre du jury
MME MARIE-ANGE MANIER	Professeur des universités, UNIV TECHN BELFORT MONTBELIARD UTBM SEVENANS	Membre du jury
M. SEBASTIEN SAEZ	Professeur des universités, Université de Caen Normandie	Membre du jury
M. OMAR BOUATTANE	Professeur, Université Hassan II de Casablanca	Président du jury
M. FOUAD GIRI	Professeur des universités, Université de Caen Normandie	Directeur de thèse

Thèse dirigée par FOUAD GIRI (Laboratoire d'Automatique de Caen (LAC))



Remerciements

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude envers toutes les personnes qui ont contribué de manière indéfectible tout au long de mon parcours de thèse. Votre expertise, vos conseils éclairés et votre dévouement ont grandement contribué à la réussite de ce travail.

À mes encadrants, je vous remercie chaleureusement pour votre encadrement rigoureux et votre patience. Votre expertise dans votre domaine respectif a été une source d'inspiration constante, m'aidant à approfondir mes connaissances et à développer mes compétences de recherche. Vos retours constructifs ont joué un rôle essentiel dans l'amélioration de mes travaux, et je suis extrêmement reconnaissant de pouvoir compter sur votre expertise tout au long de ce processus.

M. Abdelmounime El Magri, mon directeur de thèse côté marocain, professeur à l'université Hassan II, je tiens à vous remercier sincèrement de m'avoir encadré, soutenu et fait partager votre passion pour la recherche tout au long de cette thèse. Je vous exprime ma gratitude pour votre patience et votre grande disponibilité, ainsi que pour vos qualités humaines et scientifiques.

M. Fouad Giri, professeur à l'université de Caen Basse-Normandie et mon directeur de thèse côté français. Sa présence et son expertise ont été déterminantes pour l'aboutissement de ce travail. Les interventions de grande qualité, les directives pertinentes et les conseils avisés de M. Giri ont été une source d'inspiration et ont grandement contribué à la réussite de mes travaux de recherches.

À mon co-encadrant **M. Rachid Lajouad**, professeur à l'université Hassan II, je souhaite exprimer ma profonde reconnaissance pour votre contribution significative à cette thèse. Votre soutien constant, vos idées novatrices et votre collaboration étroite ont enrichi mes travaux et m'ont permis de bénéficier d'une perspective complémentaire. Votre présence à mes côtés a été inestimable, et je suis honoré d'avoir pu bénéficier de votre expertise.

Au directeur de laboratoire **M. Omar Bouattane**, je tiens à exprimer ma reconnaissance pour votre vision et leadership. Votre soutien inébranlable, vos encouragements et votre disponibilité ont été des moteurs essentiels de ma motivation et de ma progression tout au long de cette thèse.

J'aimerais également remercier l'ensemble des membres du laboratoire pour leur collaboration, leurs discussions enrichissantes et leur atmosphère conviviale. Leur contribution à mon parcours de thèse a été inestimable, et je suis honoré d'avoir pu faire partie de cette équipe dynamique.

J'aimerais également exprimer ma profonde gratitude envers les membres distingués du jury. Leur engagement à examiner et évaluer minutieusement mon travail de thèse. C'est un privilège que de bénéficier de leur expertise et de leur temps, et je suis sincèrement honoré par leur implication dans cette étape cruciale de ma formation.

À tous, je vous adresse mes plus sincères remerciements pour votre soutien sans faille, vos encouragements et votre dévouement.

A mes parents;

A ma femme, et mes enfants;

A tous mes frères et sœurs;

A mes professeurs et mes étudiants;

A toute ma famille;

A tous mes collègues et amis.

Liste des Symboles

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Stator currents
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Stator voltages
Φ_{sabc}	Stator produced flux
R_s, L_s	Stator resistance, Stator inductance, respectively.
i_{sq}, i_{sd}	Stator dq-components current
Ω	Angular rotor speed
p	Number of pole pairs
J, F	The rotor inertia and viscous coefficients, respectively.
T_e, T_g	The electromagnetic torque and input torque, respectively.
K_ϕ	Constant flux generator PMSG machine.
C	The output Vienna capacitor
S_a, S_b, S_c	Switch states
D_{abc}	Average duty cycle
V_{DC}	Vienna DC output voltage
ΔV	Voltage unbalance
i_N	Currents at the neutral point
R_L, L_L, C_L	Line resistance, inductance, capacitance, respectively.
i_R	Input HVDC line current
i_{out}	Output HVDC line current
V'_{DC}	HVDC grid voltage
V'^*_{DC}	Maximum admissible voltage by the HVDC grid.
R_{LD}	DC end point equivalent load

Travaux de recherche

Cette thèse est la synthèse des publications suivantes :

Articles de conférences

<u>Communication 1</u>	
Conférence	2023 3rd International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology (IRASET)
Titre	Nonlinear Control of Five-Phase PMSG Wind Turbine connected to Vienna Type Rectifier Using SVPWM
Contributeurs	A. Mansouri, I. EL Myasse, A. El Magri, R. Lajouad, F. Giri

<u>Communication 2</u>	
Conférence	2023 3rd International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology (IRASET)
Titre	Robust Nonlinear Control Design of MMC-HVDC Systems for Wind Power Plants Integration
Contributeurs	I. EL Myasse, A. Mansouri, A. El Magri, R. Lajouad

<u>Communication 3</u>	
Conférence	14th IFAC Workshop on Adaptive and Learning Control Systems ALCOS 2022
Titre	A power balance control strategy for stand alone wind energy conversion systems
Contributeurs	A. Watil, A. El Magri, R. Lajouad, A. RAIHANI, A. El Fadili, A. Mansouri

Articles de journaux

Article 1

Journal	IFAC-PapersOnLine
Editeur	IFAC-COPE
Mise en ligne	August 2022
Titre	An Adaptive Non-Linear Control of a Wind Energy Conversion System Connected to an HVDC Line Involving a Vienna Rectifier
Contributeurs	A. Mansouri, A. El Magri, R. Lajouad, F. Giri, A. Watil

Article 2

Journal	International Journal of Control, Automation, and Systems
Editeur	Springer
Etat	Published 30 August 2023
Titre	Optimization Strategies and Nonlinear Control for Hybrid Renewable Energy Conversion System
Contributeurs	A. Mansouri, A. El Magri, R. Lajouad, F. Giri, A. Watil

Article 3

Journal	Asian Journal of Control
Editeur	Wiley
Etat	Published 11 September 2023
Titre	Nonlinear Control Strategies with Maximum Power Point Tracking for Hybrid Renewable Energy Conversion Systems
Contributeurs	A. Mansouri, A. El Magri, R. Lajouad, F. Giri, A. Watil

Article 4

Journal	International Journal of Electrical Power and Energy Systems
Editeur	Elsevier
Etat	Under Review, Soumis le 29-janvier-2023
Titre	Control design and multimode power management of WECS connected to HVDC transmission line through a Vienna rectifier
Contributeurs	A. Mansouri, A. El Magri, R. Lajouad, F. Giri

Articles de journaux

Article 5

Journal	Electric Power Systems Research
Editeur	Elsevier
Etat	Accepted 08 September 2023. In Production
Titre	Nonlinear observer with reduced sensors for WECS involving Vienna rectifiers -Theoretical design and experimental evaluation
Contributeurs	A. Mansouri, A. El Magri, R. Lajouad, F. Giri, M.S Adouairi, B. Bossoufi

Article 6

Journal	e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy
Editeur	Elsevier
Etat	Under Review-R1, Soumis le 10-juin-2023
Titre	Wind Energy based Conversion topologies and Maximum Power Point Tracking: A Comprehensive Review and Analysis
Contributeurs	A. Mansouri, A. El Magri, I. El Myasse, Y. El Khlifi , R. Lajouad, F. Giri

Article 7

Journal	IFAC Journal of Systems and Control
Editeur	Elsevier
Etat	Under Review, Soumis le 26-juillet-2023
Titre	Novel Adaptive Observer for HVDC Transmission Line: A New Power Management Approach for Renewable Energy Sources Involving Vienna Rectifier
Contributeurs	A. Mansouri, A. El Magri, R. Lajouad, F. Giri

Table des Matières

Liste des Symboles	iii
Travaux de recherche	iv
Table des Matières	vii
Liste des Tables	xi
Liste des Figures	xii
1 Introduction	1
1.1 Contexte général	2
1.2 État d'art	2
1.3 Description de la problématique	6
1.4 Objectifs de la thèse	7
1.5 Structure du mémoire de thèse	7
1.6 Références	8
2 Chaînes de conversion d'énergie éolienne	15
2.1 Introduction	17
2.2 Topologies des systèmes de conversion de l'énergie électrique	18
2.2.1 Systèmes d'énergie éolienne à vitesse fixe	19
2.2.2 Système d'énergie éolienne à vitesse variable avec boîte de vitesses	19
2.2.3 Système d'énergie éolienne à vitesse variable à entraînement direct	21
2.3 Topologies des convertisseurs de puissance	23
2.3.1 Redresseurs à diodes	23
2.3.2 Convertisseur PWM back-to-back à deux niveaux :	24
2.3.3 Convertisseur avec six interrupteurs commandés	25
2.3.4 Le redresseur de Vienne	26
2.3.5 Onduleur à Z-source	26
2.3.6 Convertisseur AC/AC à neuf commutateurs	27
2.3.7 Convertisseurs multiniveaux	28
2.3.8 Convertisseur matriciel	30
2.4 Techniques d'extraction du maximum de puissance (MPPT)	31

2.4.1	Techniques MPPT directe	31
2.4.1.1	Perturbation et Observation (P&O)	31
2.4.1.2	Incrémentale Conductance (INC)	31
2.4.1.3	Adaptive Hill Climbing (AHC)	32
2.4.2	Techniques de MPPT indirecte	33
2.4.2.1	La méthode POS (Power to Optimal Speed) et POV (Power to Optimal Voltage)	33
2.4.2.2	Technique MPPT basée sur un réseau de neurones artificiels (ANN)	33
2.4.3	MPPT basé sur un système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS)	34
2.5	Conclusion	35
2.6	Références	35
3	Modélisation de la chaine de conversion	41
3.1	Introduction	43
3.2	Modélisation de la turbine :	45
3.3	Modélisation du panneau photovoltaïque (PV)	47
3.4	Modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimant permanent	49
3.4.1	Transformation de Park	50
3.4.2	Modèle de la machine triphasée dans les coordonnées (abc)	52
3.4.3	Modèle de la machine triphasée dans les coordonnées ((dq))	53
3.4.4	Modèle de la machine triphasée dans les coordonnées ($\alpha\beta$)	54
3.4.5	Modèle de la machine cinq phases dans les coordonnées ((dq)-xy)	54
3.5	Modélisation de convertisseurs statiques	56
3.5.1	Redresseur triphasé commandé AC/DC	56
3.5.2	Onduleur triphasé DC/AC	58
3.5.3	Redresseur de Vienna triphasé AC/DC	59
3.6	Modélisation de la ligne de transmission HVDC	61
3.7	Conclusion	62
3.8	Références	62
4	Optimisation et Commande Non-linéaire d'un Système de Conversion Hybride pour les Énergies Renouvelables	65
4.1	Introduction	67
4.2	Modèle du système	69
4.2.1	Modèle du PMSG et du redresseur triphasé	69
4.2.2	Modèle du convertisseur DC/AC-réseau	70
4.3	Conception du contrôleur	71
4.3.1	Objectifs de contrôle	71
4.3.2	Régulateur de vitesse de rotor de la turbine	71
4.3.2.1	Optimiseur de vitesse	71
4.3.2.2	Boucle de régulation de vitesse	73

4.3.3	Boucle de régulation de la composante directe du courant	74
4.3.4	PFC et régulation de la tension statorique	76
4.3.4.1	Boucle de tension DC	77
4.4	Résultats de simulation	80
4.4.1	Protocole de simulation	80
4.4.2	Résultats des simulations	81
4.5	Conclusion	83
4.6	Références	83
5	Synthèse de commande non linéaire du système éolien connecté à la ligne HVDC via un redresseur Vienna	85
5.1	Introduction	87
5.2	Modèle de système de conversion et de transmission de l'énergie	89
5.2.1	Modèle de l'association redresseur WECS-Vienna	89
5.2.2	Modèle des lignes de transmission à courant continu	91
5.3	Contrôle non-linéaire de l'association WECS-Vienna	92
5.3.1	Objectifs de contrôle	92
5.3.2	Conception du contrôleur de vitesse de la turbine - mode MPPT	93
5.3.2.1	ANFIS Optimiseur de vitesse :	93
5.3.2.2	Conception du contrôleur de vitesse du rotor de la PMSG	93
5.3.2.3	Contrôleur du courant i_{sd}	95
5.3.3	Contrôle de tension de ligne HVDC-Mode APPT	96
5.3.3.1	Conception de la commande du courant direct du PMSG	96
5.3.3.2	Conception de la commande de tension de la ligne HVDC	96
5.3.4	Observateur d'état adaptatif de la tension de la ligne HVDC	99
5.4	Techniques SVPWM de commande des convertisseurs statiques	101
5.5	Simulations et interprétations	103
5.5.1	Protocole de simulation	103
5.5.2	Résultats de la simulation et interprétation	104
5.5.2.1	Mode de fonctionnement MPPT	105
5.5.2.2	Mode de fonctionnement APPT	107
5.6	Conclusion	111
5.7	Références	111
6	Observateurs Adaptatifs à Grand Gain pour l'Optimisation de la Conversion d'Énergie Éolienne Connectée à un Réseau HVDC via un Redresseur Vienna	115
6.1	Introduction :	117
6.2	Topologie de la chaîne de conversion d'énergie	118
6.2.1	Présentation du système	118
6.2.2	Rappel du modèle du PMSG et du redresseur triphasé de Vienna	118
6.2.3	Modèle des lignes de transmission HVDC	121

6.3	Observateur non-linéaire adaptatif pour WECS	122
6.3.1	Forme canonique non-linéaire de l'observateur	122
6.3.2	Analyse d'observabilité	125
6.3.3	Conception de l'observateur du WECS dans les coordonnées de ζ	126
6.3.4	Observateur grand gain en coordonnées X	129
6.4	Observateur adaptatif pour ligne HVDC	130
6.4.1	Model en forme canonique	130
6.4.2	Conception de l'observateur	131
6.4.3	Estimation des paramètres	132
6.4.4	Analyse de convergence	133
6.4.5	Analyse comparative des topologies de WECS	138
6.5	Simulation	139
6.5.1	Protocole de simulation	139
6.5.2	Résultats de simulation et interprétations	141
6.6	Conclusion	146
6.7	Références	147

Conclusion générale **150**

Liste des Tables

3.1	Tensions simples en fonction de l'état de commande des interrupteurs	57
4.1	Coefficients de la fonction polynomiale MPP éolienne	72
4.2	Paramètres de simulation du système hybride	78
4.3	Coefficients de la fonction polynomiale MPP panneau	78
5.1	Lois de contrôle pour l'ensemble du système	100
5.2	Sélection des secteurs en fonction de la polarité du courant	101
5.3	Sélection du secteur en fonction de l'angle du vecteur spatial	101
5.4	Niveaux de tension du secteur 1 et courant du point neutre	102
5.5	Paramètres de simulation	104
6.1	Analyse comparative : Topologie proposée par rapport à la topologie existante .	138
6.2	Paramètres de simulation du système	139

Liste des Figures

2.1	Structures générales de WECS connectés au réseau	18
2.2	Éoliennes à vitesse fixe	19
2.3	WECS à vitesse variable avec un SCIG/PMSG/WRSG	20
2.4	WECS à vitesse variable avec DFIG à boîte de vitesses	20
2.5	WECS à vitesse variable avec machine synchrone à excitation en courant continu	22
2.6	WECS à vitesse variable avec PMSG	22
2.7	Convertisseur de source de tension (VSC)	23
2.8	Convertisseur source de courant (CSC)	24
2.9	Redresseur à diode en cascade avec un hacheur	24
2.10	Convertisseur avec six interrupteurs MSC-GSC	25
2.11	Une topologie du redresseur Vienna	26
2.12	Onduleur à source Z	27
2.13	Convertisseur AC/AC à neuf commutateurs	28
2.14	Convertisseur à points neutres (NPC)	28
2.15	Convertisseur à condensateurs flottants (FC)	29
2.16	Convertisseur à niveaux modulaires en cascade (MMC)	29
2.17	Sous-modules SM: (a) demi-pont; (b) pont-H(HB-MMC)	30
2.18	Convertisseur matriciel	30
2.19	Organigramme de l'algorithme P&O	32
2.20	Organigramme de l'algorithme Incrémentale Conductance	32
2.21	Courbe de puissance : (a) PV en fonction de tension; (b) Éolienne en fonction de vitesse	33
2.22	Réseau de neurones artificiels (ANN)	34
2.23	MPPT basé sur l'ANFIS pour une éolienne	35
3.1	Modèle de la turbine éolienne sous MATLAB	46
3.2	Courbe de puissance de la turbine éolienne	46
3.3	Modèle du panneau photovoltaïque à une diode	47
3.4	Le modèle du panneau solaire dans l'environnement MATLAB/Simulink	48
3.5	Courbe P-V en fonction de l'irradiance à $T = 25^{\circ}\text{C}$	49
3.6	Repère triphasé et biphasé	51
3.7	Machine triphasée dans les coordonnées $((dq))$ sous MATLAB/SIMULINK	54

3.8	Machine triphasée dans les coordonnées ($\alpha\beta$) sous MATLAB/SIMULINK	55
3.9	Le modèle de la machine PMSG cinq phases sous MATLAB/SIMULINK	56
3.10	Redresseur triphasé commandé	56
3.11	Onduleur triphasé	58
3.12	Structure du redresseur Vienna triphasé	59
3.13	Modèle électrique de la ligne HVDC	61
4.1	Structure hybride PMSG-PV	68
4.2	Schéma électrique de l'hybride PMSG-PV	69
4.3	Courbes de puissance des turbines	72
4.4	Courbes de puissance du PV à $T = 25^{\circ}\text{C}$	77
4.5	Protocole de simulation	78
4.6	Performances du contrôleur défini par (4.13), (4.20), (4.27) et (4.30) en réponse à la variation de la vitesse du vent de la et à la variation de l'irradiation solaire	81
4.7	Performances du contrôleur proposé en matière de suivi de la puissance	82
5.1	Topologie de la chaîne de conversion électrique	89
5.2	Structure électrique de WECS	90
5.3	(a) Courbes de puissance de la vitesse de la turbine, (b) Optimiseur MPPT proposé	93
5.4	Méthode du vecteur spatial du redresseur de Vienne	102
5.5	Protocole de simulation.	103
5.6	Organigramme du contrôleur de mode de commutation	104
5.7	Mode MPPT : (a) Profil de vitesse du vent (m/s) ; (b) Vitesse du rotor Ω et Ω_{ref} (rad/s) ; (c) Lois de commande ; (d) Courant statorique (i_{sd}, i_{sq}) (A) ; (e) Tension de capacité (V_{C1}, V_{C2}) ; (f) Tension de la ligne HVDC (V_{DC}, V'_{DC}) (KV).	105
5.8	Mode MPPT : (a) Courant statorique (i_{sabc}) (A) ; (b) Puissance mécanique (KW) ; (c) Courant de point neutre i_N ; (f) Balance de tension ΔV ; (e) Secteurs SVPWM.	106
5.9	Mode APPT : (a) Variation de la charge, (b) Vitesse du rotor (Ω, Ω_{ref}) ; (c) Tension de la ligne HVDC V'_{DC} ; (d) Lois de commande ; (e) Courants du stator (A) ; (f) Couple (Nm) ; (g) Courant d'entrée de la ligne HVDC i_R ; (h) Puissance mécanique (KW).	108
5.10	(a) Profil de vitesse du vent (m/s) ; (b) Vitesse du rotor ($\Omega ; \Omega_{ref}$) (rad/s) ; (c) Tension de la ligne HVDC V'_{DC} (kV) ; (d) Lois de commande ; (e) Courants du stator (A) ; (f) Puissance mécanique (KW).	109
5.11	(a) Courant de sortie de Vienne i_R et \hat{i}_R ; (b) Charge R_{LD} et \hat{R}_{LD} ; (c) Tension du condensateur HVDC V_L et \hat{V}_L ; (d) Courant de sortie HVDC i_{out} et \hat{i}_{out}	110
6.1	WECS topologie	118
6.2	Structure électrique de la chaîne de conversion	119
6.3	Comparaison graphique des topologies.	139
6.4	Protocole de simulation	139
6.5	Carte de contrôle RTDS dSPACE	140

6.6	Variation de charge coté réseau continu (MW)	140
6.7	(a) Wind speed profile (m/s); (b) Rotor speed Ω , $\hat{\Omega}$ and Ω_{ref} (rad/s); (c) Torque (Nm); (d) α -axis rotor flux (wb); (e) β -axis rotor flux (wb); (f) Mechanical rotor position $\theta_r(t)$ (rd).	141
6.8	(a) Estimation errors; (b) Stator current (i_{sabc}) (A); (c) HVDC-line voltage V'_{DC} (kV); (d) Mechanical power (KW); (e) Voltage balance ΔV ; Neutral point current i_N (A).	142
6.9	(a) Vienna output current i_R and \hat{i}_R ; (b) Equivalent load $R_{ld.eq}$ and $\hat{R}_{ld.eq}$; (c) HVDC capacitor voltage V_L and \hat{V}_L ; (d) HVDC output current i_{out} and \hat{i}_{out} ; (e) HVDC output voltage V'_{DC} and \hat{V}'_{DC} (KV); (f) Estimation errors.	143
6.10	Robustness test of the HVDC line observer: (a) Parameters' relative variation, (b) HVDC output current i_{out} and \hat{i}_{out} ; (c) HVDC output voltage V'_{DC} and \hat{V}'_{DC} (KV); (d) Estimation errors.	144
6.11	Test de robustesse de l'observateur du WECS.	145
6.12	Résultats de l'expérience RTDS : (a) Vitesse de rotation du rotor Ω , $\hat{\Omega}$; (b) Couple (Nm) ; (c) Flux rotorique sur l'axe β ; (d) Flux rotorique sur l'axe α ; (e) Position mécanique du rotor $\theta_r(t)$ (rd) ; Zoom sur le flux sur l'axe α ; Zoom sur le flux sur l'axe β ; Zoom sur $\theta_r(t)$	146

Chapitre 1

Introduction

“ Le difficile n'est pas d'apprendre ce qu'on ne sait pas, c'est d'apprendre ce qu'on sait. ”

Jacques Salomé

Objectifs

- ▷ Situer le sujet de recherche dans son contexte;
- ▷ Identifications des lacunes et des limites des travaux antérieurs;
- ▷ Évaluer la contribution de la thèse;

Sommaire

1.1 Contexte général	2
1.2 État d'art	2
1.3 Description de la problématique	6
1.4 Objectifs de la thèse	7
1.5 Structure du mémoire de thèse	7
1.6 Références	8

1.1 Contexte général

Les énergies renouvelables sont aujourd'hui au cœur des enjeux environnementaux et énergétiques mondiaux. Avec la hausse de la population et le développement économique, la demande énergétique ne cesse de croître, et les énergies fossiles ne pourront pas répondre à cette demande sur le long terme tout en préservant l'environnement. Les énergies renouvelables, quant à elles, sont des sources d'énergie inépuisables et non polluantes qui offrent une alternative prometteuse pour répondre aux besoins énergétiques futurs. Parmi les sources d'énergie renouvelable les plus courantes, l'énergie éolienne et l'énergie solaire sont les plus prometteuses en termes de production à grande échelle.

Afin de relever les défis énergétiques auxquels il est confronté, le Maroc a mis en place un programme intégré de production d'électricité à partir des énergies renouvelables. En fin 2021, les énergies renouvelables ont fourni 19.5 % du mix énergétique du pays, réparties en 11,9 % d'énergie éolienne, 4.4 % d'hydroélectricité et 2.9 % d'énergie solaire. Grâce à ces résultats, le Maroc est considéré comme l'un des leaders mondiaux en matière d'énergies renouvelables, ayant été classé par l'Agence Internationale des Énergies Renouvelables (IRENA) parmi les cinq premiers pays du monde pour leur potentiel. Le Maroc s'efforce d'attirer les entreprises internationales et de faciliter le financement afin d'atteindre son objectif de 52 % de la capacité installée en énergie renouvelable d'ici 2030.

La France s'est engagée dans une transition énergétique ambitieuse, en vue de répondre aux défis environnementaux et climatiques. En 2022, les énergies renouvelables ont fourni 20 % de la production d'électricité du pays, avec une part importante d'énergie éolienne 7 % et solaire 3 %. Bien que ces résultats soient encourageants, la France est encore en deçà de l'objectif de 40 % d'énergies renouvelables dans la production d'électricité d'ici 2030. Néanmoins, le pays a pris des mesures significatives pour accélérer sa transition énergétique, notamment en augmentant la capacité installée en énergie éolienne et solaire, ainsi qu'en améliorant l'efficacité énergétique de ses bâtiments.

1.2 État d'art

Les sources d'énergie électrique sont utilisées pour alimenter les différents type de charges électriques, allant des petits appareils électroniques aux grands systèmes industriels. Les différentes sources d'énergie électrique comprennent les sources d'énergie renouvelable telles que l'énergie solaire, l'énergie éolienne, l'énergie hydraulique, l'énergie géothermique et l'énergie des vagues, ainsi que les sources d'énergie non-renouvelable telles que les combustibles fossiles et le nucléaire. Les études ont porté sur la disponibilité, l'efficacité et la fiabilité de ces différentes sources d'énergie, ainsi que sur les techniques d'optimisation pour améliorer leur performance et réduire les coûts [1–5]. Des travaux de recherche ont également été menés sur l'intégration des sources d'énergie renouvelable dans les réseaux électriques existants [6–8], ainsi que sur les systèmes de stockage de l'énergie pour assurer la continuité de l'alimentation électrique [9, 10]. L'importance de la transition vers des sources d'énergie re-

nouvelable et de la réduction des émissions de gaz à effet de serre a également été étudiée [11, 12].

Plusieurs sources d'énergie renouvelable font l'objet de recherches et de développement technologique, notamment l'énergie éolienne qui utilise la force du vent pour produire de l'électricité. Les turbines éoliennes sont les technologies les plus courantes pour sa production, mais il existe plusieurs technologies éoliennes dans la littérature qui utilisent différents types de générateurs. La machine à double alimentation (MADA) est utilisée dans les articles [13–16], la génératrice asynchrone est utilisée dans les articles [17–19], tandis que d'autres sujets de recherche préfèrent utiliser la machine à aimant permanent [20–23]. Bien que ces études présentent un intérêt scientifique, aucune optimisation n'a été traitée, que ce soit au niveau de la structure de la chaîne de conversion électrique ou des techniques de commandes utilisées.

L'énergie solaire est également une source d'énergie renouvelable prometteuse, produite en convertissant la lumière du soleil en électricité. Les panneaux solaires photovoltaïques (PV) et les panneaux solaires thermiques sont les technologies les plus courantes pour la production d'énergie solaire. Dans [24], une méthode de gestion d'énergie et de contrôle des microgrids basée sur un système multi-agent dans des systèmes distribués est présentée, mais elle ne prend pas en compte les fluctuations de la demande énergétique, et le modèle utilisé est relativement simple. D'autres travaux [25–28] visent à extraire le maximum de puissance des panneaux solaires PV en utilisant différentes techniques (P&O, ANN,...), mais l'injection de cette puissance dans un réseau saturé peut affecter la qualité de l'énergie du réseau et réduire le rendement total de la chaîne de conversion d'énergie électrique.

D'autres sources d'énergie renouvelable sont mentionnées dans la littérature, telles que l'énergie hydraulique [29] qui est produite par des barrages, et l'énergie géothermique [30] qui utilise la chaleur de la terre pour générer de l'électricité à travers des centrales géothermiques ou des pompes à chaleur géothermiques. Enfin, l'énergie de la biomasse [31] est produite à partir de matières organiques, dans des centrales électriques à biomasse ou des usines de biocarburants. Ces sources d'énergie renouvelable présentent toutefois des limitations, telles qu'un impact environnemental important sur les écosystèmes locaux, la libération de gaz à effet de serre, ainsi que des restrictions et des affectations des zones d'exploitation.

Dans les systèmes de conversion d'énergie renouvelable, les convertisseurs statiques sont des éléments indispensables dans la chaîne de conversion d'énergie électrique. Ces convertisseurs comprennent plusieurs types, tels que les onduleurs DC-AC, les redresseurs AC-DC, les hacheurs DC-DC et les gradateurs AC-AC. Au fil des ans, les convertisseurs statiques d'énergie électrique ont connu une évolution significative en termes de taille, de fiabilité, d'efficacité et de coût. Les avancées dans les technologies de semi-conducteurs, la mise au point de nouveaux matériaux et la miniaturisation des composants électroniques ont permis aux convertisseurs d'énergie électrique d'être de plus en plus compacts, efficaces et économiques.

Les onduleurs jouent un rôle important dans la conversion et la gestion de l'énergie élec-

trique. Dans le contexte des énergies renouvelables comme les parcs éoliens, ils sont utilisés pour convertir l'électricité produite par les éoliennes en une forme compatible avec le réseau électrique. Les onduleurs permettent également de contrôler et de réguler la puissance produite par les éoliennes, assurant une intégration stable dans le réseau. Ils sont également utilisés dans d'autres domaines tels que l'énergie solaire, les véhicules électriques et le stockage d'énergie. Les onduleurs ont connu une évolution significative, que ce soit en termes de structure, de technique de commande et de performance. En passant de la topologie à deux niveaux à celle à plusieurs niveaux, la qualité des signaux s'améliore au détriment d'une augmentation de la complexité des structures, ce qui entraîne une hausse considérable des coûts. Dans les articles [32–34], les auteurs ont examiné l'évolution des onduleurs multiniveaux pour différentes applications et ont montré les avantages de cette structure en termes de qualité des signaux en sortie de l'onduleur et d'efficacité énergétique, ce qui en fait une option attrayante pour de nombreuses applications de conversion d'énergie électrique. Cependant, les auteurs n'ont pas évalué l'impact des pertes de commutation dues au nombre élevé de commutateurs, ni l'impact de ces pertes sur l'efficacité énergétique globale du système. De plus, l'impact des défauts et des perturbations du réseau électrique n'a pas été pris en considération. Cela limite la portée des conclusions de ces articles.

Les convertisseurs continu-continu, communément appelés hacheurs, sont utilisés pour convertir une tension continue en une autre tension continue de valeur différente. Ils sont largement utilisés dans les systèmes d'alimentation à découpage, les véhicules électriques et les applications solaires. Les hacheurs permettent de réguler la tension de sortie en contrôlant le rapport cyclique des signaux de commutation. Ils offrent une grande efficacité énergétique et une capacité de régulation précise, ce qui en fait des composants clés dans de nombreuses applications d'électronique de puissance. Les hacheurs ont également connu une évolution significative ces dernières années en termes de structures et de commandes. Initialement, les hacheurs étaient constitués d'une seule cellule de commutation. Cependant, cette structure était limitée en termes de puissance et de performance. Par la suite, des structures en pont ont été développées pour les hacheurs, permettant d'augmenter la puissance et la plage de tension de sortie. Les techniques de commande ont également évolué pour améliorer la précision et la stabilité de la tension de sortie, en utilisant des méthodes de commande à boucle fermée ou à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Plus récemment, des structures de hacheur multi-cellulaires [35] ont été développées pour répondre aux exigences de haute puissance et de haute tension de sortie. Ces structures utilisent plusieurs cellules de commutation en série ou en parallèle pour générer une tension de sortie plus élevée et pour réduire les pertes de commutation. Les techniques de commande ont également été améliorées pour optimiser la performance de ces structures, en utilisant des algorithmes de commande avancés tels que la commande prédictive [36, 37].

Les redresseurs sont des convertisseurs qui transforment une tension alternative en une tension continue. Ils sont utilisés pour convertir l'électricité fournie par le réseau électrique en une forme utilisable pour les applications électriques et électroniques. Les redresseurs

peuvent être de deux types : à diodes ou à thyristors. Les redresseurs à diodes permettent de convertir l'alternance positive de la tension en courant continu, tandis que les redresseurs à thyristors permettent de contrôler le flux de courant et d'ajuster la tension de sortie. Les redresseurs sont utilisés dans de nombreuses applications, telles que les alimentations électriques, les chargeurs de batteries et les systèmes de conversion d'énergie renouvelable. Les redresseurs ont suivi le même parcours d'évolution que les autres convertisseurs. Les redresseurs à diodes, qui ne permettaient qu'une tension de sortie continue non régulée [38], ont été suivis par des structures de redresseur à thyristor qui offrent une régulation de la tension de sortie et une capacité de contrôle plus élevée. Les structures de redresseur à transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) et à transistor à grille émettrice (GTO) ont également été développées [39, 40], offrant des avantages tels qu'une plage de tension de sortie plus large, une efficacité énergétique accrue et une réduction des pertes de commutation, mais avec un THD relativement important. Le redresseur Vienna possède une structure particulière qui permet une meilleure qualité de courant [41, 42], en réduisant les harmoniques et en améliorant la forme d'onde du courant, facilitant ainsi l'interconnexion avec les réseaux d'énergie. Les techniques de commande ont également évolué pour améliorer la précision et la stabilité de la tension de sortie, en utilisant des méthodes de commande à boucle fermée ou à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et MLI vectorielle.

Pour commander les différentes composantes du système de conversion d'énergie électrique (association machine redresseur/onduleur, hacheur, onduleur autonome ou assisté), et tenant compte de leur comportement non-linéaire, la synthèse et l'étude des contrôleurs non-linéaires est un domaine de recherche en plein essor visant à améliorer l'efficacité et la fiabilité des systèmes d'énergie électrique. Plusieurs auteurs [43–45] ont examiné les avantages et les inconvénients de différentes techniques de commande non-linéaire, tels que la commande backstepping, la commande prédictive, la commande adaptative, la commande par mode glissement, etc., et ont proposé des recommandations pour choisir la technique de commande appropriée en fonction des caractéristiques du système. Les auteurs de [46] ont proposé une approche de commande non-linéaire basée sur la technique de backstepping pour le contrôle d'un onduleur photovoltaïque connecté au réseau. Les auteurs ont montré que cette approche permet d'obtenir des performances de suivi de référence et de régulation de tension supérieures par rapport à la commande classique de type PI. De même pour [47] des contrôleurs adaptatifs non-linéaires à base de contrôleur backstepping flou sont conçus pour maîtriser les non-linéarités et les incertitudes dans les télémanipulateurs maître et esclave. Des expériences comparatives sont menées sur une plateforme réelle, prouvant l'efficacité et les avantages du contrôle proposé dans des scénarios de travail typiques, tout en garantissant la stabilité globale malgré le délai de communication.

Afin de contrôler les différentes composantes de la chaîne de conversion d'énergie, il est nécessaire de mesurer certains paramètres. Cependant, certains de ces paramètres sont inaccessibles à la mesure ou difficilement mesurables. De plus, l'existence de plusieurs capteurs dans la chaîne de mesure peut augmenter les coûts du système. Pour pallier les limitations des

mesures directes, la conception des observateurs qui permettent d'estimer les grandeurs inaccessibles ou difficilement mesurables est envisagée. Plusieurs travaux de recherche récents traitent l'approche sans capteurs (sensorless). Les articles [48–52] présentent des algorithmes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) pour la synthèse de contrôles sans capteurs pour les systèmes de conversion de l'énergie éolienne à vitesse variable.

Les auteurs des articles [53–55] ont construit des observateurs d'ordre réduit pour estimer les états inconnus de systèmes non-linéaires stochastiques. En revanche, les articles [56–58] présentent des méthodes de conception numérique d'observateurs de Luenberger non-linéaires. Ces types d'observateurs peuvent être sensibles aux conditions initiales et aux variations des paramètres du système au fil du temps. L'observateur de Kalman ou sa version filtrée est utilisé dans les systèmes où les mesures sont bruitées, comme indiqué dans les articles [59–61]. L'observateur à modèle de référence est présenté dans les articles [62, 63]. Cependant, ce type d'observateur est peu utilisé en raison de sa dépendance au modèle de référence utilisé pour estimer les états. Enfin, l'observateur grand gain et sa version adaptative sont parmi les observateurs les plus utilisés dans les derniers travaux de recherche, offrant un contrôle plus précis et plus robuste des systèmes non-linéaires, comme indiqué dans les articles [64–68].

Le management énergétique est un domaine en pleine expansion dans un contexte de transition énergétique et de développement durable. La gestion de l'énergie vise à optimiser l'utilisation des ressources énergétiques, à réduire les coûts et les émissions de gaz à effet de serre, tout en assurant la continuité et la qualité de l'alimentation énergétique. De nombreuses études ont été menées sur les méthodes de management énergétique, telles que l'utilisation de micro-réseaux [69, 70], de stockage d'énergie [71, 72], de gestion de la demande [73, 74]. Des techniques avancées de contrôle, de prédiction et de planification sont également utilisées pour améliorer l'efficacité énergétique et la fiabilité du système [75–77].

1.3 Description de la problématique

La transition vers les énergies renouvelables est indispensable pour répondre aux défis environnementaux actuels. Cependant, leur déploiement à grande échelle nécessite de surmonter des obstacles techniques, économiques et sociétaux.

- Comment optimiser la production, la distribution et le stockage des énergies renouvelables pour assurer une transition énergétique réussie et durable ?
- Comment intégrer efficacement ces sources d'énergie intermittentes dans le réseau électrique existant tout en garantissant une fiabilité et une sécurité de l'approvisionnement énergétique ?
- Comment assurer la stabilité de l'ensemble, étant donné le comportement non-linéaire de la plupart des composantes de la chaîne de conversion de l'énergie ?

Cette thèse a pour objectif de contribuer à la réponse à ces questions en proposant des solutions innovantes et adaptées à la réalité locale. Il est crucial de travailler sur ces défis afin

d'assurer une transition énergétique réussie et durable, en créant des solutions innovantes et en intégrant efficacement les énergies renouvelables dans le mix énergétique global.

1.4 Objectifs de la thèse

Le sujet de la thèse porte sur les problèmes de commande non-linéaire et d'optimisation des systèmes de conversion de l'énergie interconnectés et associés à des sources renouvelables. En effet, plusieurs convertisseurs sont directement connectés à un seul point de couplage commun dans le réseau électrique (AC ou DC). Leurs interconnexions provoquent une influence sur le réseau de distribution électrique qui risque de perdre sa stabilité (chute de tension, variation de fréquence, ...).

Dans ce cadre, le sujet de la thèse s'articule sur les objectifs suivants :

- Réalisation d'une modélisation dynamique du système de conversion d'énergie;
- Développer des architectures permettant de gérer des transits d'énergie tout en minimisant les impacts liés à l'injection dans le réseau;
- Élaboration des lois de commandes avancées afin de garantir la stabilité de l'ensemble;
- Élaboration d'observateurs afin de réduire le coût de l'installation.

1.5 Structure du mémoire de thèse

Le rapport de thèse est structuré de la manière suivante :

- Le premier chapitre met en évidence l'état de l'art dans le domaine des énergie renouvelables. Il décrit également la problématique à résoudre et énonce les objectifs de la thèse.
- Le deuxième chapitre offre une introduction aux différentes topologies de systèmes de conversion d'énergie électrique, en mettant l'accent sur les systèmes éoliens et solaires. Il explore également les différentes topologies de convertisseurs de puissance utilisés dans ces systèmes. Il contient également une brève présentation des techniques d'extraction du maximum de puissance (MPPT) les plus utilisées pour optimiser la production d'énergie.
- Le troisième chapitre se concentre sur la modélisation des différents composants du système étudié, tels que la turbine éolienne, le panneau photovoltaïque et l'aérogénérateur synchrone à aimant permanent. Il décrit les différentes techniques de modélisation utilisées pour représenter ces composants, y compris les transformations de coordonnées et les modèles de machines triphasées. Il aborde également la modélisation des convertisseurs statiques et de la ligne de transmission HVDC.

- Le quatrième chapitre comporte la synthèse de la commande non-linéaire et optimisation d'un système hybride de conversion des énergies renouvelables. Il présente les objectifs de contrôle et décrit en détail les différentes boucles de régulation, telles que le régulateur de vitesse de rotor de turbine et la régulation de la tension du bus continu. Des résultats de simulation sont également présentés pour évaluer les performances du système.
- Le cinquième chapitre traite la synthèse de commande non linéaire du système éolien connecté à une ligne HVDC via un redresseur Vienna. Il décrit la modélisation du système de conversion et de transport de l'énergie, ainsi que la conception du contrôle non linéaire pour assurer le contrôle en différentes modes de fonctionnement, avec une régulation de la vitesse de la PMSG et la commande de la tension de la ligne HVDC. Des simulations sont réalisées pour évaluer les performances du système contrôlé.
- Le sixième chapitre est réservé à la synthèse de deux observateurs ; observateur grand gain adaptatif pour la ligne HVDC et un observateur pour la PMSG associé à son convertisseur, des simulations sont effectuées pour évaluer les performances de l'observateur.
- Le mémoire se termine par une conclusion générale qui récapitule les résultats obtenus et met en évidence les contributions de la thèse.

1.6 Références

- [1] L. Wang, A. Kolios, X. Liu, D. Venetsanos, and R. Cai. Reliability of offshore wind turbine support structures: A state-of-the-art review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 161:112250, 2022. [2](#)
- [2] Abderrahim El Fadili, Fouad Giri, and Abdelmounime El Magri. Reference voltage optimizer for maximum power point tracking in triphase grid-connected photovoltaic systems. page 10, 2014.
- [3] Salman Hajiaghasi, Ahmad Salemnia, and Mohsen Hamzeh. Hybrid energy storage system for microgrids applications: A review. *Journal of Energy Storage*, 21:543–570, 2019.
- [4] Zaoli Yang, Mojtaba Ghadamyari, Hossein Khorramdel, Seyed Mehdi Seyed Alizadeh, Sasan Pirouzi, Muhammed Milani, Farzad Banihashemi, and Noradin Ghadimi. Robust multi-objective optimal design of islanded hybrid system with renewable and diesel sources/stationary and mobile energy storage systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 148:111295, 2021.
- [5] Chouaib Ammari, Djamel Belatrache, Batoul Touhami, and Salim Makhoulfi. Sizing, optimization, control and energy management of hybrid renewable energy system—a review. *Energy and Built Environment*, 3(4):399–411, 2022. [2](#)
- [6] Diress Tilahun Antalem and Avik Bhattacharya. Multisource grid-connected dc/ac hybrid microgrid decentralized control under input sources variation. *IETE Journal of Research*, 0(0):1–17, 2022. [2](#)

- [7] Zhihan Lv, Weijia Kong, Xin Zhang, Dingde Jiang, Haibin Lv, and Xiaohui Lu. Intelligent security planning for regional distributed energy internet. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(5):3540–3547, 2020.
- [8] Semich Impram, Secil Varbak Nese, and Bülent Oral. Challenges of renewable energy penetration on power system flexibility: A survey. *Energy Strategy Reviews*, 31:100539, 2020. [2](#)
- [9] Xiangjun Li and Shangxing Wang. Energy management and operational control methods for grid battery energy storage systems. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 7(5):1026–1040, 2021. [2](#)
- [10] B. Lokeshgupta and S. Sivasubramani. Multi-objective home energy management with battery energy storage systems. *Sustainable Cities and Society*, 47:101458, 2019. [2](#)
- [11] Han Wang, Zhoupeng Chen, Xingyi Wu, and Xin Nie. Can a carbon trading system promote the transformation of a low-carbon economy under the framework of the porter hypothesis? —empirical analysis based on the psm-did method. *Energy Policy*, 129:930–938, 2019. [3](#)
- [12] Lin-Na Hao, Muhammad Umar, Zeeshan Khan, and Wajid Ali. Green growth and low carbon emission in g7 countries: How critical the network of environmental taxes, renewable energy and human capital is? *Science of The Total Environment*, 752:141853, 2021. [3](#)
- [13] Litong Xu, Ming Cheng, Xinchu Wei, Xiaoming Yan, and Yu Zeng. Dual synchronous rotating frame current control of brushless doubly fed induction generator under unbalanced network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(6):6712–6724, 2021. [3](#)
- [14] Farida Mazouz, Sebti Belkacem, Ilhami Colak, Said Drid, and Youcef Harbouche. Adaptive direct power control for double fed induction generator used in wind turbine. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 114:105395, 2020.
- [15] Elmostafa Chetouani, Youssef Errami, Abdellatif Obbadi, and Smail Sahnoun. Self-adapting pi controller for grid-connected dfig wind turbines based on recurrent neural network optimization control under unbalanced grid faults. *Electric Power Systems Research*, 214:108829, 2023.
- [16] Rajae Laina, Fatima Ez-Zahra Lamzouri, El-Mahjoub Boufounas, Aumeur El Amrani, and Ismail Boumhidi. Intelligent control of a DFIG wind turbine using a PSO evolutionary algorithm. *Procedia Computer Science*, 127:471–480, 2018. [3](#)
- [17] Muhammad Majid Gulzar, Ayesha Iqbal, Daud Sibtain, and Muhammad Khalid. An innovative converterless solar pv control strategy for a grid connected hybrid pv/wind/fuel-cell system coupled with battery energy storage. *IEEE Access*, 11:23245–23259, 2023. [3](#)
- [18] S. Boualem, O. Kraa, M. Benmeddour, M. Kermadi, M. Maamir, and Hakima Cherif. Power management strategy based on elman neural network for grid-connected photovoltaic-wind-battery hybrid system. *Computers and Electrical Engineering*, 99:107823, 2022.
- [19] P. Devachandra Singh and Sarsing Gao. Clean and sustainable micro hydro power generation using parallel variable asynchronous generators controlled by ac-dc-ac converter and fuzzy pso/pi d-statcom for remote areas. *Sustainable Cities and Society*, 77:103527, 2022. [3](#)

- [20] Aziz Watil, Abdelmounime El Magri, Abdelhadi Raihani, Rachid Lajouad, and Fouad Giri. An adaptive nonlinear observer for sensorless wind energy conversion system with PMSG. *Control Engineering Practice*, 98:104356, May 2020. 3
- [21] Emre Hasan Dursun, Hasan Koyuncu, and Ahmet Afsin Kulaksiz. A novel unified maximum power extraction framework for pmsg based wecs using chaotic particle swarm optimization derivatives. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 24(1):158–170, 2021.
- [22] Jian Xun Jin, Ruo Huan Yang, Run Tao Zhang, Ying Jun Fan, Qi Xie, and Xiao Yuan Chen. Combined low voltage ride through and power smoothing control for dfig/pmsg hybrid wind energy conversion system employing a smes-based ac-dc unified power quality conditioner. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 128:106733, 2021.
- [23] Sunhua Huang, Jie Wang, Chen Huang, Lidan Zhou, Linyun Xiong, Jiayan Liu, and Penghan Li. A fixed-time fractional-order sliding mode control strategy for power quality enhancement of pmsg wind turbine. *International Journal of Electrical Power Energy Systems*, 134:107354, 2022. 3
- [24] Mohamed Azeroual, Younes Boujoudar, Lahcen EL Iysaouy, Ayman Aljarbouh, Muhammad Fayaz, Muhammad Shuaib Qureshi, Fazle Rabbi, and Hassane EL Markhi. Energy management and control system for microgrid based wind-pv-battery using multi-agent systems. *Wind Engineering*, 46(4):1247–1263, 2022. 3
- [25] Xiaofeng Sun, Weiyang Wu, Xin Li, and Qinglin Zhao. A research on photovoltaic energy controlling system with maximum power point tracking. In *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579)*, volume 2, pages 822–826 vol.2, 2002. 3
- [26] Badreddine Babes, Amar Boutaghane, and Nouredine Hamouda. A novel nature-inspired maximum power point tracking (mppt) controller based on aco-ann algorithm for photovoltaic (pv) system fed arc welding machines. *Neural Computing and Applications*, 34(1):299–317, 2022.
- [27] Roberto Sussumu Inomoto, José Roberto Boffino de Almeida Monteiro, and Alfeu J. Sguarezi Filho. Boost converter control of pv system using sliding mode control with integrative sliding surface. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(5):5522–5530, 2022.
- [28] Mohamed Stitou. *Contribution à la commande non linéaire des systèmes photovoltaïques*. PhD thesis, Université Mohammed V de Rabat (Maroc), 2021. 3
- [29] Lihua Qiu, Li He, Hongwei Lu, and Dongzhe Liang. Pumped hydropower storage potential and its contribution to hybrid renewable energy co-development: A case study in the qinghai-tibet plateau. *Journal of Energy Storage*, 51:104447, 2022. 3
- [30] Monique de Moel, Peter M. Bach, Abdelmalek Bouazza, Rao M. Singh, and JingLiang O. Sun. Technological advances and applications of geothermal energy pile foundations and their feasibility in australia. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 14(9):2683–2696, 2010. 3
- [31] Guiyan Zang, Jianan Zhang, Junxi Jia, Electo Silva Lora, and Albert Ratner. Life cycle assessment of power-generation systems based on biomass integrated gasification combined cycles. *Renewable Energy*, 149:336–346, 2020. 3

- [32] C. Dhanamjayulu, Shaik Reddi Khasim, Sanjeevikumar Padmanaban, G. Arunkumar, Jens Bo Holm-Nielsen, and Frede Blaabjerg. Design and implementation of multilevel inverters for fuel cell energy conversion system. *IEEE Access*, 8:183690–183707, 2020. 4
- [33] Mohamed Trabelsi, Hani Vahedi, and Haitham Abu-Rub. Review on single-dc-source multilevel inverters: Topologies, challenges, industrial applications, and recommendations. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2:112–127, 2021.
- [34] Marif Daula Siddique, Saad Mekhilef, Noraisyah Mohamed Shah, Adil Sarwar, Atif Iqbal, and Mudasir Ahmed Memon. A new multilevel inverter topology with reduce switch count. *IEEE Access*, 7:58584–58594, 2019. 4
- [35] Sridhar Vavilapalli, S. Umashankar, P. Sanjeevikumar, Viliam Fedák, Lucian Mihet-Popa, and Vigna K. Ramachandaramurthy. A buck-chopper based energy storage system for the cascaded h-bridge inverters in pv applications. *Energy Procedia*, 145:534–541, 2018. Renewable Energy Integration with Mini/Microgrid. 4
- [36] Abualkasim Bakeer, Hossam S Salama, and Istvan Vokony. Integration of pv system with smes based on model predictive control for utility grid reliability improvement. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 6(1):1–13, 2021. 4
- [37] Amina Benabda, Mounia Samira Kelaiaia, Hocine Labar, Pierre-Olivier Logerais, and Jean-Félix Durastanti. Boost chopper mpp assessment based on solar irradiance and predictive duty cycle applied to a pv system. *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(30):19403–19410, 2017. 4
- [38] Ali Bidadfar, Oscar Saborío-Romano, Nicolaos A. Cutululis, and Poul E. Sørensen. Control of offshore wind turbines connected to diode-rectifier-based hvdc systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 12(1):514–523, 2021. 5
- [39] A. El Magri, F. Giri, G. Besançon, A. El Fadili, L. Dugard, and F.Z. Chaoui. Sensorless adaptive output feedback control of wind energy systems with PMS generators. *Control Engineering Practice*, 21(4):530–543, April 2013. 5
- [40] Gutti Om Suraj, K. Narasimha Raju, and Nitin Trivedi. Comparative analysis of li-ion battery charging with different rectifier topologies. *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering*, 8(5):420–424, 2019. 5
- [41] Hafiz Ahmed and Doğan Çelik. Sliding mode based adaptive linear neuron proportional resonant control of vienna rectifier for performance improvement of electric vehicle charging system. *Journal of Power Sources*, 542:231788, 2022. 5
- [42] Chang Liu, Xiangyang Xing, Chunshui Du, Boxue Zhang, Chenghui Zhang, and Frede Blaabjerg. An improved model predictive control method using optimized voltage vectors for vienna rectifier with fixed switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(1):358–371, 2023. 5
- [43] Belkacem Belabbas, Tayeb Allaoui, Mohamed Tadjine, and Mouloud Denai. Comparative study of back-stepping controller and super twisting sliding mode controller for indirect power control of wind generator. *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 10:1555–1566, 2019. 5

- [44] P.P. Singh and B.K. Roy. Comparative performances of synchronisation between different classes of chaotic systems using three control techniques. *Annual Reviews in Control*, 45:152–165, 2018.
- [45] Ben Groelke, John Borek, Christian Earnhardt, Jian Li, Stephen Geyer, and Chris Vermillion. A comparative assessment of economic model predictive control strategies for fuel economy optimization of heavy-duty trucks. In *2018 Annual American Control Conference (ACC)*, pages 834–839, 2018. 5
- [46] Dezhi Xu, Yuchen Dai, Chengshun Yang, and Xinggang Yan. Adaptive fuzzy sliding mode command-filtered backstepping control for islanded pv microgrid with energy storage system. *Journal of the Franklin Institute*, 356(4):1880–1898, 2019. 5
- [47] Zheng Chen, Fanghao Huang, Chunling Yang, and Bin Yao. Adaptive fuzzy backstepping control for stable nonlinear bilateral teleoperation manipulators with enhanced transparency performance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(1):746–756, 2020. 5
- [48] Jie Wang and Didi Bo. Adaptive fixed-time sensorless maximum power point tracking control scheme for dfig wind energy conversion system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 135:107424, 2022. 6
- [49] K. Belmokhtar, M.L. Doumbia, and K. Agbossou. Novel fuzzy logic based sensorless maximum power point tracking strategy for wind turbine systems driven dfig (doubly-fed induction generator). *Energy*, 76:679–693, 2014.
- [50] Syed Muhammad Raza Kazmi, Hiroki Goto, Hai-Jiao Guo, and Osamu Ichinokura. A novel algorithm for fast and efficient speed-sensorless maximum power point tracking in wind energy conversion systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1):29–36, 2011.
- [51] Baike Shen, Bakari Mwinyiwiwa, Yongzheng Zhang, and Boon-Teck Ooi. Sensorless maximum power point tracking of wind by dfig using rotor position phase lock loop (pll). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(4):942–951, 2009.
- [52] Chun Wei, Zhe Zhang, Wei Qiao, and Liyan Qu. Reinforcement-learning-based intelligent maximum power point tracking control for wind energy conversion systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(10):6360–6370, 2015. 6
- [53] Lijie Wang and C. L. Philip Chen. Reduced-order observer-based dynamic event-triggered adaptive nn control for stochastic nonlinear systems subject to unknown input saturation. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 32(4):1678–1690, 2021. 6
- [54] Jiancheng Zhang, Xudong Zhao, Fanglai Zhu, and Hamid Reza Karimi. Reduced-order observer design for switched descriptor systems with unknown inputs. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 65(1):287–294, 2020.
- [55] Hongjing Liang, Xiyue Guo, Yingnan Pan, and Tingwen Huang. Event-triggered fuzzy bipartite tracking control for network systems based on distributed reduced-order observers. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 29(6):1601–1614, 2021. 6

- [56] Louise da C. Ramos, Florent Di Meglio, Valéry Morgenthaler, Luís F. Figueira da Silva, and Pauline Bernard. Numerical design of luenberger observers for nonlinear systems. In *2020 59th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 5435–5442, 2020. [6](#)
- [57] Chouaib Afri, Vincent Andrieu, Laurent Bako, and Pascal Dufour. State and parameter estimation: A nonlinear luenberger observer approach. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 62(2):973–980, 2017.
- [58] Pauline Bernard, Michelangelo Bin, and Lorenzo Marconi. Adaptive output regulation via nonlinear luenberger observer-based internal models and continuous-time identifiers. *Automatica*, 122:109261, 2020. [6](#)
- [59] Hao Sun, Rafal Madonski, Shihua Li, Ya Zhang, and Wenchao Xue. Composite control design for systems with uncertainties and noise using combined extended state observer and kalman filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(4):4119–4128, 2022. [6](#)
- [60] Zheng Liu, Hongbin Ren, Sizhong Chen, Yong Chen, and Jianbo Feng. Feedback linearization kalman observer based sliding mode control for semi-active suspension systems. *IEEE Access*, 8:71721–71738, 2020.
- [61] Li Li, Tianqi Wang, Yuanqing Xia, and Ning Zhou. Trajectory tracking control for wheeled mobile robots based on nonlinear disturbance observer with extended kalman filter. *Journal of the Franklin Institute*, 357(13):8491–8507, 2020. [6](#)
- [62] Shuyou Yu, Jing Wang, Yan Wang, and Hong Chen. Disturbance observer based control for four wheel steering vehicles with model reference. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 5(6):1121–1127, 2018. [6](#)
- [63] P.H. Chang and J.W. Lee. A model reference observer for time-delay control and its application to robot trajectory control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 4(1):2–10, 1996. [6](#)
- [64] Wuquan Li, Xiaoxiao Yao, and Miroslav Krstic. Adaptive-gain observer-based stabilization of stochastic strict-feedback systems with sensor uncertainty. *Automatica*, 120:109112, 2020. [6](#)
- [65] Zongli Lin. Co-design of linear low-and-high gain feedback and high gain observer for suppression of effects of peaking on semi-global stabilization. *Automatica*, 137:110124, 2022.
- [66] Lepeng Chen, Rongxin Cui, Chenguang Yang, and Weisheng Yan. Adaptive neural network control of underactuated surface vessels with guaranteed transient performance: Theory and experimental results. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(5):4024–4035, 2020.
- [67] Wenxiang Deng and Jianyong Yao. Extended-state-observer-based adaptive control of electrohydraulic servomechanisms without velocity measurement. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 25(3):1151–1161, 2020.
- [68] Ke Shao, Jinchuan Zheng, Hai Wang, Feng Xu, Xueqian Wang, and Bin Liang. Recursive sliding mode control with adaptive disturbance observer for a linear motor positioner. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 146:107014, 2021. [6](#)

- [69] Walter Violante, Claudio A. Cañizares, Michele A. Trovato, and Giuseppe Forte. An energy management system for isolated microgrids with thermal energy resources. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 11(4):2880–2891, 2020. 6
- [70] Halil Çimen, Nurettin Çetinkaya, Juan C. Vasquez, and Josep M. Guerrero. A microgrid energy management system based on non-intrusive load monitoring via multitask learning. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 12(2):977–987, 2021. 6
- [71] A.G. Olabi, C. Onumaegbu, Tabbi Wilberforce, Mohamad Ramadan, Mohammad Ali Abdelkareem, and Abdul Hai Al – Alami. Critical review of energy storage systems. *Energy*, 214:118987, 2021. 6
- [72] A.R. Dehghani-Sani, E. Tharumalingam, M.B. Dusseault, and R. Fraser. Study of energy storage systems and environmental challenges of batteries. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 104:192–208, 2019. 6
- [73] D. Mariano-Hernández, L. Hernández-Callejo, A. Zorita-Lamadrid, O. Duque-Pérez, and F. Santos García. A review of strategies for building energy management system: Model predictive control, demand side management, optimization, and fault detect & diagnosis. *Journal of Building Engineering*, 33:101692, 2021. 6
- [74] Çağatay Iris and Jasmine Siu Lee Lam. A review of energy efficiency in ports: Operational strategies, technologies and energy management systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 112:170–182, 2019. 6
- [75] Annamaria Buonomano, Giovanni Barone, and Cesare Forzano. Advanced energy technologies, methods, and policies to support the sustainable development of energy, water and environment systems. *Energy Reports*, 8:4844–4853, 2022. 6
- [76] Colin Tong. *Introduction to materials for advanced energy systems*. Springer, 2019.
- [77] Prakash Pawar and Panduranga Vittal K. Design and development of advanced smart energy management system integrated with iot framework in smart grid environment. *Journal of Energy Storage*, 25:100846, 2019. 6

Chapitre 2

Chaînes de conversion d'énergie éolienne

“Le savoir ne vaut que s'il est partagé.”

Marie Curie

Objectifs

- ▷ Connaître les composants clés impliqués dans la conversion d'énergie électrique;
- ▷ Identifier les différents types de chaînes de conversion d'énergie électrique;
- ▷ Mettre l'accent sur les différentes topologies de convertisseurs utilisées dans les chaînes de conversion d'énergie éolienne.
- ▷ Présenter les différentes techniques MPPT;

Sommaire

2.1 Introduction	17
2.2 Topologies des systèmes de conversion de l'énergie électrique	18
2.2.1 Systèmes d'énergie éolienne à vitesse fixe	19
2.2.2 Système d'énergie éolienne à vitesse variable avec boîte de vitesses	19
2.2.3 Système d'énergie éolienne à vitesse variable à entraînement direct	21
2.3 Topologies des convertisseurs de puissance	23
2.3.1 Redresseurs à diodes	23
2.3.2 Convertisseur PWM back-to-back à deux niveaux :	24
2.3.3 Convertisseur avec six interrupteurs commandés	25
2.3.4 Le redresseur de Vienne	26
2.3.5 Onduleur à Z-source	26
2.3.6 Convertisseur AC/AC à neuf commutateurs	27

2.3.7	Convertisseurs multiniveaux	28
2.3.8	Convertisseur matriciel	30
2.4	Techniques d'extraction du maximum de puissance (MPPT)	31
2.4.1	Techniques MPPT directe	31
2.4.1.1	Perturbation et Observation (P&O)	31
2.4.1.2	Incrémentale Conductance (INC)	31
2.4.1.3	Adaptive Hill Climbing (AHC)	32
2.4.2	Techniques de MPPT indirecte	33
2.4.2.1	La méthode POS (Power to Optimal Speed) et POV (Power to Optimal Voltage)	33
2.4.2.2	Technique MPPT basée sur un réseau de neurones artificiels (ANN)	33
2.4.3	MPPT basé sur un système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS) . .	34
2.5	Conclusion	35
2.6	Références	35

2.1 Introduction

La chaîne de conversion de l'énergie électrique est un ensemble de processus qui permettent de transformer une source d'énergie autre que l'énergie électrique en énergie électrique utilisable. Cette chaîne comprend plusieurs composantes, telles que la production, le transport, la distribution et la consommation d'énergie électrique. Les sources d'énergie électrique peuvent être fossiles (charbon, pétrole, gaz naturel) ou renouvelables (solaire, éolien, hydraulique, géothermique).

Les énergies renouvelables sont de plus en plus utilisées pour la production d'énergie électrique en raison de leur caractère écologique et de leur durabilité croissante. Il existe différentes topologies de systèmes de conversion d'énergie renouvelable, chacune ayant ses avantages et ses inconvénients. Les systèmes photovoltaïques transforment l'énergie solaire en électricité à l'aide de panneaux solaires. Les systèmes éoliens utilisent des turbines pour convertir l'énergie éolienne en électricité. Les centrales hydroélectriques utilisent la force de l'eau pour produire de l'électricité. Chaque source d'énergie renouvelable possède plusieurs topologies et structures différentes, ainsi que des composantes et des technologies diversifiées.

Chaque technologie a des caractéristiques uniques en termes de rendement énergétique, de coût, de maintenance, de durabilité et de fiabilité, ce qui rend important de choisir la technologie la plus appropriée pour chaque application en fonction des caractéristiques locales et des objectifs d'utilisation de l'énergie renouvelable. En outre, chaque technologie utilise des composants spécifiques tels que des convertisseurs statiques, des régulateurs de charge, des batteries de stockage d'énergie, des câbles et des connecteurs électriques, qui doivent être soigneusement sélectionnés pour assurer la performance optimale du système dans des conditions différentes. La diversification des composantes et des technologies est essentielle pour la résilience et la flexibilité des systèmes d'énergie renouvelable dans le contexte d'un approvisionnement énergétique fiable et durable.

L'énergie éolienne est l'une des sources d'énergie renouvelable les plus utilisées dans le monde, produite par la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Les systèmes éoliens peuvent être divisés en deux grandes catégories ; les éoliennes terrestres et les éoliennes offshore. Les éoliennes modernes utilisent principalement deux types de générateurs ; les générateurs synchrones à aimants permanents (PMSG) [1, 2] et les générateurs asynchrones à double alimentation (DFIG) [3, 4]. La conversion AC-DC peut être effectuée par différents types de redresseurs, tandis que l'extraction maximale de puissance peut être réalisée par différents algorithmes MPPT [5, 6].

Dans ce chapitre, une vue d'ensemble des différentes topologies et technologies utilisées dans la chaîne de conversion d'énergie sera présentée, avec un intérêt particulier pour la production d'énergie éolienne.

2.2 Topologies des systèmes de conversion de l'énergie électrique

Les éoliennes et les convertisseurs électroniques de puissance sont des éléments clés des systèmes d'énergie éolienne (WECS). Les générateurs sont chargés de convertir l'énergie mécanique issue du vent à travers les éoliennes en énergie électrique, tandis que le système électronique de puissance sert à adapter la puissance générée aux paramètres du récepteur, qu'il s'agisse du réseau électrique, d'une batterie, d'un bus à courant continu, etc. Les premières éoliennes de grande puissance ont utilisé une machine asynchrone à cage d'écureuil directement couplée au réseau électrique et entraînée par un multiplicateur. Pour assurer un fonctionnement stable, sa vitesse est maintenue approximativement constante grâce à un système mécanique d'orientation des pales. Les générateurs les plus couramment utilisés pour la conversion d'énergie éolienne à vitesse variable sont les générateurs d'induction à double alimentation (DFIG) et les générateurs synchrones. Les générateurs d'induction à double alimentation sont insérés dans des systèmes avec une électronique de puissance partiellement dimensionnée, où le stator est directement connecté au réseau et le rotor est contrôlé par le convertisseur électronique. Pendant de nombreuses années, le DFIG a été le choix privilégié pour les WECS à vitesse variable de grande taille directement connectés au réseau en raison de la possibilité de contrôler la fréquence et l'amplitude de la tension générée par le circuit rotor, indépendamment de la vitesse de rotation.

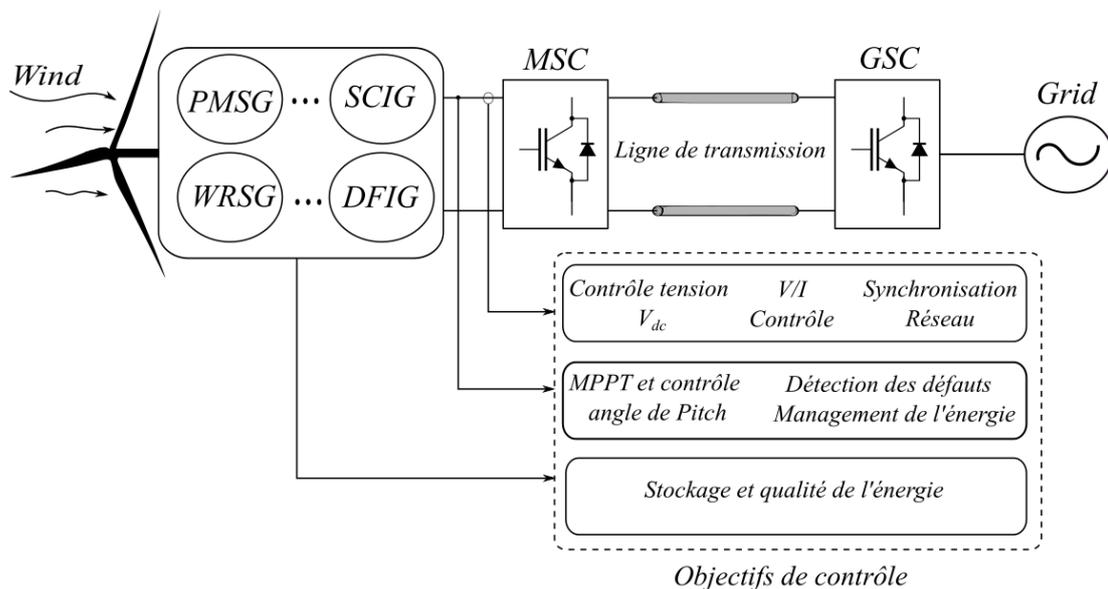


Figure 2.1: Structures générales de WECS connectés au réseau

Les générateurs synchrones sont en grande partie découplés du réseau, ce qui en fait un choix privilégié pour les systèmes à électronique de puissance de grande échelle. Au cours des dernières années, les générateurs synchrones à aimants permanents (PMSG) multipolaires sont devenus le choix préféré, car ils n'ont pas besoin de boîte de vitesses. Cela réduit les pertes dans les systèmes éoliens, minimise les exigences en matière de maintenance et

augmente la fiabilité et l'efficacité du système. La figure 2.1 illustre une vue d'ensemble des structures générales des systèmes éoliens connectés au réseau et de leurs objectifs de commande.

2.2.1 Systèmes d'énergie éolienne à vitesse fixe

Les premières éoliennes de grande puissance ont utilisé une machine asynchrone à cage d'écurieul [7], également directement couplée au réseau électrique et entraînée par un multiplicateur. Pour assurer un fonctionnement stable, sa vitesse est maintenue approximativement constante grâce à un système mécanique d'orientation des pales. La génératrice doit maintenir une vitesse de rotation proche du synchronisme (point $g=0$).

Le dispositif le plus couramment utilisé consiste à coupler mécaniquement le rotor de la machine asynchrone à l'arbre de transmission de l'aérogénérateur via le multiplicateur de vitesse, et à connecter directement le stator de la machine au réseau (Figure 2.2). Cependant, cette configuration ne permet à la machine de fonctionner que sur une plage de vitesse très limitée (glissement inférieur à 2 % en raison du nombre fixe de paires de pôles. Si le glissement devient trop important, les courants statoriques peuvent devenir destructeurs.

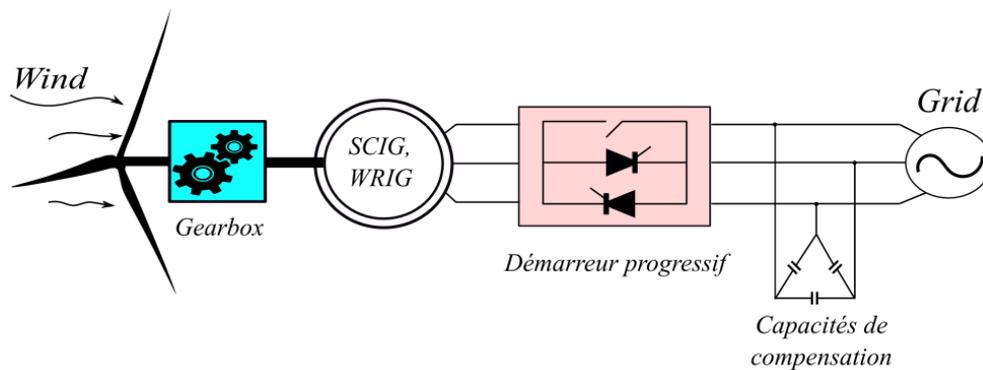


Figure 2.2: Éoliennes à vitesse fixe

Bien que cette méthode de fonctionnement soit simple, elle peut être bruyante en raison des variations aérodynamiques dues à l'orientation des pales et ne permet pas d'exploiter toute la puissance disponible pour les vitesses de vent élevées [8, 9]. Les variations du couple mécanique sont fréquentes en raison des changements de vitesse du vent et d'orientation des pales, provoquant des perturbations dans le courant injecter dans le réseau électrique. En outre, ce type de convertisseur électromécanique consomme de l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation du rotor de la machine, ce qui dégrade le facteur de puissance global. Toutefois, l'ajout de capacités de compensation peut améliorer ce facteur de puissance.

2.2.2 Système d'énergie éolienne à vitesse variable avec boîte de vitesses

Les éoliennes à vitesse variable Fig.2.3 avec boîte de vitesses présentent des avantages tels qu'une grande fiabilité, une structure simple et un coût réduit [10, 11]. Cependant, afin d'étendre leur plage de fonctionnement, une alternative pour un système de production

d'énergie éolienne à vitesse variable repose sur un générateur synchrone à engrenages multi-étages. Ce système permet de contrôler la vitesse du générateur en contrôlant le convertisseur côté générateur (MSC), tandis que la tension du bus continu et la puissance réactive transmise au réseau peuvent être contrôlées par l'intermédiaire du convertisseur côté réseau (GSC) [12, 13]. Cependant, ce concept présente des inconvénients tels qu'un coût élevé et des pertes engendrées par le convertisseur à grande échelle par rapport à un système de production d'énergie éolienne à vitesse constante.

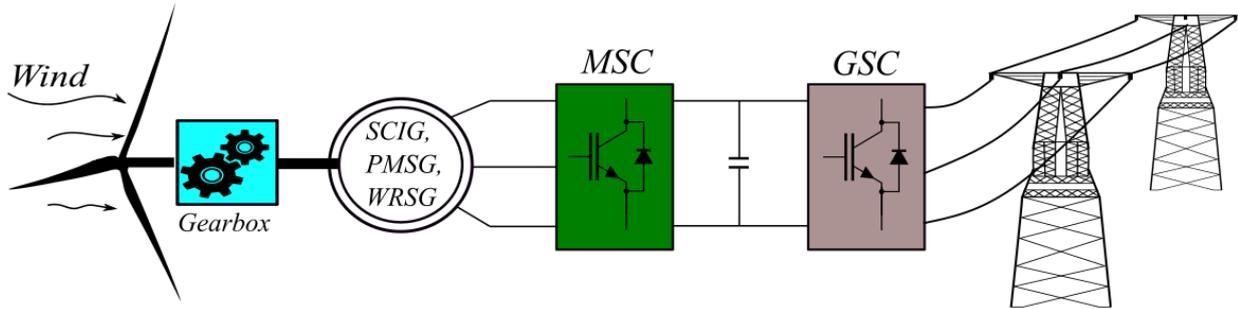


Figure 2.3: WECS à vitesse variable avec un SCIG/PMSG/WRSG

Les éoliennes à vitesse variable avec boîte de vitesses peuvent utiliser différents types de générateurs synchrones tels que la PMSG, la génératrice à rotor synchrone (WRSG) et la génératrice à induction à cage d'écureuil (SCIG). Le PMSG est le plus efficace et compact, mais le coût élevé des matériaux d'aimant permanent peut être un inconvénient pour les grandes éoliennes. Le WRSG est moins coûteux mais moins efficace et plus encombrant que le PMSG, et nécessite un entretien plus régulier [14]. Le SCIG est le moins cher, mais a une efficacité légèrement inférieure et une perte de puissance plus élevée à basse vitesse de rotation. En outre, le contrôle de la vitesse variable du SCIG est plus complexe que celui des autres types de générateurs synchrones.

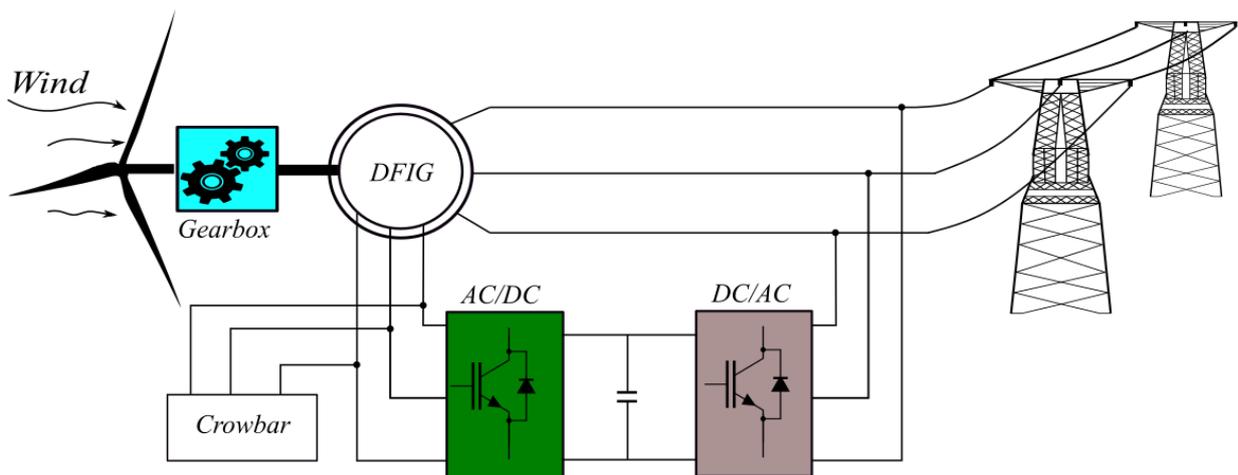


Figure 2.4: WECS à vitesse variable avec DFIG à boîte de vitesses

Une alternative supplémentaire basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation (DFIG) consiste à connecter directement le stator du générateur au réseau pour fournir de l'énergie, tandis que le rotor est relié à des convertisseurs AC/DC et DC/AC pour assurer la

synchronisation de la fréquence entre le rotor et le réseau. La plage de variation de la vitesse du DFIG est généralement de $\pm 30\%$ autour de la vitesse synchrone, et cette topologie présente plusieurs avantages [15], tels qu'une large plage de contrôle de la vitesse, une consommation de puissance réactive réduite, une amélioration de la résistance mécanique, l'utilisation de convertisseurs de puissance moins puissants et une réduction du bruit acoustique.

Cependant, cette topologie a également plusieurs inconvénients, tels qu'un mécanisme de contrôle complexe, la nécessité de connecter un dispositif supplémentaire appelé Crowbar [16] au convertisseur côté rotor pour protéger les convertisseurs en cas de déséquilibre du réseau Fig. 2.4, ainsi qu'une maintenance fréquente des bagues collectrices et des balais utilisés dans le DFIG, pouvant entraîner des défaillances de la machine.

2.2.3 Système d'énergie éolienne à vitesse variable à entraînement direct

Les boîtes de vitesses à plusieurs étages causent des pertes d'énergie dans les systèmes éoliens à grande vitesse, chaque étage entraînant une perte d'environ 1% de la puissance appliquée à l'arbre d'entrée [17]. Les éoliennes utilisent souvent des multiplicateurs à trois étages, entraînant une perte totale de 3%. Avec l'augmentation de la capacité de production des éoliennes, le nombre d'étages des multiplicateurs augmentera, entraînant davantage de pertes d'énergie et des difficultés de maintenance pour les parcs éoliens offshore de grande capacité. Ainsi, les systèmes éoliens à entraînement direct sont préférables, car ils réduisent les pertes d'énergie associées et n'utilisent pas de multiplicateurs.

Les éoliennes à entraînement direct à vitesse variable, également appelées éoliennes à rotor externe, sont une technologie émergente pour la production d'énergie éolienne. Elles se caractérisent par l'utilisation d'un générateur synchrone directement connecté aux pales de l'éolienne [18, 19], éliminant ainsi la nécessité d'une boîte de vitesses. Cette technologie offre plusieurs avantages, notamment une maintenance réduite, une durée de vie prolongée, une meilleure efficacité énergétique et une réduction des coûts en éliminant la boîte de vitesses.

Les éoliennes à entraînement direct à vitesse variable présentent également la capacité de produire de l'énergie électrique à des vitesses de vent plus faibles, ce qui augmente leur capacité de production totale d'énergie. En outre, cette technologie est plus silencieuse que les éoliennes à vitesse variable équipées de boîtes de vitesses, ce qui réduit les problèmes de bruit pour les communautés environnantes. Cependant, il y a aussi des inconvénients à cette technologie. Les éoliennes à entraînement direct à vitesse variable ont tendance à être plus lourdes et plus grandes que les éoliennes à vitesse fixe [20], ce qui peut poser des défis logistiques pour le transport et l'installation. De plus, la production d'énergie électrique à des vitesses de vent plus faibles peut rendre la régulation de la production d'énergie plus difficile. Malgré ces défis, les avantages de cette technologie en font une option intéressante pour la production d'énergie éolienne à grande échelle.

Les machines synchrones à excitation continue [21] sont une alternative intéressante pour les éoliennes qui permettent de se passer de la boîte à vitesse Fig.2.5, qui est souvent la source de nombreux problèmes pour la production d'énergie éolienne. Cette alternative est possible

grâce à un très grand nombre de paires de pôles dans la machine, permettant ainsi de compenser la fréquence par rapport à la vitesse réduite. Cependant, la complexité de conception et la réactance synchrone importante de ces machines peuvent dégrader le facteur de puissance.

Malgré cela, ces machines ont une plage de variation de vitesse importante, variant de 0.5 à 1.2 de la vitesse de synchronisme. De plus, deux convertisseurs sont utilisés pour contrôler la puissance débitée au réseau, dimensionnés pour la puissance totale de la génératrice.

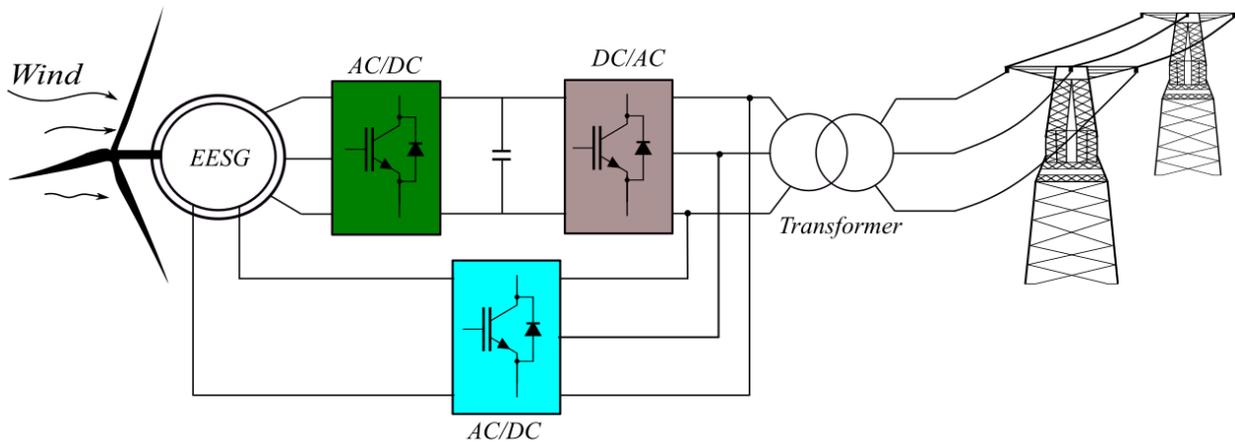


Figure 2.5: WECS à vitesse variable avec machine synchrone à excitation en courant continu

Les machines synchrones à aimants permanents constituent une alternative intéressante pour les applications éoliennes, car elles peuvent se passer de la boîte à vitesse Fig.2.6 et offrent un rendement élevé grâce à l'utilisation d'un aimant permanent au rotor à plusieurs pôles. De plus, elles ne consomment pas d'énergie réactive dans le circuit rotorique, ce qui améliore encore leur efficacité [22]. Ces machines sont généralement équipées d'un bobinage fractionnaire qui permet d'obtenir un grand nombre de paires de pôles avec un nombre réduit d'encoches au stator. Cependant, ce type de bobinage peut créer un champ d'entrefer contenant de nombreux harmoniques qui produisent des pertes joule. Ces pertes peuvent accélérer le claquage des isolants et réduire la durée de vie du cuivre. Par conséquent, il est essentiel de prendre en compte ces pertes lors de la conception des machines synchrones à aimants permanents afin de garantir leur efficacité et leur durabilité.

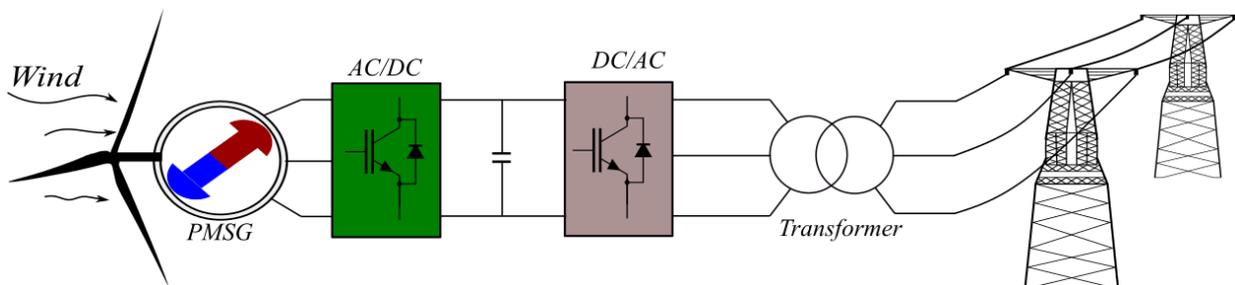


Figure 2.6: WECS à vitesse variable avec PMSG

Les systèmes sans boîte à vitesse présentent également un taux de défaillance jugé faible, car ils éliminent certaines sources de défauts, tels que le multiplicateur de vitesse et le sys-

tème de bagues et balais pour les génératrices à aimants. Cela permet de minimiser les frais d'entretien, ce qui est particulièrement intéressant pour les applications éoliennes, notamment pour les sites offshore difficilement accessibles.

2.3 Topologies des convertisseurs de puissance

Les éoliennes et les convertisseurs statiques de puissance font partie intégrante des systèmes éoliens. Les générateurs sont responsables de la conversion de l'énergie mécanique récupérée par les éoliennes en énergie électrique, et les convertisseurs statiques de puissance ont pour rôle d'adapter la puissance générée aux paramètres du récepteur, qu'il s'agisse du réseau électrique, d'un parc de batteries ou d'un bus à courant continu.

Au cours des dernières années, les aérogénérateurs à base de la PMSG multipolaire sont devenus le choix préféré, car ils ne nécessitent pas de boîte de vitesses, ce qui réduit les pertes dans les systèmes éoliens, minimise les besoins de maintenance et augmente la fiabilité et l'efficacité du système. Les améliorations significatives apportées aux interrupteurs de puissance ont également permis l'émergence de nouvelles topologies de convertisseurs de puissance pour l'interfaçage des sources d'énergie renouvelable.

De nombreuses solutions techniques possibles pour les systèmes électriques des éoliennes sont liées à l'électronique de puissance, car elles peuvent améliorer les performances dynamiques et stationnaires, aider à contrôler le générateur d'éolienne et à découpler le générateur du réseau électrique. Les convertisseurs AC/DC/AC sont considérés comme l'une des meilleures solutions pour les systèmes éoliens, car ils permettent d'extraire la puissance maximale du vent tout en fournissant une électricité de haute qualité au réseau. Parmi les topologies les plus citées dans la littérature, celles utilisées comme étage redresseur pour la PMSG.

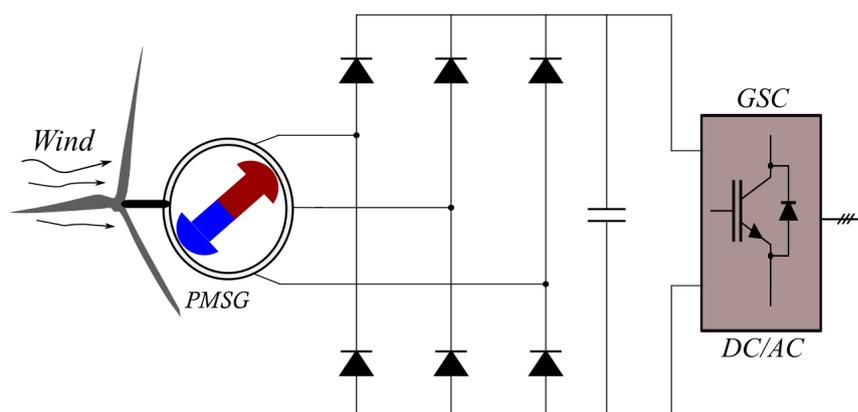


Figure 2.7: Convertisseur de source de tension (VSC)

2.3.1 Redresseurs à diodes

Le redresseur à diodes est largement utilisé comme convertisseur AC-DC [23]. Un seul pont de diodes triphasé, comme illustré dans la Figure 2.7, est une solution économique, mais il

ne fonctionne bien qu'à des vitesses de vent élevées. À basse vitesse, la tension redressée est inférieure à la tension du réseau. L'élément de liaison DC peut être un condensateur Fig.2.7 dans les convertisseurs de source de tension (VSC), ou une inductance Fig.2.8 dans les convertisseurs de source de courant (CSC). Cependant, cette configuration présente plusieurs limitations et inconvénients, tels que l'impossibilité d'extraire la puissance maximale et l'absence de contrôle sur la dynamique de l'aérogénérateur ou sur la qualité de l'énergie produite.

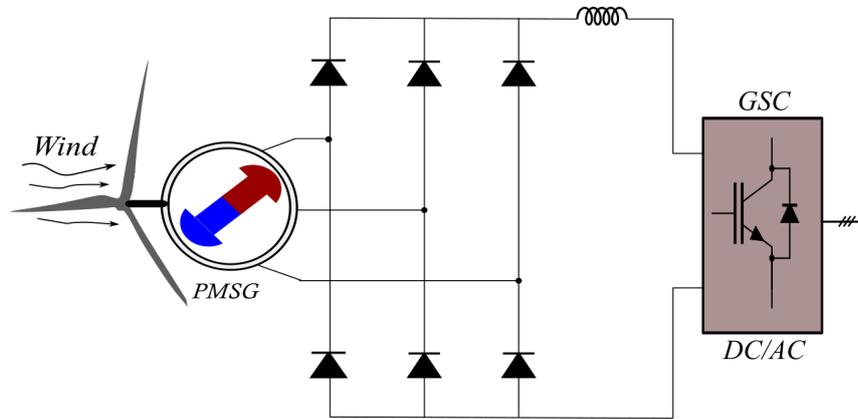


Figure 2.8: Convertisseur source de courant (CSC)

2.3.2 Convertisseur PWM back-to-back à deux niveaux :

Pour remédier aux limitations de la première topologie, un hacheur boost DC-DC en cascade avec un redresseur à diode est utilisé Fig.2.9. Le convertisseur boost utilisé côté DC présente deux avantages : premièrement, une facilité de suivi du point de puissance maximale (MPPT) et deuxièmement, une meilleure flexibilité de contrôle de la GSC grâce au contrôle de la tension de la liaison DC à un niveau supérieur à l'amplitude de la tension du réseau [24]. Cependant, le contrôle d'un PMSG à vitesse variable par un redresseur à diode en cascade avec un hacheur DC-DC présente les mêmes inconvénients que le redresseur à diode, tels que l'absence de contrôle sur le facteur de puissance du générateur, entraînant ainsi une réduction de l'efficacité du générateur, en plus du taux de distorsion harmonique élevé dans les enroulements du générateur.

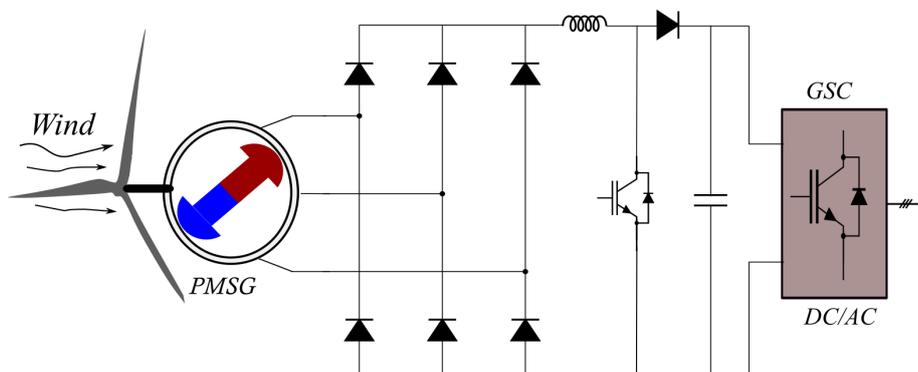


Figure 2.9: Redresseur à diode en cascade avec un hacheur

2.3.3 Convertisseur avec six interrupteurs commandés

Le convertisseur à six commutateurs Fig.2.10, fonctionnant comme un redresseur commandé ou onduleurs de tension, est la topologie prédominante pour être utilisée comme MSC-GSC dans les applications éoliennes [25, 26]. Cette topologie est composée de deux convertisseurs VSI-PWM (à modulation de largeur d'impulsion) connectés par un condensateur de stockage, ce qui permet de relier le générateur au réseau électrique et de contrôler la puissance électrique fournie au réseau (MPPT ou APPT). Contrairement aux redresseurs à diodes, les redresseurs commandés peuvent contrôler la tension continue fournie au réseau électrique en ajustant la phase et l'amplitude du courant alternatif généré par l'éolienne, en utilisant généralement des interrupteurs de puissance tels que des thyristors, des IGBT ou des MOSFET.

En associant cette topologie au PMSG, on peut réguler la vitesse du générateur, le facteur de puissance et le couple électromagnétique avec une faible distorsion harmonique de courant. Le bus DC assure le découplage entre le générateur et le réseau, de sorte que les transitoires dans le générateur n'apparaissent pas côté réseau [27]. De plus, la tension nette du bus DC doit être maintenue plus élevée que le pic de la tension ligne à ligne du réseau pour assurer un bon fonctionnement du convertisseur côté réseau.

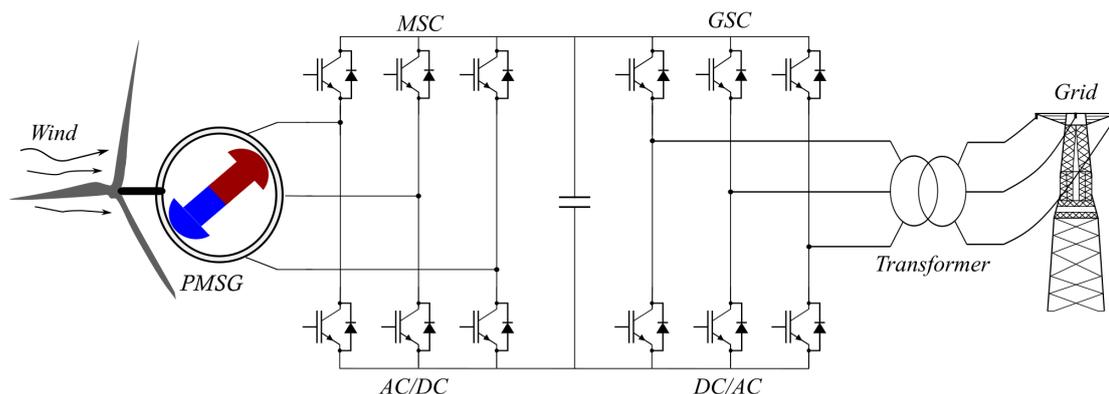


Figure 2.10: Convertisseur avec six interrupteurs MSC-GSC

Les onduleurs triphasés sont des convertisseurs DC/AC largement utilisés dans les systèmes d'énergie renouvelable pour leur capacité à fournir une énergie propre et stable dans le réseau électrique. Ils sont connus pour leur haut rendement et leur meilleure qualité de l'onde de sortie. La structure de ces onduleurs permet de contrôler la fréquence des signaux injectés avec celle du réseau, ainsi que la qualité de la puissance et l'amplitude de tension en sortie de l'onduleur.

Cependant, l'existence de six interrupteurs commandés rend cette configuration plus coûteuse, avec des pertes de commutation et de conduction relativement élevées qui dépendent de la fréquence, ainsi qu'un taux d'harmoniques total (THD) relativement important [28]. Les performances de ces convertisseurs dépendent également de la stratégie de commande adoptée. Malgré cela, le contrôle fin de la puissance fournie au réseau électrique et les avantages en termes de qualité de la tension de sortie, font des convertisseurs commandés une option encore attractive.

2.3.4 Le redresseur de Vienne

Le redresseur Vienna Fig.2.11 est une topologie de convertisseur de puissance relativement nouvelle et innovante, qui gagne en popularité dans les applications éoliennes [29, 30]. Il s'agit d'un redresseur à trois niveaux qui peut être utilisé comme MSC pour les éoliennes à aimant permanent. Le redresseur Vienna offre plusieurs avantages par rapport aux redresseurs traditionnels à deux niveaux, tels que les redresseurs VSI-PWM. Tout d'abord, le redresseur Vienna nécessite moins d'interrupteurs de puissance, ce qui réduit considérablement les coûts de fabrication et de maintenance. Le redresseur Vienna offre de nombreux avantages, notam-

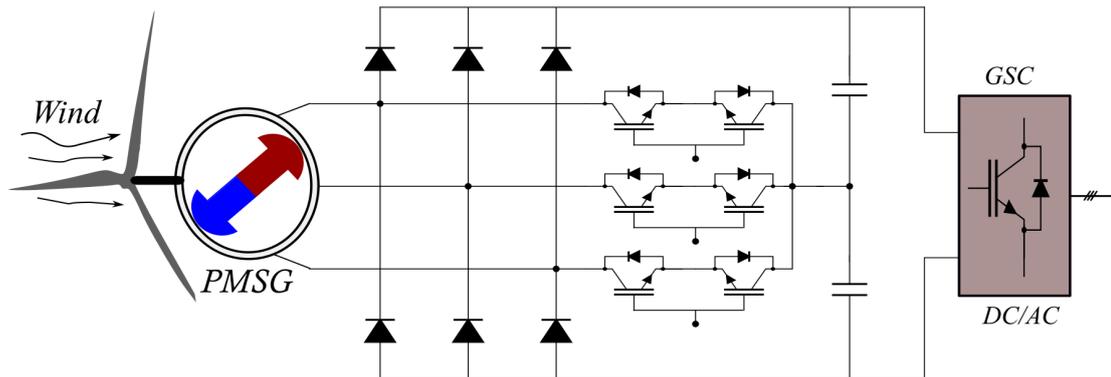


Figure 2.11: Une topologie du redresseur Vienna

ment la réduction des pertes de commutation et de conduction, ce qui contribue à une durée de vie plus longue et à une meilleure fiabilité du système. En outre, il permet une commande efficace de la puissance active et réactive, ce qui facilite la gestion de la puissance dans les systèmes électriques. Le redresseur Vienna peut également générer une onde de courant sinusoïdale conforme aux normes du réseau électrique, ce qui favorise une meilleure interconnexion avec les réseaux d'énergie. Cette topologie de redresseur permet également de réduire les harmoniques et d'améliorer la forme d'onde du courant [31]. De plus, le fonctionnement à haute fréquence du redresseur Vienna améliore l'efficacité globale du système. Grâce aux avancées technologiques actuelles dans les semiconducteurs de puissance et les contrôleurs, le redresseur Vienna est désormais une solution efficace pour la conversion et la gestion de l'énergie électrique dans les réseaux électriques modernes.

Cependant, cette technologie présente également des inconvénients telles que la complexité de conception et de synthèse du contrôleur, la nécessité de filtrage supplémentaire pour éliminer complètement les harmoniques.

2.3.5 Onduleur à Z-source

Les onduleurs Z-source Fig.2.12 sont une famille d'onduleurs électriques permettant la conversion d'énergie électrique entre deux sources de tension électrique. Contrairement aux onduleurs traditionnels, qui utilisent des topologies à pont complet pour connecter la source d'entrée à la charge, l'onduleur Z-source utilise un réseau d'impédance unique offrant un degré supplémentaire de liberté au processus de conversion d'énergie [32, 33].

Cette topologie est constituée d'une bobine et de deux condensateurs, disposés dans une configuration spécifique formant une forme en "Z". La bobine est placée en série avec la source de tension d'entrée continue (DC), tandis que les deux condensateurs sont connectés en parallèle les uns avec les autres et en série avec la charge. Le réseau Z-source est ensuite connecté à un pont d'onduleur standard pour compléter le processus de conversion d'énergie.

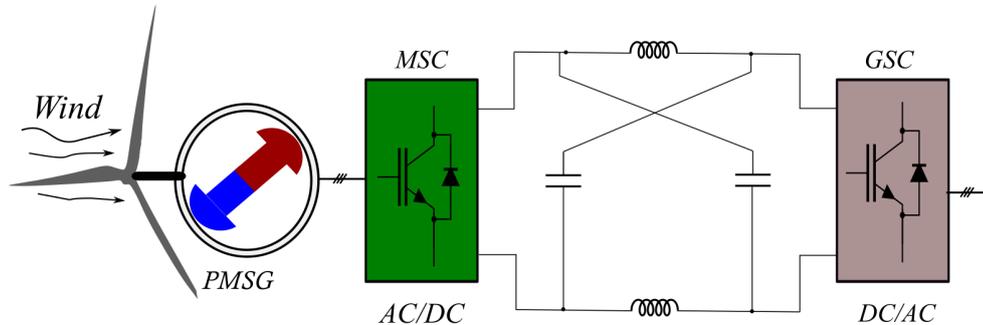


Figure 2.12: Onduleur à source Z

La topologie de l'onduleur Z-source offre plusieurs avantages tels que sa capacité à fournir une tension de sortie boostée et à fonctionner avec une tension d'entrée variable, adaptée aux systèmes d'énergie renouvelable, ainsi que sa résistance aux interférences électromagnétiques avec une efficacité accrue par rapport aux onduleurs traditionnels. Cependant, son utilisation comporte des limites telles qu'une complexité et un coût élevés, une contrôlabilité réduite à des niveaux de puissance élevés, ainsi que des problèmes de stabilité et de fiabilité. De plus, pour surmonter les limites de la technologie dans certaines applications telles que les systèmes de conversion d'énergie éolienne, des techniques de contrôle avancées peuvent être nécessaires.

2.3.6 Convertisseur AC/AC à neuf commutateurs

L'onduleur à neuf commutateurs Fig.2.13 est une topologie de convertisseur qui présente des avantages considérables en termes d'économies d'énergie et de réduction des coûts par rapport aux convertisseurs back-to-back traditionnels [34]. Cette topologie peut économiser trois commutateurs par rapport à la configuration traditionnelle à deux ponts avec douze commutateurs au total.

Cette topologie se caractérise par des entrées et des sorties sinusoïdales, un facteur de puissance d'entrée unitaire, ce qui répond facilement aux préoccupations pratiques de réduction des coûts. Malgré cela, le convertisseur à neuf commutateurs présente également des limitations. Bien qu'il puisse économiser des semiconducteurs, ses comptages de commutation sont toujours égaux à la configuration à douze commutateurs lorsqu'il est exploité à la même fréquence de commutation pour les deux topologies.

De plus, les techniques de commande de modulation telles que la MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) ou la MLI vectorielle ne permettent pas d'augmenter de manière significative l'efficacité de l'onduleur. Néanmoins, l'onduleur à neuf commutateurs offre des

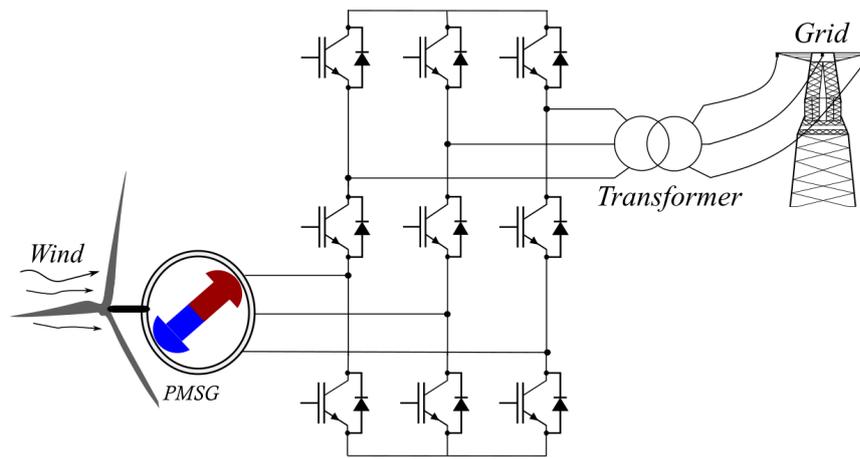


Figure 2.13: Convertisseur AC/AC à neuf commutateurs

avantages en termes de coûts, ce qui en fait une solution intéressante pour les applications où la réduction des coûts est une préoccupation majeure [35].

2.3.7 Convertisseurs multiniveaux

Les convertisseurs multiniveaux sont une technologie de pointe pour la production de tensions de sortie à plusieurs niveaux, permettant ainsi l'utilisation de filtres de sortie à dimensionnement réduit. Ces convertisseurs sont particulièrement adaptés aux niveaux de puissance élevés et aux grandes applications éoliennes [36–39]. Les topologies les plus courantes sont le convertisseur à points neutres (NPC) Fig.2.14, le convertisseur à condensateurs volants (FC) Fig.2.15 et convertisseur à niveaux modulaires en cascade H-bridge (HB-MMC) Fig.2.16.

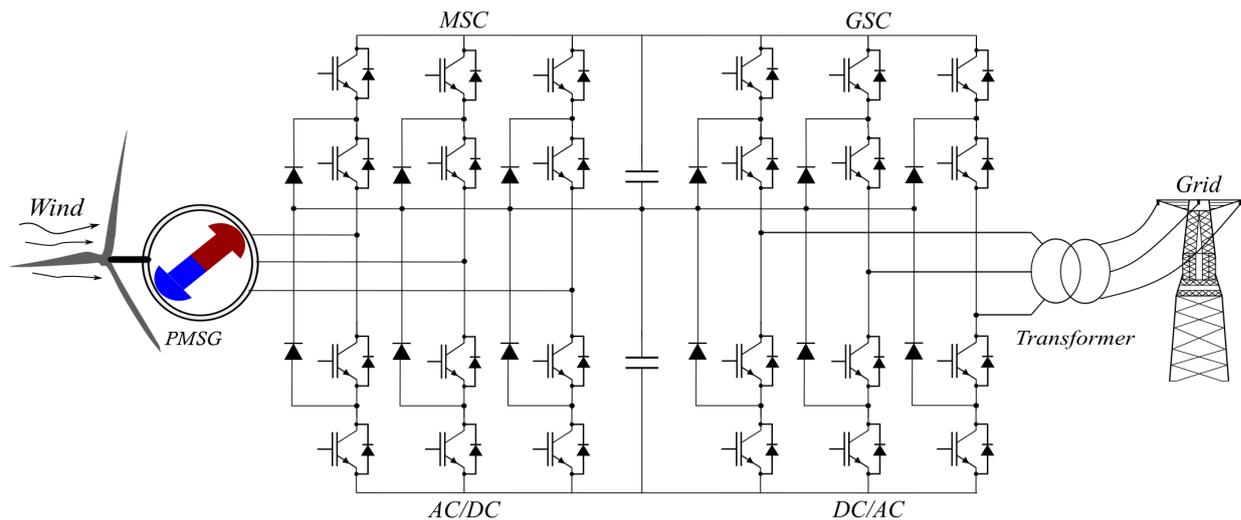


Figure 2.14: Convertisseur à points neutres (NPC)

Ces dernières années, les convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC) [40–42] ont été largement étudiés pour répondre aux besoins de puissance élevée et de tension élevée dans les applications industrielles. Le MMC est un convertisseur multiniveau haute tension sans transformateurs de fréquence de ligne, composé de sous-modules de demi-ponts convertisseurs offrant une grande fiabilité grâce à leur redondance. Avec un grand nombre de modules,

le MMC permet une réduction significative de la fréquence de commutation moyenne sans compromettre la qualité de l'énergie électrique. Cette structure modulaire est attractive pour les entraînements moyenne tension, la transmission à courant continu haute tension (HVDC) et les systèmes de transmission d'énergie électrique flexibles.

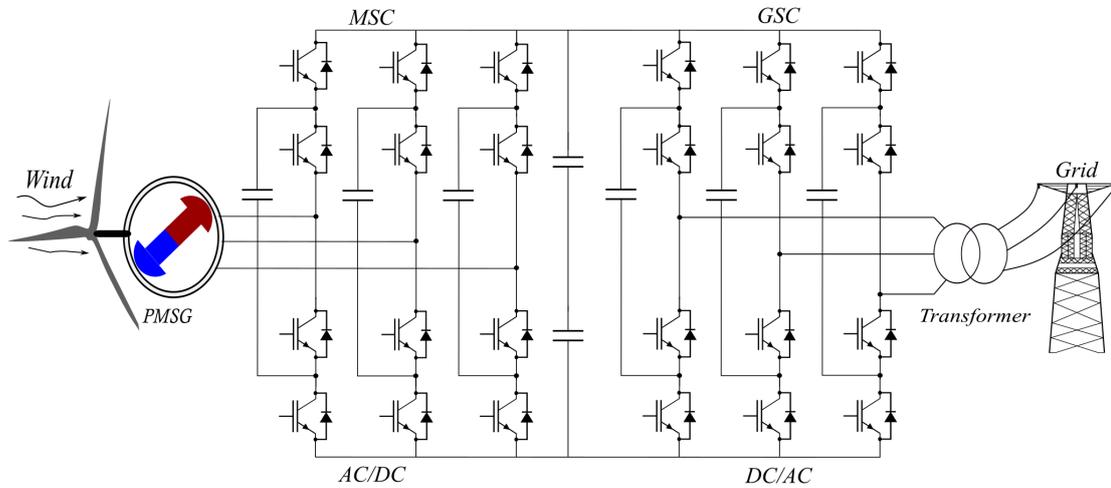


Figure 2.15: Convertisseur à condensateurs flottants (FC)

Les avantages des convertisseurs multiniveaux comprennent une structure modulaire, une fiabilité accrue, une dérivation réduite des interrupteurs, un fonctionnement tolérant aux pannes, des formes d'ondes de sortie quasi-sinusoidales et une efficacité élevée. Cependant, ils ont également des inconvénients, tels que la complexité des stratégies de contrôle et le grand nombre de mesures nécessaires pour assurer la stabilité du système de conversion de l'énergie.

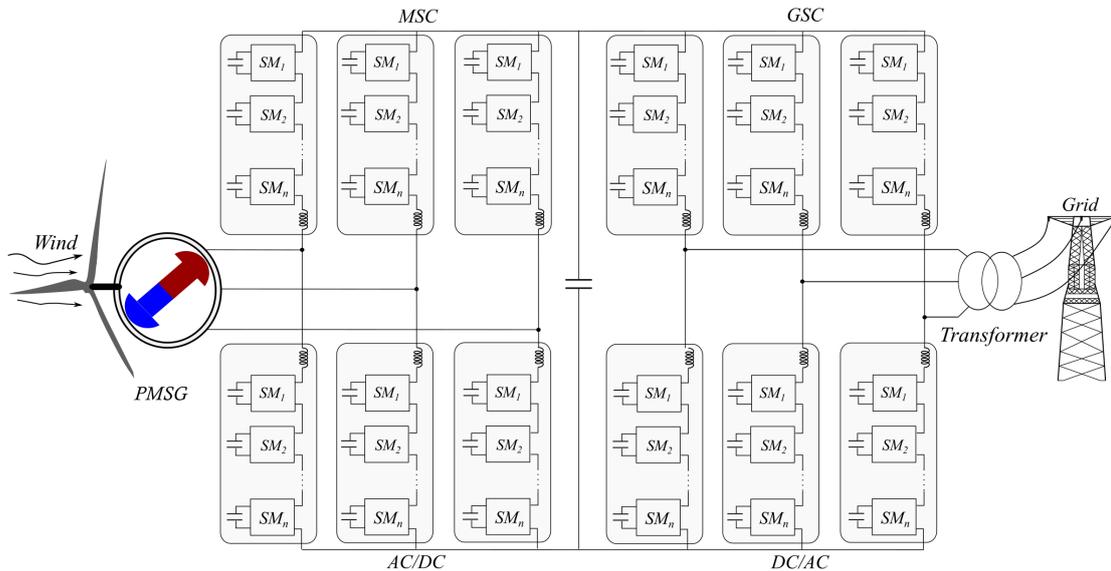


Figure 2.16: Convertisseur à niveaux modulaires en cascade (MMC)

Une unité du sous-modules SM est montrée dans la Figure 2.17. Elle peut être réalisée à l'aide d'un convertisseur en demi-pont basé sur deux transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) et un condensateur de stockage de courant continu. Alternativement, le convertisseur pourrait être basé sur un pont en H, qui utilise quatre IGBT.

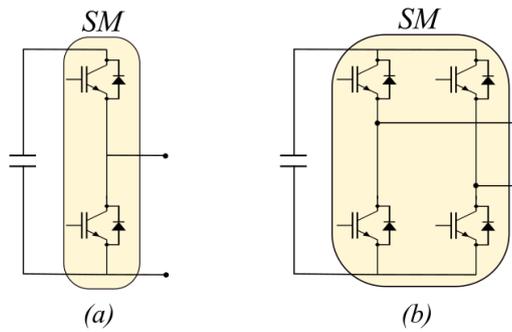


Figure 2.17: Sous-modules SM: (a) demi-pont; (b) pont-H(HB-MMC)

2.3.8 Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel Fig.2.18 est une alternative intéressante au convertisseur back-to-back conventionnel pour les systèmes éoliens. Contrairement à ce dernier, il ne nécessite pas de condensateur de liaison DC, ce qui réduit les coûts et les encombrements. De plus, le convertisseur matriciel permet un contrôle simultané des quantités de l'énergie côté générateur et côté réseau [43, 44], offre une haute fiabilité et un contenu harmonique de sortie inférieur.

Cependant, le convertisseur matriciel nécessite un grand nombre d'interrupteurs et un contrôle complexe qui peut causer des problèmes de commutation. Le manque de composante réactive rend également le système sensible à la distorsion de l'alimentation électrique. Enfin, bien que les convertisseurs matriciels soient utilisés dans les applications industrielles de faible puissance et basse tension, leur utilisation dans les systèmes éoliens reste limitée en raison de la complexité du contrôle et du coût élevé.

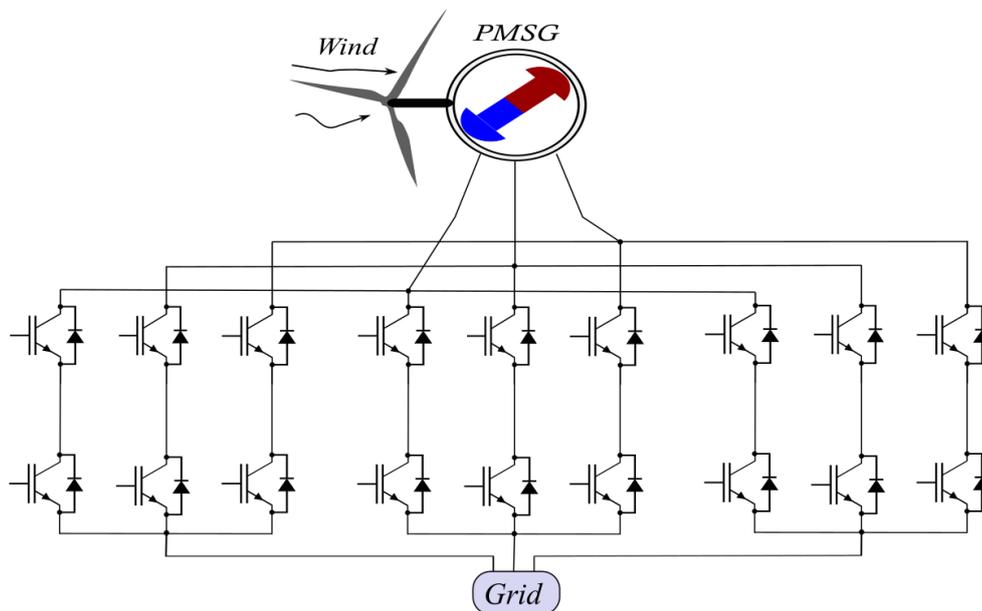


Figure 2.18: Convertisseur matriciel

2.4 Techniques d'extraction du maximum de puissance (MPPT)

L'intégration de sources d'énergie renouvelable (RES) est en plein essor en tant que solution pour améliorer la fiabilité et la qualité de l'alimentation électrique, réduire la pression sur les réseaux électriques nationaux et minimiser les émissions de carbone dans l'environnement. Parmi les différentes RES, l'énergie éolienne connaît une croissance constante grâce aux avancées technologiques. Toutefois, pour atteindre une efficacité aérodynamique maximale, il est important d'utiliser des contrôleurs/techniques de suivi du point de puissance maximale (MPPT) dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne (WECS). Le domaine des techniques MPPT pour les WECS, en particulier celles basées sur des génératrices synchrones à aimants permanents (PMSG), a été largement étudié et développé pour une récolte optimale de l'énergie disponible dans le vent. D'un autre côté, l'extraction maximale de la puissance d'un système photovoltaïque (PV) joue également un rôle crucial dans l'amélioration de l'efficacité en présence de conditions de faible ensoleillement. Pour optimiser l'utilisation de ces systèmes coûteux, une technique appropriée de suivi du point de puissance maximale (MPPT) pour suivre le MPP est indispensable.

2.4.1 Techniques MPPT directe

2.4.1.1 Perturbation et Observation (P&O)

La technique Perturbation et Observation (P&O) est l'une des méthodes les plus simples et les plus couramment utilisées pour le suivi du point de puissance maximale (MPPT) dans les systèmes d'énergie solaire et éolienne [45]. Cette méthode fonctionne en surveillant la puissance de sortie du module solaire ou de l'éolienne et en modifiant la tension d'entrée du convertisseur jusqu'à ce que la puissance de sortie maximale soit atteinte. La tension est augmentée ou diminuée d'un petit pas par rapport à la tension précédente, et la puissance est mesurée à chaque étape. Si la puissance de sortie diminue par rapport à la valeur précédente, la tension est inversée pour se rapprocher du point de puissance maximale, cette technique est illustré dans l'organigramme de l'algorithme 2.19. Cette technique est simple et peu coûteuse, mais elle peut causer une oscillation autour du point de puissance maximale et ne fonctionne pas efficacement dans des conditions de faible irradiation ou de vent faible.

2.4.1.2 Incrémentale Conductance (INC)

La méthode MPPT Incrémentale Conductance [46] utilise une approche plus sophistiquée pour atteindre le point de puissance maximale dans les systèmes solaires et éoliens. Cette méthode mesure la tension et le courant de sortie du module solaire ou de l'éolienne et calcule la pente de la courbe de puissance. La tension est ensuite modifiée pour maintenir cette pente à zéro, ce qui permet de maximiser la puissance de sortie, cette technique est illustré dans l'organigramme de l'algorithme 2.20. Cette méthode est plus efficace que la méthode P&O et

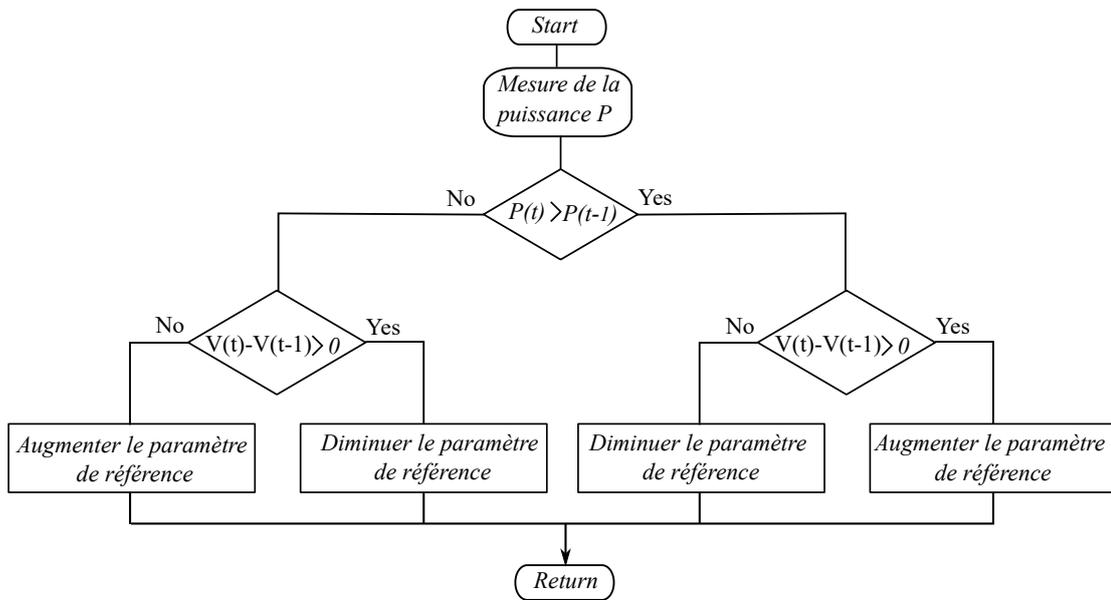


Figure 2.19: Organigramme de l'algorithme P&O

peut fonctionner dans des conditions de faible irradiation ou de vent faible. Cependant, elle est plus complexe et plus coûteuse à mettre en œuvre.

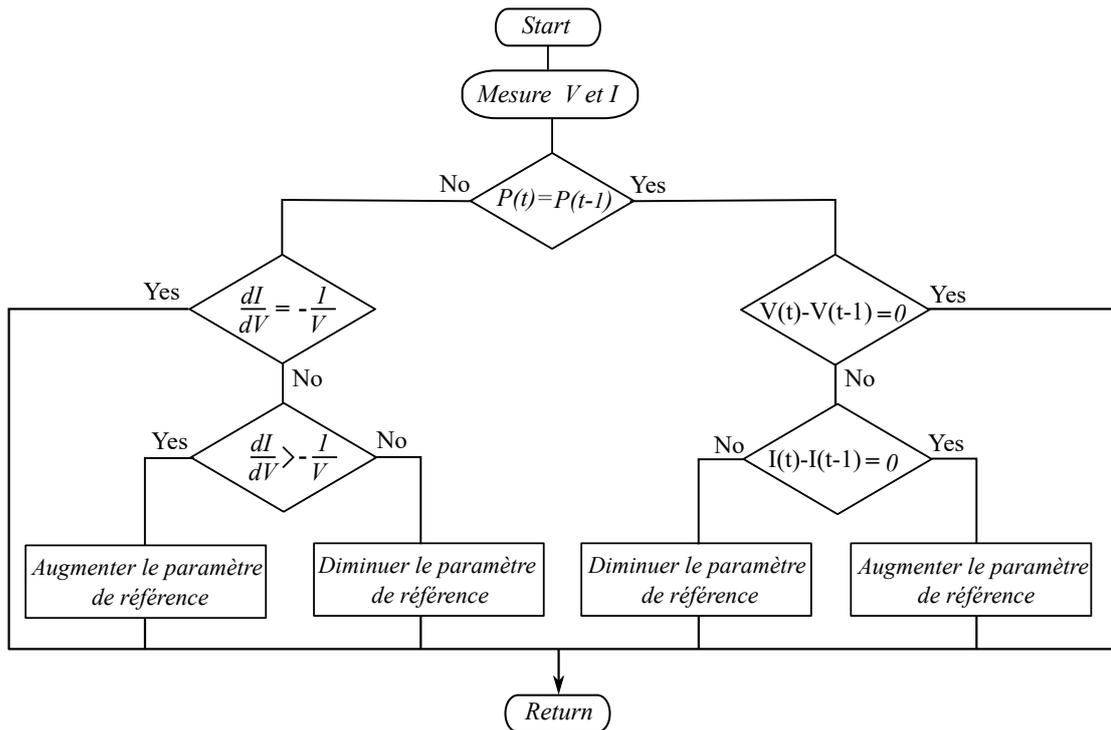


Figure 2.20: Organigramme de l'algorithme Conductance Incrémentale

2.4.1.3 Adaptive Hill Climbing (AHC)

Cette technique utilise une approche heuristique qui implique une recherche en temps réel des valeurs de tension d'entrée qui maximisent la puissance de sortie [47, 48]. La technique commence à partir d'une valeur initiale et explore ensuite les valeurs voisines jusqu'à ce que le

maximum soit atteint. Cette technique présente plusieurs avantages, notamment sa capacité à fonctionner efficacement dans des conditions difficiles, sa rapidité pour atteindre le point de puissance maximale, sa facilité d'implémentation. Cependant, elle peut également entraîner une perte de puissance si elle est mal configurée, et le processus itératif peut prendre du temps pour atteindre le point de puissance maximale.

2.4.2 Techniques de MPPT indirecte

2.4.2.1 La méthode POS (Power to Optimal Speed) et POV (Power to Optimal Voltage)

Le POS (Power to Optimal Speed) décrit dans [49] est utilisé pour générer une référence de vitesse basée sur la recherche de puissance maximale en ligne, sans se soucier de la vitesse de vent correspondante. Pour ce faire, la figure 2.21-(a) est utilisée pour déterminer la fonction MPP polynomiale $\Omega_{Opt} = F(P)$.

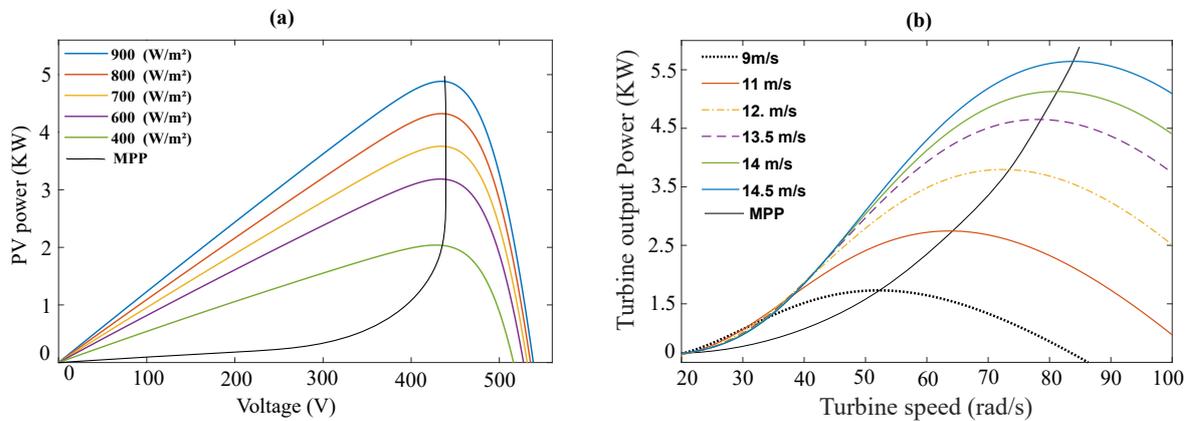


Figure 2.21: Courbe de puissance : (a) PV en fonction de tension; (b) Éolienne en fonction de vitesse

Le POV (Power to Optimal Voltage) décrit dans [50] est utilisé en ligne pour générer une référence de tension d'un panneau solaire. Cet optimiseur est conçu sur la base de la caractéristique puissance-tension, qui montre qu'il existe un couple unique (Tension ; Puissance) impliquant la plus grande puissance extractible, quel que soit la valeur de la radiation. L'ensemble de tous ces couples optimaux (Tension ; Puissance) est représenté par la courbe MPP 2.21-(b). Les valeurs de tension optimales peuvent être obtenues par interpolation. La conception de cet optimiseur ne nécessite pas de mesure de radiation k , mais est basée sur la caractéristique de fonctionnement du générateur photovoltaïque.

2.4.2.2 Technique MPPT basée sur un réseau de neurones artificiels (ANN)

Le réseau de neurones artificiels (ANN) est un nouveau type de technologie de traitement de l'information [51]. La structure de réseau de neurones la plus couramment utilisée comprend trois couches : la couche d'entrée, la couche cachée et la couche de sortie avec des poids assignés à chaque couche Fig.2.22, cette technique nécessite un entraînement hors ligne prolongé, de nombreux échantillons de données d'entrée et de sortie sont utilisés pour entraîner

Le réseau de neurones artificiels, créant ainsi un modèle mathématique de la fonction inconnue pour le système. L'entraînement peut prendre du temps et le nombre de neurones dans la couche cachée a une grande influence sur le temps d'entraînement du réseau et la précision des résultats. Actuellement, de nombreux chercheurs combinent les réseaux de neurones avec d'autres algorithmes intelligents pour obtenir de meilleurs résultats.

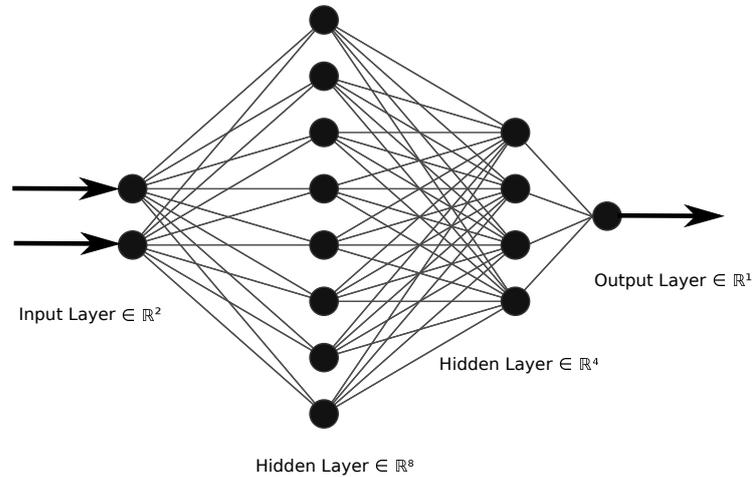


Figure 2.22: Réseau de neurones artificiels (ANN)

2.4.3 MPPT basé sur un système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS)

L'ANFIS est un système d'inférence qui combine les avantages des réseaux de neurones et de la logique floue. Il est capable d'apprendre les relations non-linéaires à partir des données d'entrée et de prédire les valeurs de sortie [52]. Dans le cas du MPPT, les données d'entrée sont la tension et le courant de sortie de l'éolienne Fig.2.23 ou du panneau solaire, tandis que la valeur de sortie est la tension optimale à appliquer pour maximiser la production d'énergie.

Le système ANFIS peut être entraîné à partir des données collectées à partir des panneaux solaires pour apprendre la relation entre la tension de sortie et la puissance produite. Ensuite, il peut être utilisé pour prédire la tension de sortie optimale en temps réel en fonction des conditions d'ensoleillement actuelles. Cela permet de maximiser la production d'énergie solaire en ajustant en temps réel la tension de sortie pour suivre le MPP.

L'avantage de l'utilisation de l'ANFIS pour le MPPT est qu'il est capable de s'adapter aux changements de conditions d'ensoleillement et du vent, qui peuvent être imprévisibles et non-linéaires. De plus, l'ANFIS peut être facilement implémenté sur un microcontrôleur, ce qui en fait une solution rentable pour les systèmes solaires autonomes.

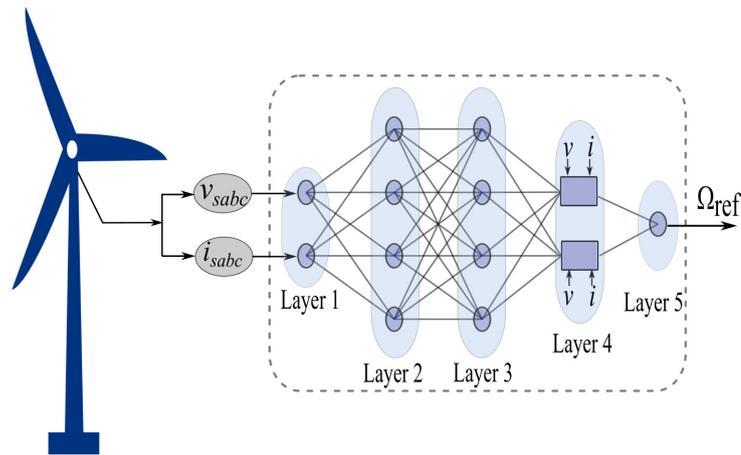


Figure 2.23: MPPT basé sur l'ANFIS pour une éolienne

2.5 Conclusion

La chaîne de conversion d'énergie électrique est un processus complexe qui implique la transformation de différentes sources d'énergie en énergie électrique utilisable. Les énergies renouvelables, telles que l'énergie solaire, éolienne et hydraulique, sont de plus en plus utilisées dans cette chaîne en raison de leur durabilité et de leur caractère écologique. Cependant, chaque technologie a des caractéristiques uniques en termes de rendement énergétique, de coût, de maintenance, de durabilité et de fiabilité, et doit être soigneusement sélectionnée pour assurer la performance optimale du système dans des conditions différentes. La diversification des composants et des technologies est essentielle pour la résilience et la flexibilité des systèmes d'énergie renouvelable dans le contexte d'un approvisionnement énergétique fiable et durable. Dans ce chapitre, nous avons particulièrement mis l'accent sur les technologies de production d'énergie éolienne, qui sont de plus en plus utilisées dans le monde entier pour produire de l'énergie électrique à partir de l'énergie cinétique du vent.

2.6 Références

- [1] L. Pan and C. Shao, "Wind energy conversion systems analysis of pmsg on offshore wind turbine using improved smc and extended state observer," *Renewable Energy*, vol. 161, pp. 149–161, 2020. [17](#)
- [2] J. Chen, W. Yao, C.-K. Zhang, Y. Ren, and L. Jiang, "Design of robust mppt controller for grid-connected pmsg-based wind turbine via perturbation observation based nonlinear adaptive control," *Renewable Energy*, vol. 134, pp. 478–495, 2019. [17](#)
- [3] M. Amer Saeed, H. Mehroz Khan, A. Ashraf, and S. Aftab Qureshi, "Analyzing effectiveness of lvr techniques for dfig wind turbine system and implementation of hybrid combination with control schemes," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 2487–2501, 2018. [17](#)
- [4] B. Desalegn, D. Gebeyehu, and B. Tamirat, "Wind energy conversion technologies and engineering

- approaches to enhancing wind power generation: A review," *Heliyon*, vol. 8, no. 11, p. e11263, 2022. [17](#)
- [5] G. Chandra Mahato, S. Ranjan Biswal, T. Roy Choudhury, B. Nayak, and S. Bikash Santra, "Review of active power control techniques considering the impact of mppt and fppt during high pv penetration," *Solar Energy*, vol. 251, pp. 404–419, 2023. [17](#)
- [6] S. Motahhir, A. El Hammoumi, and A. El Ghzizal, "The most used mppt algorithms: Review and the suitable low-cost embedded board for each algorithm," *Journal of Cleaner Production*, vol. 246, p. 118983, 2020. [17](#)
- [7] D. Saheb-Koussa, M. Haddadi, M. Belhamel, S. Hadji, and S. Nouredine, "Modeling and simulation of the fixed-speed wecs (wind energy conversion system): Application to the algerian sahara area," *Energy*, vol. 35, no. 10, pp. 4116–4125, 2010. [19](#)
- [8] D. K. Bhutto, J. Ahmed Ansari, S. S. Hussain Bukhari, and F. Akhtar Chachar, "Wind energy conversion systems (wecs) generators: A review," in *2019 2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)*, 2019, pp. 1–6. [19](#)
- [9] A. Karadeniz, M. E. Balci, and S. H. Abdel Aleem, "Chapter 14 - integration of fixed-speed wind energy conversion systems into unbalanced and harmonic distorted power grids," in *Decision Making Applications in Modern Power Systems*, S. H. Abdel Aleem, A. Y. Abdelaziz, A. F. Zobaa, and R. Bansal, Eds. Academic Press, 2020, pp. 365–388. [19](#)
- [10] A. R. periyamayagam and Y. Joo, "Integral sliding mode control for increasing maximum power extraction efficiency of variable-speed wind energy system," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 139, p. 107958, 2022. [19](#)
- [11] A. Watil, A. El Magri, A. Raihani, R. Lajouad, and F. Giri, "Multi-objective output feedback control strategy for a variable speed wind energy conversion system," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 121, p. 106081, 2020. [19](#)
- [12] M. Mansour, M. Mansouri, S. Bendoukha, and M. Mimouni, "A grid-connected variable-speed wind generator driving a fuzzy-controlled pmsg and associated to a flywheel energy storage system," *Electric Power Systems Research*, vol. 180, p. 106137, 2020. [20](#)
- [13] H. Merabet Boulouiha, A. Allali, M. Laouer, A. Tahri, M. Denai, and A. Draou, "Direct torque control of multilevel svpwm inverter in variable speed scig-based wind energy conversion system," *Renewable Energy*, vol. 80, pp. 140–152, 2015. [20](#)
- [14] L. Miaofen, W. Tianyang, C. Fulei, and F. Zhipeng, "Component matching chirplet transform via frequency-dependent chirp rate for wind turbine planetary gearbox fault diagnostics under variable speed condition," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 161, p. 107997, 2021. [20](#)
- [15] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*, 1st ed. New Jersey, USA: Wiley, 2011. [21](#)
- [16] K. Onishi, Y. Li, K. Koiwa, F. Liu, T. Zanma, and K.-Z. Liu, "Analysis on the operation of crowbar in doubly fed induction generators," *Electric Power Systems Research*, vol. 215, p. 108950, 2023. [21](#)

- [17] Y. Aafif, A. Chelbi, L. Mifdal, S. Dellagi, and I. Majdouline, "Optimal preventive maintenance strategies for a wind turbine gearbox," *Energy Reports*, vol. 8, pp. 803–814, 2022, technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and Sustainability. [21](#)
- [18] M. Yousefzadeh, S. H. Kia, and D. Arab Khaburi, "Emulation of direct-drive wind energy conversion systems based on permanent magnet synchronous generators," in *2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2021, pp. 1–5. [21](#)
- [19] J. Yan, H. Lin, Y. Feng, and Z. Zhu, "Control of a grid-connected direct-drive wind energy conversion system," *Renewable Energy*, vol. 66, pp. 371–380, 2014. [21](#)
- [20] G. van de Kaa, M. van Ek, L. M. Kamp, and J. Rezaei, "Wind turbine technology battles: Gearbox versus direct drive - opening up the black box of technology characteristics," *Technological Forecasting and Social Change*, vol. 153, p. 119933, 2020. [21](#)
- [21] V. M. Krishna, V. Sandeep, S. Murthy, and K. Yadlapati, "Experimental investigation on performance comparison of self excited induction generator and permanent magnet synchronous generator for small scale renewable energy applications," *Renewable Energy*, vol. 195, pp. 431–441, 2022. [21](#)
- [22] K. Palanimuthu, G. Mayilsamy, S. R. Lee, S. Y. Jung, and Y. H. Joo, "Comparative analysis of maximum power extraction and control methods between pmsg and pmvg-based wind turbine systems," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 143, p. 108475, 2022. [22](#)
- [23] T. R. de Freitas, P. J. Menegáz, and D. S. Simonetti, "Rectifier topologies for permanent magnet synchronous generator on wind energy conversion systems: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 54, pp. 1334–1344, 2016. [23](#)
- [24] M. Rahimi, "Modeling, control and stability analysis of grid connected pmsg based wind turbine assisted with diode rectifier and boost converter," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 93, pp. 84–96, 2017. [24](#)
- [25] M. Bhaskar, S. Padmanaban, D. J. Almahles, N. Gupta, and U. Subramaniam, "Double-switch switched-inductor converter with minimal switch voltage stress for renewable energy conversion," *Computers & Electrical Engineering*, vol. 98, p. 107682, 2022. [25](#)
- [26] M. Nabatirad, R. Razzaghi, and B. Bahrani, "Autonomous power balance in hybrid ac/dc microgrids," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 146, p. 108752, 2023. [25](#)
- [27] A. Mudholker, P. Menghal, and A. Laxmi, "Svpwm based converter for pmsg based wind energy conversion system," *Procedia Computer Science*, vol. 70, pp. 676–682, 2015, proceedings of the 4th International Conference on Eco-friendly Computing and Communication Systems. [25](#)
- [28] J. Kaushal and P. Basak, "Power quality control based on voltage sag/swell, unbalancing, frequency, thd and power factor using artificial neural network in pv integrated ac microgrid," *Sustainable Energy, Grids and Networks*, vol. 23, p. 100365, 2020. [25](#)

- [29] A. Mansouri, A. E. Magri, R. Lajouad, F. Giri, and A. Watil, "An adaptive non-linear control of a wind energy conversion system connected to an hvdc line involving a vienna rectifier," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 55, no. 12, pp. 806–811, 2022, 14th IFAC Workshop on Adaptive and Learning Control Systems ALCOS 2022. [26](#)
- [30] C. Qin and X. Li, "Improved control scheme for simultaneous reduction of common-mode voltage and current harmonic distortion of the vienna-type rectifier with balanced and unbalanced neutral-point voltages," *ISA Transactions*, vol. 131, pp. 415–426, 2022. [26](#)
- [31] H. Ahmed and D. Çelik, "Sliding mode based adaptive linear neuron proportional resonant control of vienna rectifier for performance improvement of electric vehicle charging system," *Journal of Power Sources*, vol. 542, p. 231788, 2022. [26](#)
- [32] M. Alizadeh and S. S. Kojori, "Small-signal stability analysis, and predictive control of z-source matrix converter feeding a pmsg-wecs," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 95, pp. 601–616, 2018. [26](#)
- [33] A. R. Dehghanzadeh, V. Behjat, and M. R. Banaei, "Double input z-source inverter applicable in dual-star pmsg based wind turbine," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 82, pp. 49–57, 2016. [26](#)
- [34] O. Gulbudak, M. Gokdag, and H. Komurcugil, "Lyapunov-based model predictive control of dual-induction motors fed by a nine-switch inverter to improve the closed-loop stability," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 146, p. 108718, 2023. [27](#)
- [35] O. Gulbudak and M. Gokdag, "Finite control set model predictive control approach of nine switch inverter-based drive systems: Design, analysis, and validation," *ISA Transactions*, vol. 110, pp. 283–304, 2021. [28](#)
- [36] F. Eroğlu, M. Kurtoğlu, A. Eren, and A. M. Vural, "A novel adaptive state-of-charge balancing control scheme for cascaded h-bridge multilevel converter based battery storage systems," *ISA Transactions*, vol. 135, pp. 339–354, 2023. [28](#)
- [37] S. Saleh, X. St. Onge, W. McGivney, and J. McLeod, "A new multi-level ac-dc power electronic converter for applications in pmg-based wecss," in *2017 IEEE/IAS 53rd Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (ICPS)*, 2017, pp. 1–9.
- [38] T. Duan, T. Cheng, and V. Dinavahi, "Heterogeneous real-time co-emulation for communication-enabled global control of ac/dc grid integrated with renewable energy," *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 1, pp. 261–270, 2020.
- [39] M. Diaz, R. Cardenas, M. Espinoza, F. Rojas, A. Mora, J. C. Clare, and P. Wheeler, "Control of wind energy conversion systems based on the modular multilevel matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 8799–8810, 2017. [28](#)
- [40] Q. Xiao, Y. Mu, H. Jia, Y. Jin, X. Yu, R. Teodorescu, and J. M. Guerrero, "Novel modular multilevel converter-based five-terminal mv/lv hybrid ac/dc microgrids with improved operation capability under unbalanced power distribution," *Applied Energy*, vol. 306, p. 118140, 2022. [28](#)

- [41] H. Li, F. Deng, J. Zhao, J. Tian, Y. Lu, and G. Li, "Variable sampling frequency based sm power losses balancing control for mmcs with bypassed faulty sms," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, pp. 1–12, 01 2023.
- [42] F. Deng, Y. Chen, J. Dou, C. Liu, Z. Chen, and F. Blaabjerg, "Isolation forest based submodule open-circuit fault localization method for modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 01 2022. [28](#)
- [43] M. H. Ahmed, C. Fei, F. C. Lee, and Q. Li, "Single-stage high-efficiency 48/1 v sigma converter with integrated magnetics," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 1, pp. 192–202, 2020. [30](#)
- [44] G. C. Goodwin, M. M. Seron, and G. Mirzaeva, "A novel control strategy for matrix converters based on transient power balance," *Automatica*, vol. 153, p. 111027, 2023. [30](#)
- [45] H. H. Mousa, A.-R. Youssef, and E. E. Mohamed, "State of the art perturb and observe mppt algorithms based wind energy conversion systems: A technology review," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 126, p. 106598, 2021. [31](#)
- [46] M. E. Başoğlu, "Comprehensive review on distributed maximum power point tracking: Submodule level and module level mppt strategies," *Solar Energy*, vol. 241, pp. 85–108, 2022. [31](#)
- [47] M. S. Bouakkaz, A. Boukadoum, O. Boudebbouz, I. Attoui, N. Boutasseta, and A. Bouraiou, "Fuzzy logic based adaptive step hill climbing mppt algorithm for pv energy generation systems," in *2020 International conference on computing and information technology*. IEEE, 2020, pp. 1–5. [32](#)
- [48] V. L. Mishra, Y. K. Chauhan, and K. Verma, "A critical review on advanced reconfigured models and metaheuristics-based mppt to address complex shadings of solar array," *Energy Conversion and Management*, vol. 269, p. 116099, 2022. [32](#)
- [49] A. El Magri, F. Giri, G. Besançon, A. El Fadili, L. Dugard, and F. Chaoui, "Sensorless adaptive output feedback control of wind energy systems with PMS generators," *Control Engineering Practice*, vol. 21, no. 4, pp. 530–543, Apr. 2013. [33](#)
- [50] A. E. Fadili, F. Giri, and A. E. Magri, "Reference voltage optimizer for maximum power point tracking in triphase grid-connected photovoltaic systems," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 60, pp. 293–301, 2014. [33](#)
- [51] L. P. Jyothy and M. R. Sindhu, "An artificial neural network based mppt algorithm for solar pv system," in *2018 4th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, 2018, pp. 375–380. [33](#)
- [52] S. A. Ibrahim, A. Nasr, and M. A. Enany, "Maximum power point tracking using anfis for a reconfigurable pv-based battery charger under non-uniform operating conditions," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 114 457–114 467, 2021. [34](#)

Chapitre 3

Modélisation de la chaîne de conversion

“ Le savoir est la seule richesse qui s'accroît quand on la partage.”

Socrate

Objectifs

- ▷ Élaborer des modèles mathématique pour les composantes de la chaînes de conversion d'énergie électrique.
- ▷ Développer des modèles mathématiques de base pour des convertisseur de puissance.
- ▷ Analyser les performances des modèles proposés, valider la cohérence et précision des résultats par simulations.

Sommaire

3.1 Introduction	43
3.2 Modélisation de la turbine :	45
3.3 Modélisation du panneau photovoltaïque (PV)	47
3.4 Modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimant permanent	49
3.4.1 Transformation de Park	50
3.4.2 Modèle de la machine triphasée dans les coordonnées (abc)	52
3.4.3 Modèle de la machine triphasée dans les coordonnées ((dq))	53
3.4.4 Modèle de la machine triphasée dans les coordonnées ($\alpha\beta$)	54
3.4.5 Modèle de la machine cinq phases dans les coordonnées ((dq)-xy)	54
3.5 Modélisation de convertisseurs statiques	56
3.5.1 Redresseur triphasé commandé AC/DC	56
3.5.2 Onduleur triphasé DC/AC	58
3.5.3 Redresseur de Vienna triphasé AC/DC	59

3.6 Modélisation de la ligne de transmission HVDC	61
3.7 Conclusion	62
3.8 Références	62

3.1 Introduction

Les convertisseurs de puissance jouent un rôle essentiel dans les éoliennes et les systèmes photovoltaïques (PV), car ils permettent de faciliter l'intégration de ces sources d'énergie renouvelable dans les réseaux électriques. Les éoliennes et les panneaux solaires produisent de l'énergie sous des formes variables, notamment en fonction de la vitesse du vent et de l'intensité lumineuse. Les convertisseurs de puissance permettent de réguler, transformer et adapter cette énergie pour qu'elle puisse être injectée dans le réseau électrique de manière stable et contrôlée. Dans les éoliennes, les convertisseurs de puissance sont utilisés pour convertir l'énergie mécanique du vent en énergie électrique. Le générateur de l'éolienne produit une tension variable, souvent à fréquence variable, qui doit être transformée en tension alternative stable et synchronisée avec le réseau. Les convertisseurs de puissance jouent un rôle crucial dans cette conversion, en permettant de gérer les variations de vitesse du vent et d'ajuster la fréquence de sortie pour s'harmoniser avec le réseau électrique. De même, dans les systèmes photovoltaïques, les panneaux solaires génèrent de l'électricité en fonction de l'intensité lumineuse. Cette énergie est sous forme de courant continu, qui doit être converti en courant alternatif pour être compatible avec le réseau électrique. Les convertisseurs de puissance dans les systèmes PV sont responsables de cette conversion et de la gestion de la puissance produite en fonction des variations d'ensoleillement. En plus de faciliter l'intégration des éoliennes et des systèmes PV dans le réseau, les convertisseurs de puissance permettent également d'optimiser l'efficacité et la performance globale de ces systèmes. Ils permettent de suivre les points de puissance maximale pour maximiser la production d'énergie, de réguler la tension pour maintenir une qualité d'énergie élevée, et d'assurer une gestion intelligente de la puissance pour répondre à la demande du réseau et des charges connectées.

Les systèmes de conversion de l'énergie électrique sont composés de plusieurs composantes en interaction continue entre elles. Pour assurer la stabilité de l'ensemble et contrôler cette interaction, la modélisation des composantes de la chaîne est une étape cruciale pour concevoir des systèmes de production d'énergie renouvelable performants et optimiser leur fonctionnement. En effet, la modélisation permet de simuler le comportement des différents éléments de la chaîne de conversion d'énergie, de déterminer les paramètres clés pour optimiser leur fonctionnement et d'anticiper les effets de certaines perturbations sur le système.

L'énergie éolienne et solaire sont deux sources d'énergie renouvelable populaires qui ont connu une croissance rapide ces dernières années en raison de leur disponibilité, leur faible impact environnemental et leur coût abordable. Les éoliennes sont des dispositifs qui transforment l'énergie aérodynamique en énergie électrique. Dans une éolienne, deux étapes de conversion sont nécessaires. Tout d'abord, la puissance aérodynamique est convertie en puissance mécanique, puis cette dernière est à son tour convertie en énergie électrique. De manière similaire, les panneaux solaires photovoltaïques transforment l'énergie lumineuse du soleil en énergie électrique. Les photons de la lumière solaire frappent les cellules photo-

voltaïques du panneau solaire, provoquant la libération d'électrons et la création d'un courant électrique. Les panneaux solaires peuvent être utilisés pour produire de l'électricité à petite échelle, comme pour alimenter des équipements individuels ou pour fournir de l'énergie à des installations plus importantes, telles que des maisons ou des entreprises.

Dans ce contexte, la modélisation des éoliennes est une étape clé pour améliorer leur efficacité et leur fiabilité. Les éoliennes à base de PMSG sont particulièrement intéressantes car elles présentent des avantages tels qu'une grande efficacité énergétique, une faible maintenance et une grande durée de vie. La modélisation permet notamment d'étudier l'interaction entre la génératrice synchrone à aimants permanents et le réseau électrique, ainsi que d'optimiser le contrôle de l'éolienne en fonction des conditions météorologiques. De même, la modélisation des panneaux solaires photovoltaïques permet d'étudier leur comportement en fonction de l'ensoleillement, de la température et de l'angle d'incidence des rayons solaires. La modélisation permet notamment de déterminer le rendement des panneaux solaires en fonction de ces paramètres et de les optimiser pour obtenir une production d'énergie maximale.

Cependant, la production d'énergie à partir de ces sources n'est pas aussi simple que de simplement placer des éoliennes et des panneaux solaires dans des endroits venteux et ensoleillés. Les éoliennes et les panneaux solaires ne produisent pas une tension constante ni une fréquence stable, ce qui rend la conversion de l'énergie produite en énergie électrique utilisable difficile. C'est là que les convertisseurs statiques entrent en jeu. Les convertisseurs statiques sont des dispositifs électroniques qui transforment l'énergie électrique produite par les éoliennes et les panneaux solaires en une tension et une fréquence stable pour l'alimentation du réseau électrique ou pour le stockage dans des unités de stockage (batteries ou supercondensateurs) dans le cas où le réseau est saturé. Le convertisseur statique est un élément clé de la chaîne de conversion d'énergie et peut être configuré pour optimiser la production d'énergie renouvelable. La modélisation des convertisseurs statiques permet l'élaboration de lois de commande, la conception d'observateurs et la simulation du comportement de l'ensemble en fonction des différents paramètres de la chaîne de conversion d'énergie électrique.

L'énergie produite par les sources d'énergie renouvelable peut être transportée à l'aide de lignes à courant alternatif haute tension (HVAC) ou de lignes à courant continu haute tension (HVDC). Le système de transmission par ligne HVDC, qui comprend un convertisseur à base de IGBT, permet une meilleure optimisation du flux de distribution d'énergie et une protection contre les pannes de ligne. Pour garantir la stabilité et les performances du réseau électrique, il est essentiel de développer un modèle qui permette de connaître l'état du réseau en termes de besoins énergétiques et de valeurs de tension au bout de la ligne. Cela permettrait la conception de contrôleurs pour assurer une meilleure stabilité et performance du réseau électrique.

3.2 Modélisation de la turbine :

La plage de puissance des systèmes éoliens varie considérablement, allant de quelques W pour les systèmes éoliens miniatures à plusieurs MW pour les grandes installations éoliennes. La transformation de l'énergie cinétique présente dans le vent en énergie mécanique [1, 2] se fait grâce à la production de couple.

L'énergie cinétique du vent est donnée par l'équation :

$$E_c = \frac{1}{2} m v^2 \quad (3.1)$$

- m : masse d'air.
- V : vitesse du vent.

La puissance du vent : $P_{vent} = dE_c / dt$

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \rho S v^3 \quad (3.2)$$

- ρ : densité de l'air.
- S : surface des pales.

La puissance aérodynamique P_{aer} captée par une turbine éolienne s'écrit sous la forme suivante :

$$P_{aer} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho S v^3 \quad (3.3)$$

Le coefficient de puissance est défini par le ratio de la puissance capté par la turbine sur la puissance du vent :

$$C_p = \frac{P_{aer}}{P_{vent}} \quad (3.4)$$

Le rapport de vitesse est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire des pales et la vitesse du vent est définie par :

$$\lambda = \frac{R\Omega}{v} \quad (3.5)$$

- Ω : Vitesse angulaire mécanique de la turbine.
- R : Rayon de la turbine ou longueur de pale.

Le coefficient de puissance C_p est un indicateur du rendement aérodynamique de la turbine éolienne et dépend de la vitesse spécifique λ et de l'angle de calage des pales β . Il varie selon les caractéristiques de chaque turbine et est représenté mathématiquement par l'expression suivante :

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (3.6)$$

$$(3.7)$$

avec $\lambda_i = \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right)^{-1}$.

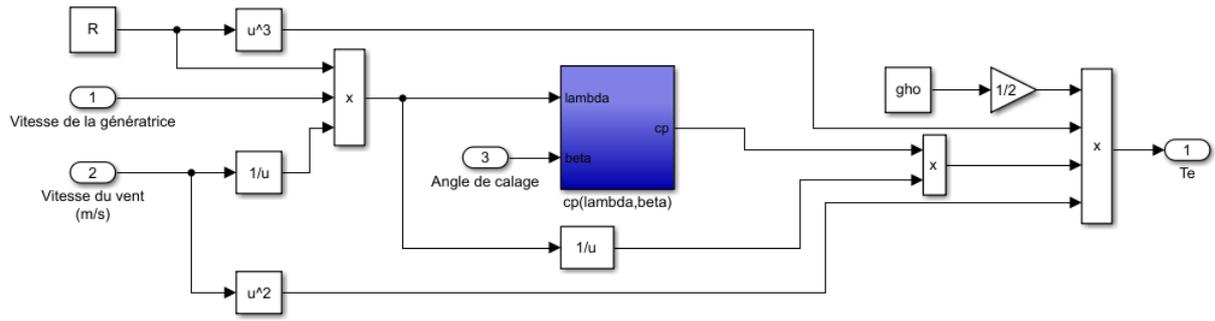


Figure 3.1: Modèle de la turbine éolienne sous MATLAB

La valeur maximale de C_p est une limite théorique (limite de Betz) qui représente la quantité maximale d'énergie que peut extraire une turbine éolienne à partir de l'énergie cinétique du vent. Cette limite est donnée par un coefficient de puissance maximum de 0,59. En pratique, les éoliennes modernes ont des coefficients de puissance qui varient entre 0,3 et 0,5, en fonction de la conception de la pale, de la vitesse du vent et de la densité de l'air.

La puissance captée par l'éolienne peut être exprimée par :

$$P_a = \Omega T_a \tag{3.8}$$

Des équations ci-dessus, on peut déduire l'expression du couple aérodynamique.

$$T_a = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 C_p(\lambda) v^2 \tag{3.9}$$

L'expression de la dynamique de la turbine, déduite à partir du principe fondamental de la dynamique avec l'inertie totale J, est exprimée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -F\Omega + T_a - T_e \tag{3.10}$$

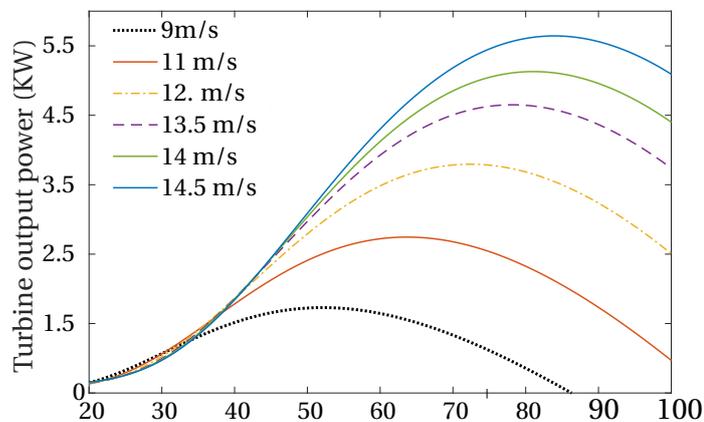


Figure 3.2: Courbe de puissance de la turbine éolienne

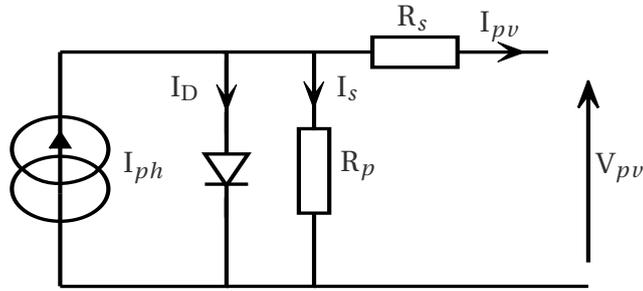


Figure 3.3: Modèle du panneau photovoltaïque à une diode

3.3 Modélisation du panneau photovoltaïque (PV)

Le modèle PV avec une diode est un modèle qui permet de représenter un module de panneaux solaires photovoltaïques qui est constitué d'une association série-parallèle de nombreuses cellules PV connectées. Selon les travaux de [3–5], le modèle présenté à la Figure 3.3 est un modèle PV avec une diode. Ce modèle est très utile car il parvient à établir un bon équilibre entre la simplicité et la précision. En utilisant les lois de Kirchhoff, les courants de sortie sont donnés par les équations suivantes :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_p - I_d \quad (3.11)$$

L'équation de la caractéristique courant-tension générale d'un panneau photovoltaïque basée sur le modèle exponentiel est :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V_{dc} + R_s I}{nV_t}\right) - 1 \right] - \frac{V_{dc} + R_s I}{R_p} \quad (3.12)$$

Si le module PV est composé de N_p chaînes et N_s cellules connectées en série, le courant de sortie peut être réécrit comme suit :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_0 \left[\exp\left(\frac{V_{dc} + R_s I m}{nV_t}\right) - 1 \right] - \frac{V_{dc} + R_s I m}{R_p m} \quad (3.13)$$

Les paramètres dans l'équation précédente désignent :

- I_{ph} : Le photo-courant qui décrit le courant électrique produit par la cellule photovoltaïque lorsqu'elle est exposée à la lumière.
- I_0 : Le courant de saturation inverse qui circule à travers la cellule photovoltaïque lorsqu'elle est exposée à la lumière et que la tension est nulle.
- n : Le facteur d'idéalité souvent compris entre 1 et 2.
- V_t : La tension thermique, ce paramètre décrit la tension qui est générée à travers la cellule photovoltaïque en raison de la différence de température entre les deux côtés de la cellule.
- R_s : La résistance en série qui représente la perte de tension.
- R_p : la résistance en dérivation qui représente la perte de courant.

➤ m : La fraction N_s/N_p .

Les expressions analytiques du courant de saturation inverse I_{rs} et du photo-courant I_{ph} sont exprimées comme suit :

$$I_{ph} = [I_{sc} + K_i(T_0 - T_r)] \frac{G}{1000} \quad (3.14)$$

$$I_{rs} = I_{sc} \left[\exp\left(\frac{V_{dc}}{nV_t}\right) - 1 \right]^{-1} \quad (3.15)$$

$$I_0 = I_{rs} \left[\frac{T_0}{T_r} \right]^3 \exp\left[\frac{qE_g}{nK} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (3.16)$$

où :

- E_g : la tension de la bande interdite propriété intrinsèque du matériau semi-conducteur utilisé pour fabriquer la cellule photovoltaïque. Il est exprimé en électron-volts (eV).
- G : L'irradiance, $G = 1KW/m^2$ présente l'irradiance standard utilisée pour mesurer la performance des panneaux solaires à une température de cellule de 25°C.
- T, T_r : La température de la cellule, température de référence.
- I_{rs} : Le courant de court-circuit.
- I_{sc} : Le courant de court-circuit; courant maximal qui peut être produit par la cellule en court-circuit.
- K : la constante de Boltzmann.
- m : La fraction N_s/N_p .

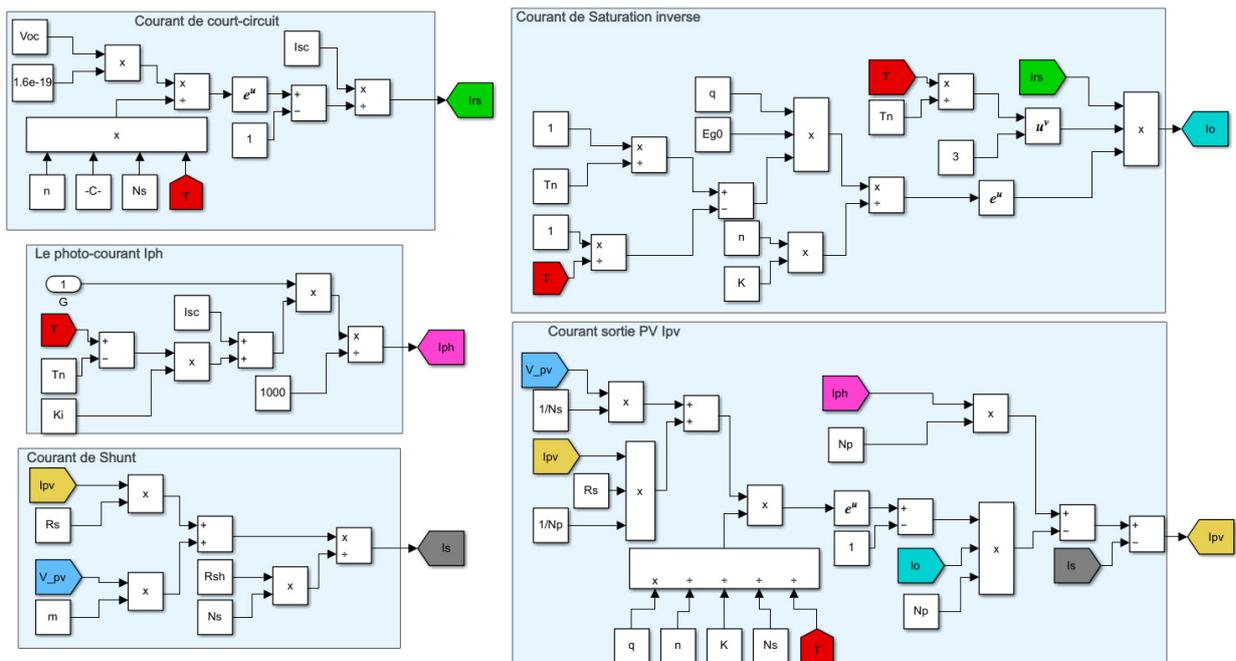


Figure 3.4: Le modèle du panneau solaire dans l'environnement MATLAB/Simulink

La figure 3.4 présente le modèle de panneau solaire utilisé dans MATLAB/Simulink, ce modèle est basé sur les équations électriques et physiques qui décrivent le comportement des cellules photovoltaïques.

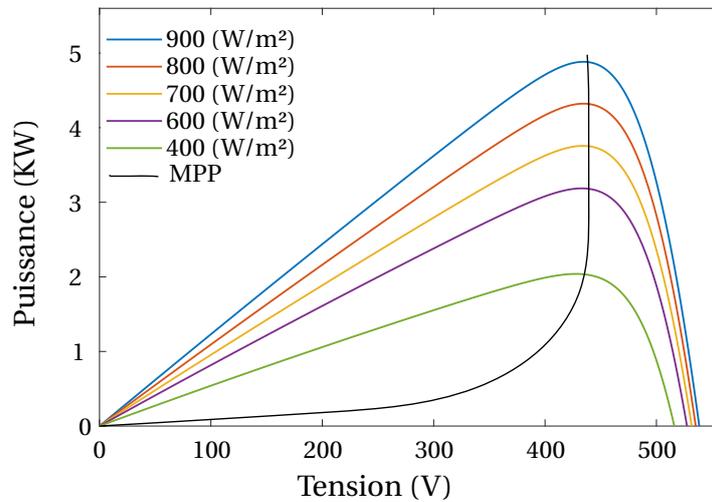


Figure 3.5: Courbe P-V en fonction de l'irradiance à T = 25°C

Le résultat de validation du modèle du PV est donné par la courbe représentée sur la figure 3.5. Cette courbe montre l'évolution de la puissance de sortie du panneau solaire et sa tension pour une irradiance donnée.

3.4 Modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimant permanent

Les éoliennes sont souvent équipées de générateurs électriques pour convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Trois types de machines sont généralement utilisées pour cette application : la machine asynchrone, la machine à aimant permanent synchrone (PMSG) et la machine asynchrone à double alimentation (MADA). La machine asynchrone est la plus couramment utilisée en raison de sa simplicité de construction, de sa robustesse et de son faible coût. Cependant, elle peut avoir des problèmes de stabilité de la tension et de limitation de la puissance, ce qui limite sa capacité à fonctionner efficacement dans des conditions de vent variables. La MADA est une variante de la machine asynchrone qui utilise un convertisseur de fréquence pour alimenter le rotor, ce qui permet un contrôle plus précis de la vitesse et de la puissance. Cela permet à la MADA de fonctionner plus efficacement que la machine asynchrone dans des conditions de vent variables. Cependant, la MADA est plus complexe [6–8] que la machine asynchrone et nécessite deux convertisseurs de fréquence, ce qui augmente le coût et la complexité du système.

Les aérogénérateurs synchrones à aimants permanents représentent une avancée significative dans le domaine de l'énergie éolienne. Leurs principaux atouts résident dans leur efficacité énergétique supérieure par rapport aux éoliennes à induction asynchrones plus anciennes. Grâce à leur conception ingénieuse, ils peuvent convertir davantage de l'énergie

cinétique du vent en électricité, optimisant ainsi leur rendement global. De plus, leur capacité à réguler leur vitesse de rotation en fonction de la force du vent les rend extrêmement adaptatifs aux changements climatiques, garantissant ainsi une performance optimale. Outre leur efficacité, ces éoliennes se démarquent par leur compacité et leur légèreté, facilitant leur transport, leur installation et leur intégration sur une variété de sites. De plus, la conception sans balais réduit les besoins de maintenance, ce qui se traduit par une fiabilité accrue et une durée de vie prolongée. Leur faible niveau sonore et leur contribution à la réduction des émissions de gaz à effet de serre en font également des acteurs clés dans la transition vers une énergie plus propre et renouvelable.

Dans cette partie, nous décrirons le modèle triphasé de la machine à aimant permanent et son équivalent biphasé.

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, un système complexe, implique l'utilisation d'un ensemble d'hypothèses simplificatrices, telles que :

- ☞ L'entrefer est supposé d'épaisseur uniforme.
- ☞ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- ☞ Les résistances des enroulements sont supposées constantes à travers la température et l'effet de peau est négligé.
- ☞ La force électromotrice générée par chaque phase est supposée sinusoïdale.

3.4.1 Transformation de Park

La transformation de Park est une technique mathématique couramment utilisée pour analyser les machines triphasées. Elle permet de convertir un système triphasé en un système à deux phases, généralement noté (dq) (flux direct et quadrature). De ce fait, il est donc possible de définir une matrice P_{ark} et son inverse P_{ark}^{-1} , permettant le passage des composantes (abc) du système triphasé aux composantes (dq_0) est inversement du système biphasé tournant à la même vitesse, telle que :

$$P_{ark} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}; P_{ark}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

L'intérêt de cette transformation réside dans le fait qu'elle simplifie l'analyse et la commande des machines triphasées, et permet d'obtenir des informations importantes sur leur comportement.

Une variante de la transformation de Park, appelée transformation de Concordia, conserve la puissance plutôt que les amplitudes. Elle est définie par le repère $(\alpha\beta 0)$. On peut définir deux matrices de Concordia, $C_{concordia}$ et $C_{concordia}^{-1}$, qui permettent de passer du

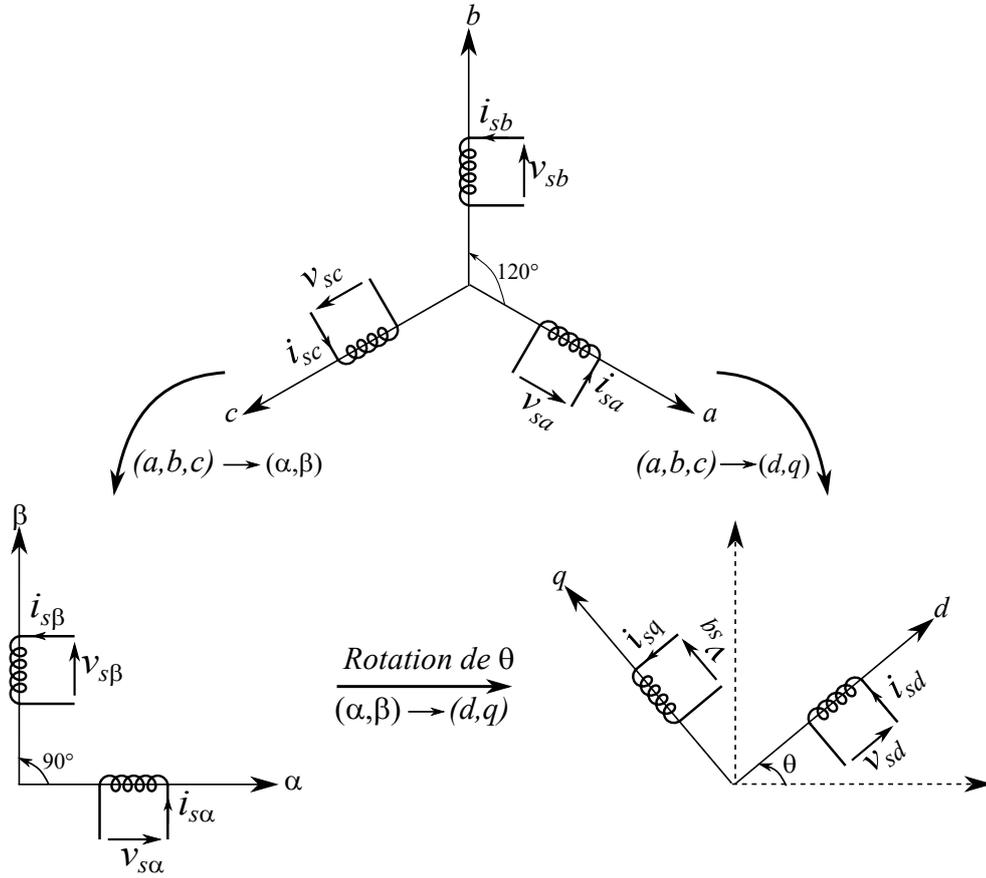


Figure 3.6: Repère triphasé et biphasé

repère (abc) au repère $(\alpha\beta 0)$ et inversement.

$$C_{\text{concordia}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}; \quad C_{\text{concordia}}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Enfin, la transformation entre les axes $(\alpha\beta 0)$ et les axes $(dq 0)$ s'effectue à l'aide d'une matrice de rotation $R(\theta)$ et de sa matrice inverse $R(\theta)^{-1}$, qui peuvent être exprimées comme suit :

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad R(\theta)^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

où θ représente l'angle entre l'axe d et l'axe α . La matrice de rotation $R(\theta)$ est une matrice orthogonale, c'est-à-dire que sa matrice inverse est sa transposée.

La représentation d'une machine synchrone à aimants permanents (PMSM) en repère dq (direct-quadrupolaire) et α - β offre deux perspectives distinctes pour analyser et contrôler cette machine. Dans le système de coordonnées dq , les axes sont alignés avec le rotor de la machine, ce qui permet de décomposer les grandeurs électriques en deux composantes : une composante directe alignée avec l'aimant permanent et une composante quadratique perpendiculaire à celui-ci. Cette représentation est particulièrement utile pour le contrôle vectoriel, où la gestion indépendante du flux et du couple est essentielle. D'un autre

côté, le système de coordonnées $\alpha - \beta$ se base sur la transformation de Clarke pour convertir les grandeurs dq en grandeurs $\alpha - \beta$, où les axes sont alignés avec le stator de la machine. Cette représentation divise les grandeurs électriques en deux composantes : une composante α représentant le flux magnétique dans l'axe du stator et une composante β à 90 degrés de celui-ci. Le contrôle vectoriel dans les axes $\alpha - \beta$ simplifie la régulation du flux et du couple de la PMSM.

Les observateurs et les commandes pour les machines synchrones à aimants permanents (PMSM) peuvent être développés dans deux systèmes de coordonnées distincts : le système de coordonnées dq (direct-quadrupolaire) et le système de coordonnées $(\alpha\beta)$. Dans le système dq , le contrôle vectoriel est largement utilisé. Un observateur de flux $\alpha\beta$ est utilisé pour estimer les grandeurs non mesurées telles que le flux magnétique et la position du rotor. Ces estimations sont ensuite utilisées pour générer les commandes nécessaires pour réguler le flux et le couple de la machine.

3.4.2 Modèle de la machine triphasée dans les coordonnées (abc)

La machine PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine) peut être modélisée dans les coordonnées triphasées (abc) en utilisant les équations de tensions et de courants dans chaque phase [9, 10]. Les équations de tensions dans les phases a, b et c peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= \frac{d\phi_{sa}}{dt} + R_s i_{sa} \\ v_{sb} &= \frac{d\phi_{sb}}{dt} + R_s i_{sb} \\ v_{sc} &= \frac{d\phi_{sc}}{dt} + R_s i_{sc} \end{aligned} \quad (3.20)$$

où :

- (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) : Les tensions dans les phases a, b et c, respectivement.
- $(\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc})$: désigne l'amplitude du flux produit par les aimants permanents.
- R_s : La résistance statorique.

L'équation (3.20) peut être réécrite sous la forme :

$$\begin{aligned} \frac{di_{sa}}{dt} &= \frac{1}{L_s} (v_{sa} - R_s i_{sa}) \\ \frac{di_{sb}}{dt} &= \frac{1}{L_s} (v_{sb} - R_s i_{sb}) \\ \frac{di_{sc}}{dt} &= \frac{1}{L_s} (v_{sc} - R_s i_{sc}) \end{aligned} \quad (3.21)$$

avec :

- (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) : Les courants dans les phases a, b et c, respectivement.
- L_s : l'inductance statorique.

Remarque : La négligeabilité de l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est justifiée en raison de la supposition que les variations du champ magnétique dans l'entrefer sont insignifiantes, ce qui permet de considérer cette inductance comme négligeable.

L'équation électromagnétique de la PMSM peut être exprimée sous la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -F\Omega + T_e - T_g \quad (3.22)$$

Dans cette équation :

- J : L'inertie de l'arbre tournant.
- Ω : la vitesse angulaire de l'arbre de la machine.
- F : Le coefficient de frottement visqueux.
- T_e : Le couple électromagnétique produit par la machine.
- T_g : Le couple résistant.

3.4.3 Modèle de la machine triphasée dans les coordonnées ((dq))

Le modèle de machine synchrone à aimant permanent, exprimé dans les coordonnées ((dq)), permet de décrire le comportement de la machine dans un système de coordonnées simplifié, qui sont plus adaptées à la conception du contrôleur [11] peut être donné par les équations suivantes :

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{F}{J}\Omega + \frac{K_M}{J}i_{sq} - \frac{1}{J}T_g \quad (3.23a)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{sq} - p i_{sd}\Omega - \frac{K_M}{L_s}\Omega + \frac{1}{L_s}v_{sq} \quad (3.23b)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{sd} + p i_{sq}\Omega + \frac{1}{L_s}v_{sd} \quad (3.23c)$$

Où:

- p : Le nombre de paires de pôle.
- K_M : La constante du flux.
- (i_{sd}, i_{sq}) : Les courants du stator dans les coordonnées ((dq))
- (v_{sd}, v_{sq}) : les tensions du stator dans les coordonnées ((dq))

Si l'on considère que la composante du courant statorique en quadrature i_{sq} est celle qui est responsable de la production du couple électromagnétique, ce dernier peut être exprimé comme suit :

$$T_e = \frac{3}{2}p\Phi_d i_{sq} = K_M i_{sq} \quad (3.24)$$

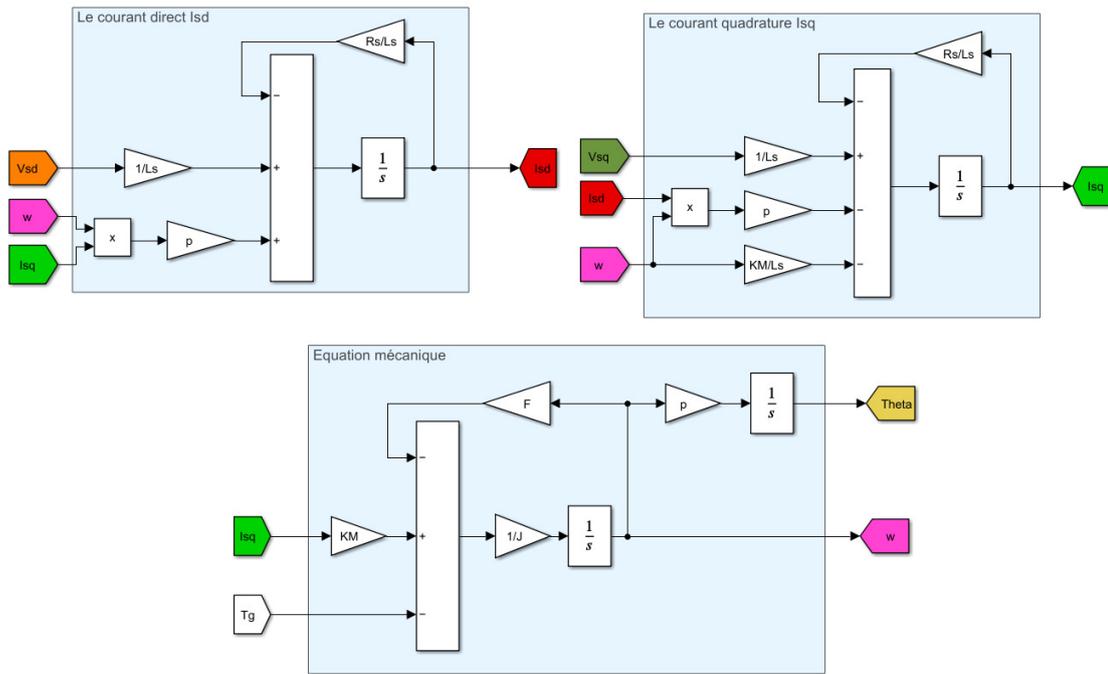


Figure 3.7: Machine triphasée dans les coordonnées ((dq)) sous MATLAB/SIMULINK

3.4.4 Modèle de la machine triphasée dans les coordonnées ($\alpha\beta$)

Les coordonnées ($\alpha\beta$) sont fixes par rapport au stator de la machine, le modèle de machine synchrone à aimant permanent, exprimé dans les coordonnées ($\alpha\beta$), qui sont plus adaptées à la synthèse de l'observateur [12], peut être donné par les équations suivantes :

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{s\alpha} + \frac{p}{L_s}\Omega\phi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_s} \quad (3.25a)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{s\beta} - \frac{p}{L_s}\Omega\phi_{r\alpha} + \frac{v_{s\beta}}{L_s} \quad (3.25b)$$

$$\frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = -p\Omega\phi_{r\beta} \quad (3.25c)$$

$$\frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = p\Omega\phi_{r\alpha} \quad (3.25d)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{F}{J}\Omega + \frac{3p}{2J}(i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - \frac{1}{J}T_g \quad (3.25e)$$

Dans les coordonnées ($\alpha\beta$) :

- ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) : Les courants du stator.
- ($v_{s\alpha}, v_{s\beta}$) : Les tensions du stator.
- ($\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$) : Les flux rotoriques.

3.4.5 Modèle de la machine cinq phases dans les coordonnées ((dq)-xy)

Un modèle mathématique pour une PMSG à cinq phases peut être représenté à l'aide d'un ensemble d'équations différentielles prenant en compte divers paramètres tels que le couple électromagnétique, la vitesse du rotor et le courant statorique. Une forme générale de

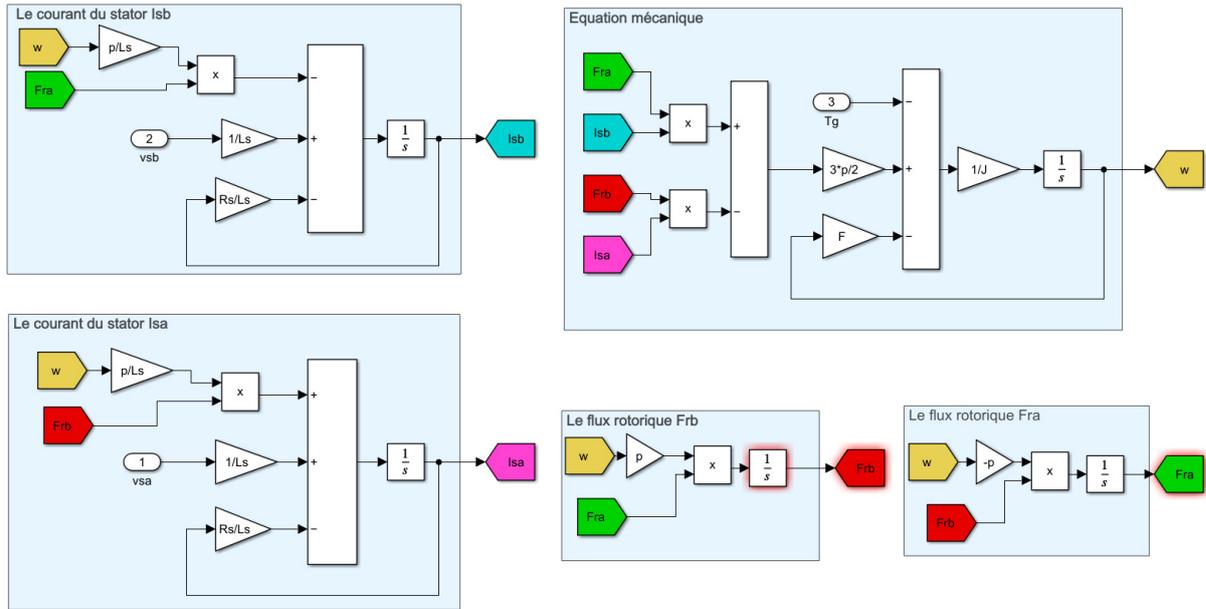


Figure 3.8: Machine triphasée dans les coordonnées $(\alpha\beta)$ sous MATLAB/SIMULINK

l'équation mathématique pour le modèle de la PMSG à cinq phases peut être représentée comme suit [13, 14] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -f\Omega + K_f i_{sq} - T_g \tag{3.26a}$$

$$L_s \frac{di_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - p L_s i_{sd} \Omega - \frac{2}{5} K_M \Omega + v_{sq} \tag{3.26b}$$

$$L_s \frac{di_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} + p i_{sq} \Omega + v_{sd} \tag{3.26c}$$

$$L_s \frac{di_{sx}}{dt} = -R_s i_{sx} + v_{sx} \tag{3.26d}$$

$$L_s \frac{di_{sy}}{dt} = -R_s i_{sy} + v_{sy} \tag{3.26e}$$

Avec les significations suivantes :

- (i_{sd}, i_{sq}) : La projection des courants statoriques dans les coordonnées (dq) .
- (v_{sd}, v_{dq}) : La projection des tensions statoriques dans les coordonnées (dq) .
- (i_{sx}, i_{sy}) : La projection des courants statoriques dans les coordonnées (xy) .
- (v_{sx}, v_{dy}) : La projection des tensions statoriques dans les coordonnées (xy) .
- K_f : La constante de flux.

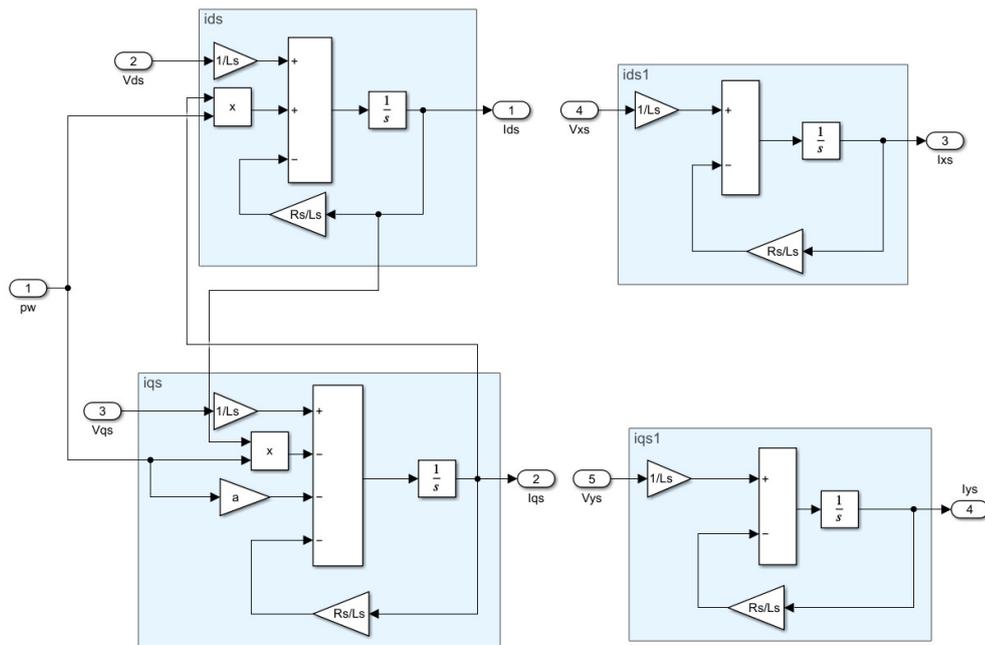


Figure 3.9: Le modèle de la machine PMSG cinq phases sous MATLAB/SIMULINK

3.5 Modélisation de convertisseurs statiques

3.5.1 Redresseur triphasé commandé AC/DC

Dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne (WECS), le rôle du redresseur est de convertir l'énergie électrique produite par les éoliennes, qui est généralement de nature alternative, en énergie électrique continue. Le redresseur commandé Fig.3.10 est un convertisseur statique AC/DC qui est souvent composé de six interrupteurs commandés. L'énergie produite par les éoliennes est convertie en courant continu (DC) pour être stockée dans des batteries, alimenter des charges électriques continues ou être injectée dans un réseau alternatif.

On adopte les états de commande suivante :

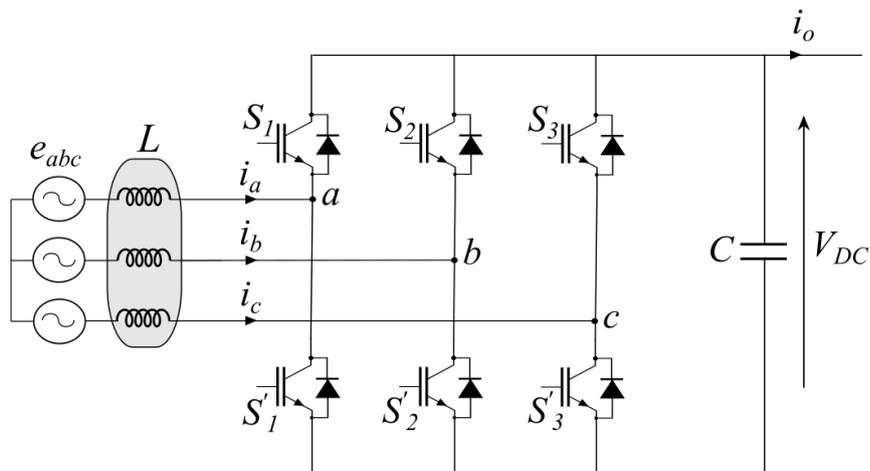


Figure 3.10: Redresseur triphasé commandé

$$s_i = \begin{cases} 1 & \text{if } S_i \text{ ON and } S'_i \text{ OFF} \\ 0 & \text{if } S_i \text{ OFF and } S'_i \text{ ON} \end{cases}$$

Le tableau 3.1 présente toutes les combinaisons possible d'état de commande des interrupteurs

Table 3.1: Tensions simples en fonction de l'état de commande des interrupteurs

s_1	s_2	s_3	V_a	V_b	V_c
0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$
1	1	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$
0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$
0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$
0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$
1	0	1	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$
1	1	1	0	0	0

teurs, ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension continue constante du bus. Les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire. Par la suite, on peut exprimer les tensions simples en sortie du redresseur en fonction de la tension du bus continu et de la commande des interrupteurs à l'aide de la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

La relation entre les tension simple et l'état de commande est similaire à la matrice de park avec conservation des amplitudes.

Finalement, le modèle électrique de la Fig.3.10 peut être donné sous la forme :

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= e_a - \frac{V_{DC}}{3} (2s_1 - s_2 - s_3) \\ L \frac{di_b}{dt} &= e_b - \frac{V_{DC}}{3} (-s_1 + 2s_2 - s_3) \\ L \frac{di_c}{dt} &= e_c - \frac{V_{DC}}{3} (-s_1 - s_2 + 2s_3) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Le courant de sortie du redresseur triphasé commandé peut être exprimé par :

$$i_o = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

3.5.2 Onduleur triphasé DC/AC

Un onduleur est un dispositif électronique qui convertit le courant continu (DC) en courant alternatif (AC). Les onduleurs sont couramment utilisés dans les systèmes d'énergie renouvelables.

Il existe deux types d'onduleurs pour les systèmes de conversion d'énergie: les onduleurs autonomes et les onduleurs assistés. Le premier type est utilisé pour un système d'énergie qui n'est pas connecté au réseau électrique. L'onduleur assisté est utilisé pour les systèmes d'énergie connectés au réseau électrique.

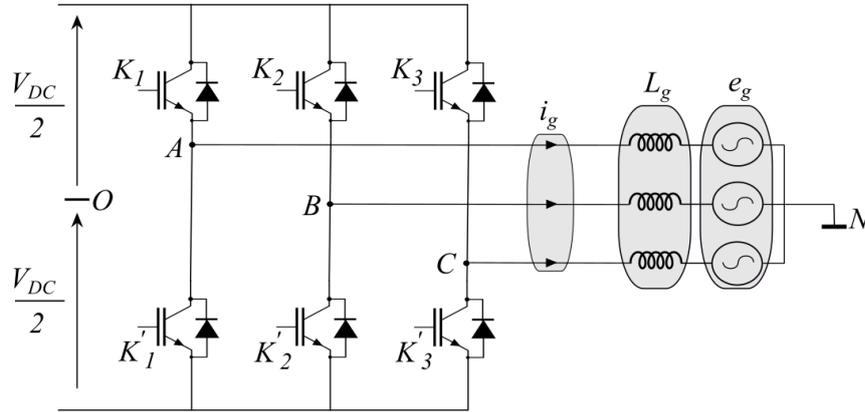


Figure 3.11: Onduleur triphasé

Pour établir la loi de commande des interrupteurs de l'onduleur, on adopte les états de commande suivante :

$$k_i = \begin{cases} 1 & \text{if } K_i \text{ ON and } K_i' \text{ OFF} \\ -1 & \text{if } K_i \text{ OFF and } K_i' \text{ ON} \end{cases}$$

La commande de deux interrupteurs du même bras simultanément n'est pas tolérable. On peut facilement démontrer que les tensions simples en sortie de l'onduleur (en supposant que le réseau est équilibré) peuvent être exprimées sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{V_{DC}}{6} (2k_1 - k_2 - k_3) \\ V_B &= \frac{V_{DC}}{6} (-k_1 + 2k_2 - k_3) \\ V_C &= \frac{V_{DC}}{6} (-k_1 - k_2 + 2k_3) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Cela nous permettra d'exprimer les tensions simples en sortie de l'onduleur en utilisant l'équation (3.31), qui met en jeu la tension du bus continu et la commande des interrupteurs :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{V_{DC}}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

Finalement, le modèle électrique de la Fig.3.10 peut être donné sous la forme :

$$\begin{aligned} L_g \frac{di_{g1}}{dt} &= \frac{V_{DC}}{6} (2k_1 - k_2 - k_3) - e_{g1} \\ L_g \frac{di_{g2}}{dt} &= \frac{V_{DC}}{6} (-k_1 + 2k_2 - k_3) - e_{g2} \\ L_g \frac{di_{g3}}{dt} &= \frac{V_{DC}}{6} (-k_1 - k_2 + 2k_3) - e_{g3} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Le courant de ligne pour chaque phase du réseau triphasé peut être exprimé en fonction du courant d'entrée de l'onduleur par :

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = i_o \begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

3.5.3 Redresseur de Vienna triphasé AC/DC

Le redresseur Vienna comporte, en plus du redresseur triphasé à diodes, deux interrupteurs commandés par phase. Seul un interrupteur est en conduction pendant une phase de fonctionnement, ce qui réduit de deux fois le nombre d'interrupteurs en conduction par rapport au redresseur commandé classique [15–17], on peut garantir des courants d'entrée sinusoïdaux. Avec une topologie similaire à celle d'une combinaison d'un convertisseur DC-DC à diode en cascade avec un boost, le redresseur Vienna est particulièrement adapté aux systèmes éoliens, en particulier pour les faibles vitesses de vent en raison de la présence du boost. La structure adoptée est représentée dans la figure 3.12.

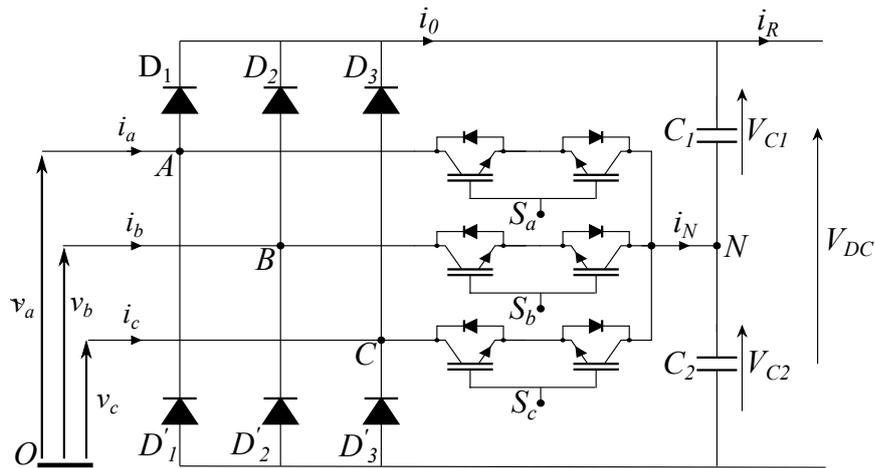


Figure 3.12: Structure du redresseur Vienna triphasé

Le modèle mathématique de la structure proposée dans la Figure 3.12 peut être présenté sous la forme :

$$v_a = V_{AN} + V_{NO} \quad (3.34a)$$

$$v_b = V_{BN} + V_{NO} \quad (3.34b)$$

$$v_c = V_{CN} + V_{NO} \quad (3.34c)$$

En se basant sur la Figure 3.12, utilisant les lois de Kirchhoff, nous pouvons déterminer que :

$$V_{AN} = \frac{V_{DC}}{2} \left[\text{sgn}(i_a) + \frac{\Delta V}{V_{DC}} \right] (1 - k_a) \quad (3.35a)$$

$$V_{BN} = \frac{V_{DC}}{2} \left[\text{sgn}(i_b) + \frac{\Delta V}{V_{DC}} \right] (1 - k_b) \quad (3.35b)$$

$$V_{CN} = \frac{V_{DC}}{2} \left[\text{sgn}(i_c) + \frac{\Delta V}{V_{DC}} \right] (1 - k_c) \quad (3.35c)$$

avec :

$$k_i = \begin{cases} 1 & \text{if } S_i \text{ ON and } S'_i \text{ OFF} \\ 0 & \text{if } S_i \text{ OFF and } S'_i \text{ ON} \end{cases} \quad (3.36)$$

Les fonctions de commutation S_a , S_b et S_c sont définies par l'équation 3.36, et permettent d'obtenir les tensions des interrupteurs V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} grâce à l'équation 3.35 qui prend en compte à la fois le schéma de commutation et la polarité du courant. Ces tensions peuvent être obtenues après quelques transformations algébriques impliquant $V_{DC} = V_{C1} + V_{C2}$ et $\Delta V = V_{C1} - V_{C2}$, ainsi que la fonction de signe. Par la suite la tension V_{NO} est donnée sous la forme suivante :

$$V_{NO} = \frac{\Delta V}{3} + \frac{V_{DC}}{6} (d_a + d_b + d_c) \quad (3.37)$$

avec $d_{a,b,c}$ représentent les rapports cyclique moyennes associées à chaque interrupteur $S_{a,b,c}$, ils sont définis comme :

$$d_a = \text{sgn}(i_a)(1 - k_a) = d'_a + d_o$$

$$d_b = \text{sgn}(i_b)(1 - k_b) = d'_b + d_o$$

$$d_c = \text{sgn}(i_c)(1 - k_c) = d'_c + d_o$$

Dans l'équation précédente la composante $d'_{a,b,c}$ représente la composante sinusoïdale de la tension triphasée d'entrées, et d_o la composante homopolaire.

Pour un système triphasé équilibré (composante homopolaire nulle) l'équation 3.34 est exprimé par :

$$v_a = \frac{V_{DC}}{2} d'_a \quad (3.38a)$$

$$v_b = \frac{V_{DC}}{2} d'_b \quad (3.38b)$$

$$v_c = \frac{V_{DC}}{2} d'_c \quad (3.38c)$$

La relation entre le courant de sortie du redresseur Vienna i_R et les courants triphasé d'entrée sera exprimée comme suit :

$$i_R = d_a i_a + d_b i_b + d_c i_c \quad (3.39)$$

Enfin, les dynamiques de tensions en sortie du redresseur sont exprimé par :

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} = d'_d i_d + d'_q i_q - 2i_R \quad (3.40)$$

$$C \frac{d\Delta V}{dt} = d_o i_o = -i_n \quad (3.41)$$

Dans les coordonnées $((dq))$, (i_d, i_q) représentent les composantes directe et quadrature de courant, tandis que (d'_d, d'_q) représentent les composantes sinusoïdales du rapport cyclique.

3.6 Modélisation de la ligne de transmission HVDC

Pour modéliser la ligne de transmission électrique HVDC 3.13, nous supposons que les composants (R_L , L_L et C_L) sont répartis uniformément le long de la ligne [18–20], ce qui nous permet d'utiliser une structure symétrique. Notre objectif est d'étudier les relations entre les tensions et les courants d'entrée et de sortie de la ligne de transmission.

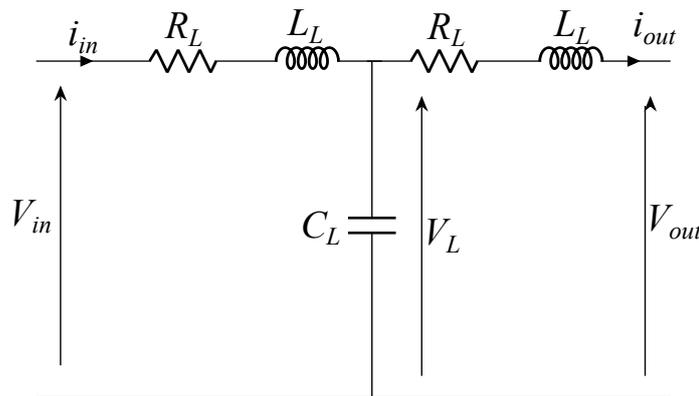


Figure 3.13: Modèle électrique de la ligne HVDC

Dans ce modèle :

- La résistance R_L : la résistance d'une ligne HVDC, modélise les pertes de puissance ohmiques, proportionnelle au carré du courant électrique qui traverse la ligne.

- l'inductance L_L : l'inductance d'une ligne HVDC, due à la présence de champs magnétiques qui se créent autour des conducteurs.
- Le condensateur C_L : la capacité d'une ligne HVDC, modélise la présence de charges électriques qui s'accumulent entre les conducteurs.

En appliquant la loi de Kirchhoff au circuit (R_L, L_L, C_L), nous pouvons obtenir ces relations :

$$L_L \frac{di_{in}}{dt} = -R_L i_{in} + V_{DC} - V_L \quad (3.42a)$$

$$C_L \frac{dV_L}{dt} = i_{in} - i_{out} \quad (3.42b)$$

$$L_L \frac{di_{out}}{dt} = -R_L i_{out} + V_L - V_{DC} \quad (3.42c)$$

Le modèle décrite par l'équation (3.42) peut être utilisé pour simuler les performances de la ligne dans différentes conditions de fonctionnement, telles que les variations de charge et les défauts de la ligne.

3.7 Conclusion

La modélisation des composantes des systèmes de production d'énergie renouvelable est une étape cruciale pour la conception, l'optimisation et le contrôle de ces systèmes. Les éoliennes et les panneaux solaires photovoltaïques, ainsi que les convertisseurs statiques et les systèmes de transmission, sont des composantes essentielles de la chaîne de conversion d'énergie électrique. La modélisation permet de simuler leur comportement en fonction des différents paramètres, de déterminer les paramètres clés pour optimiser leur fonctionnement, de concevoir des lois de commande ainsi que la synthèse de l'observateur, et d'anticiper les effets de certaines perturbations sur le système. La production d'énergie renouvelable est ainsi rendue plus efficace et plus fiable, contribuant à réduire la dépendance aux énergies fossiles et à limiter les émissions de gaz à effet de serre.

3.8 Références

- [1] P. Pourbeik, A. Ellis, J. Sanchez-Gasca, Y. Kazachkov, E. Muljadi, J. Senthil, and D. Davies. Generic stability models for type 3-4 wind turbine generators for wecc. In *2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, pages 1–5, 2013. 45
- [2] Jie Chen and Dongxiang Jiang. Study on modeling and simulation of non-grid-connected wind turbine. In *2009 World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference*, pages 1–5, 2009. 45
- [3] Dominique Bonkougou, Zacharie Koalaga, and Donatien Njomo. Modelling and Simulation of photovoltaic module considering single-diode equivalent circuit model in MATLAB. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, 3:493–502, 2013. 47

- [4] Vinod, Raj Kumar, and S. K. Singh. Solar photovoltaic modeling and simulation: As a renewable energy solution. *Energy Reports*, 4:701–712, 2018.
- [5] Mostapha Oulcaïd. Parameter extraction of photovoltaic cell and module_ Analysis and discussion of various combinations and test cases. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, page 22, 2020. [47](#)
- [6] Farida Mazouz, Sebti Belkacem, Ilhami Colak, Said Drid, and Youcef Harbouche. Adaptive direct power control for double fed induction generator used in wind turbine. *International Journal of Electrical Power Energy Systems*, 114:105395, 2020. [49](#)
- [7] Ramadoni Syahputra, Sudarisman, Agus Jamal, and Indah Soesanti. An optimal control strategy for improving the output power of a standalone wind energy system. In *2021 1st International Conference on Electronic and Electrical Engineering and Intelligent System (ICE3IS)*, pages 34–39, 2021.
- [8] Boni Satya Varun Sai, Debashis Chatterjee, Saad Mekhilef, and Addy Wahyudie. An ssm-pso based mppt scheme for wind driven dfig system. *IEEE Access*, 10:78306–78319, 2022. [49](#)
- [9] I. Schiemenz and M. Stiebler. Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system. In *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pages 872–877, 2001. [52](#)
- [10] Kelvin Tan and Syed Islam. Mechanical sensorless robust control of wind turbine driven permanent magnet synchronous generator for maximum power operation. *International journal of renewable energy engineering*, 3(3):379–384, 2001. [52](#)
- [11] A. El Magri, F. Giri, A. Abouloifa, and A. El Fadili. Nonlinear control of associations including wind turbine, pmsg and ac/dc/ac converters. pages 4338–4343, 2009. [53](#)
- [12] Abderrahim El Fadili, Fouad Giri, Abdelmajid Abouloifa, and M. Haloua. Nonlinear control of wound-rotor synchronous-motor. pages 3110 – 3115, 11 2006. [54](#)
- [13] Gideon Umoh, Cosmas Ogbuka, and Emeka Obe. Modelling and analysis of five-phase permanent magnet synchronous motor in machine variables. *Przeglad Elektrotechniczny*, 96:87–92, 01 2020. [55](#)
- [14] Khadar Saad, Kouzou Abdellah, Hafaiha Ahmed, and Atif Iqbal. Investigation on svm-backstepping sensorless control of five-phase open-end winding induction motor based on model reference adaptive system and parameter estimation. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 22(4):1013–1026, 2019. [55](#)
- [15] June-Seok Lee, Kyo-Beum Lee, and Frede Blaabjerg. Predictive control with discrete space-vector modulation of vienna rectifier for driving pmsg of wind turbine systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(12):12368–12383, 2019. [59](#)
- [16] Feng Yu, Xing Liu, Xinsong Zhang, and Zhihao Zhu. Model predictive virtual-flux control of three-phase vienna rectifier without voltage sensors. *IEEE Access*, 7:169338–169349, 2019.

- [17] Xing Li, Yao Sun, Hui Wang, Mei Su, and Shoudao Huang. A hybrid control scheme for three-phase vienna rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(1):629–640, 2017. [59](#)
- [18] S. Poullain, F. Heliodore, A. Henni, J.L. Thomas, and E. Courbon. Modelling of the dynamic characteristics of the dc line for vsc transmission scheme. In *Seventh International Conference on AC-DC Power Transmission*, pages 305–310, 2001. [61](#)
- [19] Kwon Dohoon, Youngjin Kim, Seungil Moon, and Chanki Kim. Modeling of hvdc system to improve estimation of transient dc current and voltages for ac line-to-ground fault—an actual case study in korea. *Energies*, 10:1543, 10 2017.
- [20] I. El Myasse, A. El Magri, M. Kissaoui, R. Lajouad, F. Giri, A. Watil, and L. Bahatti. Observer and nonlinear control design of vsc-hvdc transmission system. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 145:108609, 2022. [61](#)

Chapitre 4

Optimisation et Commande Non-linéaire d'un Système de Conversion Hybride pour les Énergies Renouvelables

*“ La recherche est la clé de l'avenir
et l'avenir appartient à ceux qui
ont le courage de rêver et de
chercher de nouvelles idées.”*

Jonas Salk

Objectifs

- ▷ Concevoir un régulateur pour un système hybride d'énergie renouvelable combinant une éolienne et PV.
- ▷ Optimiser la structure du HRES pour une construction plus économique et une mise en œuvre simplifiée.
- ▷ Évaluer les performances du régulateur proposé en effectuant des simulations numériques à l'aide de MATLAB Simulink.

Sommaire

4.1 Introduction	67
4.2 Modèle du système	69
4.2.1 Modèle du PMSG et du redresseur triphasé	69
4.2.2 Modèle du convertisseur DC/AC-réseau	70
4.3 Conception du contrôleur	71
4.3.1 Objectifs de contrôle	71

4.3.2	Régulateur de vitesse de rotor de la turbine	71
4.3.2.1	Optimiseur de vitesse	71
4.3.2.2	Boucle de régulation de vitesse	73
4.3.3	Boucle de régulation de la composante directe du courant	74
4.3.4	PFC et régulation de la tension statorique	76
4.3.4.1	Boucle de tension DC	77
4.4	Résultats de simulation	80
4.4.1	Protocole de simulation	80
4.4.2	Résultats des simulations	81
4.5	Conclusion	83
4.6	Références	83

4.1 Introduction

Les énergies renouvelables contribuent de plus en plus à une part importante de la production d'énergie mondiale. Pour surmonter les effets du changement climatique et de l'épuisement des combustibles fossiles, les centrales d'énergies renouvelables prennent le relais, fournissant de l'énergie propre et durable. L'hybridation des systèmes éoliens et photovoltaïques (PV) présente un intérêt majeur dans le domaine de l'énergie renouvelable. En combinant ces deux sources d'énergie intermittentes, on peut bénéficier de leurs avantages complémentaires et atténuer leurs inconvénients respectifs, améliorant ainsi la stabilité globale et la fiabilité du système de conversion énergétique.

Néanmoins, la grande variabilité de ces ressources d'énergie renouvelable a incité de développer des études de recherche sur les systèmes hybrides d'énergie renouvelable. Les parcs éoliens sont connus pour leur capacité à produire de l'énergie en fonction des variations du vent. Cependant, leur production est souvent influencée par la météo et soumise à des fluctuations significatives. Les installations photovoltaïques, quant à elles, dépendent de l'ensoleillement et ont des performances optimales pendant les heures ensoleillées. En combinant ces deux technologies, on peut profiter d'une production d'énergie plus stable et répartie sur une plus longue période, couvrant ainsi un spectre plus large de besoins énergétiques.

L'optimisation et le contrôle non linéaire de tels systèmes hybrides sont essentiels pour maximiser leur rendement et leur efficacité énergétique. Les défis résident dans la gestion complexe de plusieurs variables, dont les caractéristiques variables du vent et du soleil, les variations des charges énergétiques, et la dynamique des différents composants du système. Les algorithmes traditionnels de contrôle linéaire ne sont pas adaptés à ces systèmes non linéaires, et des approches novatrices sont nécessaires pour développer des stratégies de contrôle et d'optimisation robustes.

Plusieurs études ont été réalisées ces dernières années sur la conception, l'optimisation, l'exploitation et le contrôle de systèmes hybrides d'énergie renouvelable. Les systèmes hybrides d'énergie renouvelable (HRES) sont composés d'une source d'énergie renouvelable et d'une source d'énergie conventionnelle, ou d'une combinaison de sources d'énergie renouvelable et conventionnelle qui peuvent fonctionner en mode hors réseau ou en mode connecté [1, 2]. Les HRES contiennent des éoliennes et peuvent mettre en œuvre une variété de machines telles que DFIG, SEIG et PMSG. La PMSG convient aux plages de puissance éolienne inférieures à 500 kW en raison de sa densité de puissance élevée, de son excellente efficacité (absence de pertes de cuivre dans le rotor), de l'absence de boîte de vitesses et de son faible poids actif. Ces qualités permettent au PMSG d'être très efficace dans le contrôle de la vitesse et d'offrir des conditions de fonctionnement fiables (réduction de la maintenance) [3].

Une caractéristique majeure des HRES est qu'ils combinent deux ou plusieurs technologies renouvelables, tirant parti des avantages de leurs modes de fonctionnement et offrant des rendements supérieurs à ceux obtenus à partir d'une seule source d'énergie. Les systèmes hybrides surmontent les limites de carburant en termes de flexibilité, d'efficacité, de fiabilité,

d'émissions et d'économie. Cependant, les HRES souffrent, tant en mode connecté au réseau qu'en mode hors réseau, de problèmes de stabilité dynamique et transitoire pendant et après les diverses perturbations importantes. En règle générale, dans un réseau connecté, le HRES est censé fonctionner en mode isolé en cas de panne dans le réseau principal pour minimiser le temps d'arrêt et la coupure de charge dans le réseau local. Un HRES autonome est plus approprié dans le cas de zones rurales éloignées, par exemple.

Les études antérieures se sont concentrées sur la taille et l'optimisation des systèmes d'énergie renouvelable hybrides multi-sources. Dans [4], une stratégie de contrôle pour un HRES impliquant (en plus d'un convertisseur AC/DC/AC en cascade) deux convertisseurs de puissance DC/DC est proposée. La solution proposée présente deux inconvénients: (i) la structure du HRES est complexe et coûteuse et (ii) le contrôleur proposé est complexe. Dans [5], un algorithme métaheuristique assurant l'optimisation de la production basée sur HRES a été présenté. La qualité de tout contrôleur dépend du temps de convergence d'un algorithme aveugle. Dans [6], un régulateur PI pour HRES a été conçu sur la base d'une approximation linéaire. Des contrôleurs non-linéaires plus sophistiqués ont également été utilisés, par exemple le contrôle de backstepping et le contrôle de mode glissant, [7-13]. Tous ces travaux se sont uniquement concentrés sur la conception du contrôle, sans tentative d'améliorer la structure électrique.

La nouveauté de l'approche proposée dans cet étude est double : la première est que le HRES considéré présente une structure optimisée, évitant l'utilisation de deux hacheurs, ce qui se traduit par une construction plus économique et une mise en œuvre simple; et (ii) le contrôleur proposé est sans capteur, sans capteurs de vitesse du vent ou de rayonnement solaire. Le contrôleur conçu est basé sur la combinaison du contrôle de backstepping et du contrôle mode glissant intégral. Sa stabilité a été analysée à l'aide de la théorie de la stabilité de Lyapunov. Enfin, dans le dernier objectif (iii), l'objectif MPPT est atteint grâce à l'utilisation d'un algorithme Power to Optimal Voltage (POV) sur la source PV et d'un algorithme Power to Optimal Speed (POS) sur la source d'énergie éolienne.

Ce chapitre est structuré comme suit : la section 2 fournit une description et une modélisation mathématique de l'HRES proposé. Dans la section 3, le régulateur proposé est présenté, ainsi que son analyse de stabilité. Les performances du régulateur sont mises en évidence par simulation numérique à l'aide de MATLAB Simulink dans la section 4.

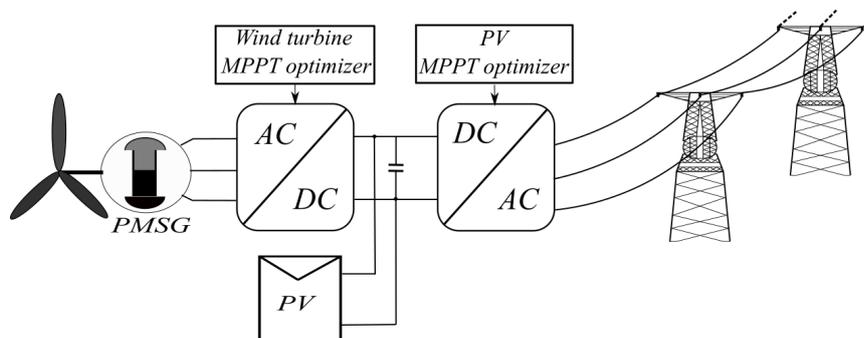


Figure 4.1: Structure hybride PMSG-PV

4.2 Modèle du système

4.2.1 Modèle du PMSG et du redresseur triphasé

Pour assurer le lien continu entre les panneaux solaires et le convertisseur DC/AC, un convertisseur DC/AC doit être utilisé, comme le montre la figure 4.1. Le modèle de la machine synchrone, exprimé dans les coordonnées (dq) , qui sont plus adaptées à la conception du régulateur [14, 15], peut être donné par les équations suivantes :

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{F}{J}\Omega + \frac{K_M}{J}i_{sq} - \frac{1}{J}T_g + d_\Omega \quad (4.1a)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{sq} - pi_{sd}\Omega - \frac{K_M}{L_s}\Omega + \frac{1}{L_s}v_{sq} + d_1 \quad (4.1b)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{sd} + pi_{sq}\Omega + \frac{1}{L_s}v_{sd} + d_2 \quad (4.1c)$$

où F , J et Ω sont respectivement le coefficient visqueux, l'inertie du rotor et la vitesse angulaire du rotor ; p , K_M et T_g représentent respectivement le nombre de paires de pôles, la constante de flux du générateur et le couple d'entrée. Les couples (v_{sd}, v_{sq}) et (i_{sd}, i_{sq}) désignent, dans les coordonnées (dq) , les tensions moyennes du stator de l'aérogénérateur et les courants, respectivement. Les tensions du stator $v_{sq} = V_{dc}u_1$ et $v_{sd} = V_{dc}u_2$, où u_1 et u_2 représentent les valeurs moyennes des commandes d'entrée du redresseur.

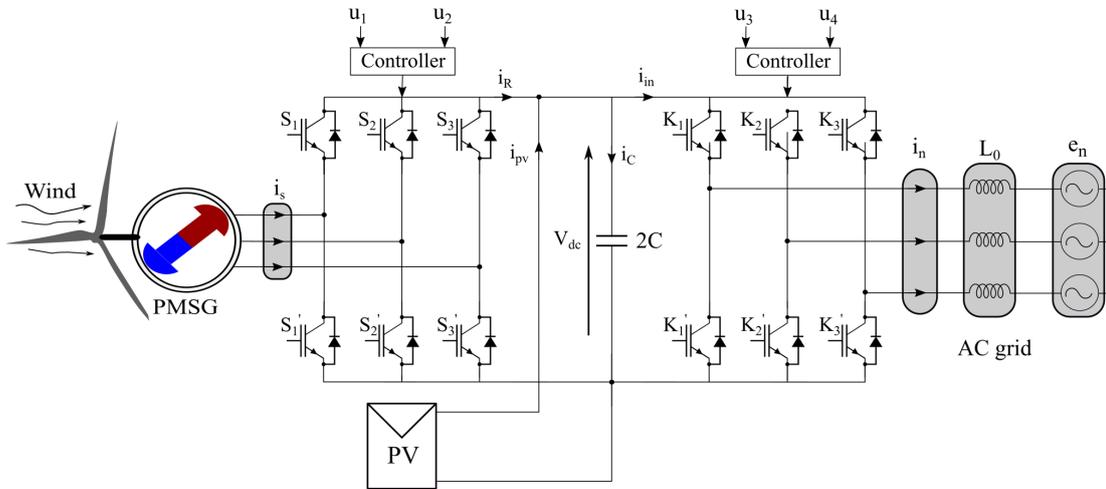


Figure 4.2: Schéma électrique de l'hybride PMSG-PV

Hypothèse 4.1. Le vecteur des paramètres $[d_\Omega, d_1, d_2]^T$ représente l'effet total des perturbations et des incertitudes causées par les variations des paramètres sur le système est borné et inférieur à une limite supérieure.

La variable s_i ($i = 1, 2, 3$) désigne l'état de commutation de l'interrupteur i de pont et l'expression de s_i est définie comme suit :

$$s_i = \begin{cases} 0 & \text{si } S_i \text{ ON et } S'_i \text{ OFF} \\ 1 & \text{si } S_i \text{ OFF et } S'_i \text{ ON} \end{cases}$$

Notons que $x_\Omega = \Omega$, $x_1 = i_{sq}$ et $x_2 = i_{sd}$. Pour plus de commodité, les équations (4.1a) à (4.1c) peuvent être utilisées pour établir un modèle d'espace d'état du sous-système comprenant le convertisseur DC/AC combiné avec l'aérogénérateur synchrone. Le modèle est réécrit sous la forme donnée ci-dessous :

$$\dot{x}_\Omega = -\frac{F}{J}x_\Omega + \frac{K_M}{J}x_1 - \frac{1}{J}T_g + d_\Omega \quad (4.2a)$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_s}{L_s}x_1 - p x_\Omega x_2 - \frac{K_M}{L_s}x_\Omega + \frac{1}{L_s}V_{dc}u_1 + d_1 \quad (4.2b)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{R_s}{L_s}x_2 + p x_\Omega x_1 + \frac{1}{L_s}V_{dc}u_2 + d_2 \quad (4.2c)$$

4.2.2 Modèle du convertisseur DC/AC-réseau

Le réseau triphasé AC est connecté au bus DC via un convertisseur DC/AC composé de six transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) avec des diodes anti-parallèles pour un mode de fonctionnement en quatre quadrants Fig.4.2. L'alimentation en réseau triphasé est modélisée par la mise en série d'inductances L_0 et la tension triphasée sinusoïdale du réseau $[e_{nj}]$ (avec une fréquence constante connue ω_n). Le convertisseur doit être contrôlé de manière à accomplir deux tâches principales : (i) fournir une tension de bus DC constante; et (ii) assurer une connexion à facteur de puissance presque unitaire avec le réseau électrique. En appliquant les lois de Kirchhoff, les équations dans le repère triphasé peuvent être exprimées comme suit:

$$\begin{aligned} L_0 \frac{d}{dt} [i_{n123}] &= V_{dc} [k_{123}] - e_{n123} \\ i_0 &= [k_{123}]^T [i_{n123}] \end{aligned} \quad (4.3)$$

Où $[i_{n123}] = [i_{n1}, i_{n2}, i_{n3}]^T$, i_0 représentent respectivement les courants des lignes du réseau, le courant d'entrée de l'onduleur ; $[k_{123}] = [k_1, k_2, k_3]^T$ désigne l'état de commutation de chaque interrupteur de pont et l'expression de $k_j (j = 1, 2, 3)$ est définie comme suit :

$$k_j = \begin{cases} 0 & \text{si } K_j \text{ ON et } K'_j \text{ OFF} \\ 1 & \text{si } K_j \text{ OFF et } K'_j \text{ ON} \end{cases}$$

Pour synthétiser la loi de commande, nous employons la transformation de Park pour (4.3) en sélectionnant le vecteur tension aligné sur l'axe d . Ainsi, nous aurons : $E_{nq} = 0$ et $E_{nd} = E_n$. Ce sous-système sera décrit, alors, par les équations suivantes :

$$\frac{di_{nq}}{dt} = -\omega_n i_{nd} + \frac{1}{L_0} u_3 V_{dc} \quad (4.4a)$$

$$\frac{di_{nd}}{dt} = -\frac{1}{L_0} E_n + \omega_n i_{nq} + \frac{1}{L_0} u_4 V_{dc} \quad (4.4b)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2C} (i_g - i_{in}) \quad (4.4c)$$

Où (u_3, u_4) représentent les commandes moyennées du système dans les coordonnées (dq) (transformation de Park). $(E_{nd}; E_{nq})$ et $(i_{nd}; i_{nq})$ désignent respectivement les tensions et courants du réseau, en coordonnées (dq) , i_{in} représente le courant d'entrée de l'onduleur. Maintenant, définissons les variables d'état moyennées : $x_3 = i_{nq}$, $x_4 = i_{nd}$, $x_5 = V_{dc}^2$. En remplaçant i_{in} par son équivalent $i_{in} = x_3 u_3 + x_4 u_4$ et en multipliant les deux côtés de (4.5c) par V_{dc} , le modèle de l'onduleur ci-dessus peut être réécrit comme suit :

$$\dot{x}_3 = -\omega_n x_4 + \frac{1}{L_0} u_3 V_{dc} \quad (4.5a)$$

$$\dot{x}_4 = -\frac{1}{L_0} E_n + \omega_n x_3 + \frac{1}{L_0} u_4 V_{dc} \quad (4.5b)$$

$$\dot{x}_5 = \frac{1}{C} (P_t - x_3 u_3 V_{dc} - x_4 u_4 V_{dc}) \quad (4.5c)$$

Où $P_t = V_{dc} i_{pv} + V_{dc} i_R$ représente la puissance fournie par l'association du panneau photovoltaïque et de l'éolienne, et i_R désigne le courant de sortie du redresseur.

4.3 Conception du contrôleur

4.3.1 Objectifs de contrôle

- CO.1** Optimisation de la puissance éolienne extraite : L'objectif est d'ajuster étroitement la vitesse du rotor Ω à un signal de référence Ω^* variant dans le temps, qui est généré par l'optimiseur POS.
- CO.2** Optimisation du courant dans l'aérogénérateur synchrone : Réguler le courant statorique de l'aérogénérateur, a une valeur nulle, c-a-d: $i_{sd}^* = x_2^* = 0$.
- CO.3** Contrôle de l'injection de puissance réactive dans le réseau : Contrôler l'injection de puissance réactive dans le réseau selon les besoins du réseau électrique (contrôle du facteur de puissance (PFC)).
- CO.4** Optimisation de la puissance extraite du PV : L'objectif est d'extraire la puissance maximale du système PV en ajustant la tension du bus continu V_{dc} à un signal de référence donné V_{dc}^* , généré par l'optimiseur POV.

4.3.2 Régulateur de vitesse de rotor de la turbine

4.3.2.1 Optimiseur de vitesse

Lorsque la vitesse du vent change, la vitesse du rotor et de la turbine varie de manière systématique. D'après la Fig.4.3, les points de puissance maximale dépendent de la vitesse de rotation du rotor. Par conséquent, la technique MPPT doit être utilisée pour suivre la valeur optimale de la vitesse, qui dépend (de manière non-linéaire) de la vitesse du vent. Dans ce travail, le POS décrit dans [3] est utilisé. La référence de vitesse est générée par l'optimiseur

en se basant sur la recherche de puissance maximale (en ligne) sans se soucier de la vitesse du vent correspondante. À cet effet, la caractéristique de la Fig.4.3 est utilisée pour déterminer la fonction polynomiale $\Omega^* = F(P)$, et à l'aide de MATLAB, nous essayons d'interpoler et d'obtenir une fonction polynomiale $\Omega^* = F(P)$. Cette fonction présente le point de puissance maximale de la turbine éolienne. La fonction polynomiale de l'optimiseur de point de puissance maximale ainsi construite est :

$$\Omega^*(P) = a_n P^n + a_{n-1} P^{n-1} + \dots + a_1 P + a_0$$

Les coefficients a_i ont des valeurs numériques correspondant aux caractéristiques du système WEC utilisé. Les coefficients $a_i (i = 0, \dots, 4)$ du polynôme $\Omega^* = F(P)$ sont donnés dans le tableau.4.1.

Table 4.1: Coefficients de la fonction polynomiale MPP éolienne

$a_4 = -2.45 \cdot 10^{-11}; a_3 = 7 \cdot 10^{-8}; a_2 = -1.15 \cdot 10^{-4}$
$a_1 = 0.114; a_0 = 7 \cdot 10^{-4}$

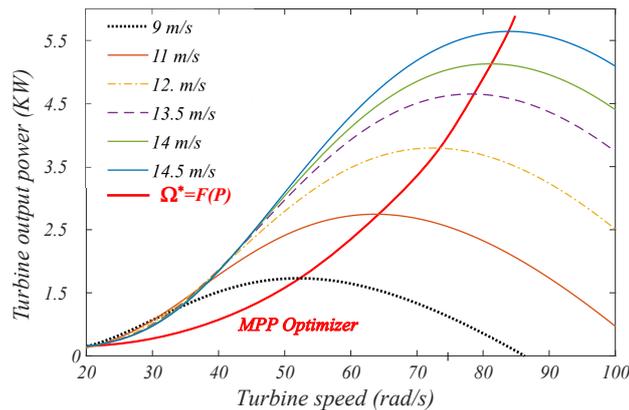


Figure 4.3: Courbes de puissance des turbines

Remarque 4.1. L'interpolation polynomiale produisant la fonction a été obtenue en utilisant les fonctions Matlab POLYVAL et POLYFIT.

Nous allons maintenant nous concentrer sur le problème de la conception d'une loi de commande d'entrée u_1 pour assurer la régulation de la vitesse de rotation du rotor afin d'extraire la puissance maximale. La deuxième entrée u_2 doit être utilisée pour réguler le courant i_{sd} à une valeur de référence i_{sd}^* , généralement égale à zéro afin de garantir l'absence de courant statorique sur l'axe d [9, 12], donc, le courant dans l'aérogénérateur est optimisé. Les deux régulateurs seront conçus en utilisant la technique de commande par mode de glissement (Sliding Mode Control).

4.3.2.2 Boucle de régulation de vitesse

La vitesse de la turbine doit être maintenue aussi proche que possible de la valeur de référence Ω^* désignée par x_1^* . Introduisons e_1 comme l'erreur de suivi :

$$e_1 = \Omega^* - \Omega = x_{\Omega}^* - x_{\Omega}$$

En utilisant la commande intégrale par mode glissant, et en définissant la surface de glissement du second ordre comme suit :

$$z_1 = \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1 + c_1 \int_0^t e_1(\tau) d\tau \quad (4.6)$$

La dérivée temporelle de l'équation précédente est :

$$\dot{z}_1 = \ddot{e}_1 + \lambda_1 \dot{e}_1 + c_1 e_1$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\dot{z}_1 = \ddot{x}_{\Omega}^* + \lambda_1 \dot{x}_{\Omega}^* + c_1 e_1 - \ddot{x}_{\Omega} - \lambda_1 \dot{x}_{\Omega} \quad (4.7)$$

En se référant à (4.2a) et (4.2b), (4.7) peut être réécrit comme suit :

$$\dot{z}_1 = \alpha_1(x, t) + c_1 e_1 - \frac{K_M V_{dc}}{J L_s} u_1 + \delta_1(t) \quad (4.8)$$

où

$$\alpha_1(x, t) = \ddot{x}_{\Omega}^* + \lambda_1 \dot{x}_{\Omega}^* + A_1 x_{\Omega} + B_1 x_1 - \frac{p K_M}{J} x_{\Omega} x_2 + C_1 T_g + \frac{T_g}{J}$$

avec

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{F}{J} \left(\lambda_1 - \frac{F}{J} \right) + \frac{K_M^2}{J L_s} \\ B_1 &= \frac{F K_M}{J^2} + \frac{K_M R_s}{J L_s} - \frac{\lambda_1 K_M}{J} \\ C_1 &= \frac{\lambda_1}{J} - \frac{F}{J^2} \\ \delta_1(t) &= -J C_1 \dot{d}_{\Omega} - \dot{d}_{\Omega} - \frac{K_M}{J} d_1 \\ u_1 &= u_{1eq} + u_{1N} \end{aligned}$$

Hypothèse 4.2. Nous supposons que $|\delta_1(t)|$ est borné et que sa borne supérieure est $D_1 > 0$, c'est-à-dire $|\delta_1(t)| \leq D_1$.

Pour maintenir un état spécifique, le contrôleur utilise une loi de commande d'entrée continue équivalente u_{1eq} , qui est conçue pour contrôler les paramètres connus. La valeur de u_{1eq}

est déterminée en s'assurant que $\dot{z}_1 = 0$, en utilisant (4.8) il faut :

$$u_{1eq} = \frac{JL_s}{K_M V_{dc}} (\alpha_1(x, t) + c_1 e_1) \quad (4.9)$$

De plus, le contrôleur inclut une deuxième loi de commande, u_{1N} , qui est conçue pour gérer les perturbations et les incertitudes dues aux variations des paramètres.

En utilisant la fonction de Lyapunov candidate $V_1 = \frac{1}{2} z_1^2$, nous pouvons écrire sa dérivée temporelle de la manière suivante :

$$\dot{V}_1 = z_1 \left(\alpha_1(x, t) + c_1 e_1 - \frac{K_M V_{dc}}{JL_s} (u_{1eq} + u_{1N}) + \delta_1(t) \right) \quad (4.10)$$

En remplaçant u_{1eq} par son expression (4.9) dans (4.10), on obtient la dérivée temporelle suivante de V_1 .

$$\dot{V}_1 = z_1 \left(- \frac{K_M V_{dc}}{JL_s} u_{1N} + \delta_1(t) \right) \quad (4.11)$$

Nous allons maintenant considérer la loi de commande qui garantit que \dot{V}_1 est une fonction définie négative, comme exprimé par son expression mathématique.

$$u_{1N} = \frac{JL_s}{K_M V_{dc}} ((D_1 + \beta_1) \text{sign}(z_1)); \quad \beta_1 > 0 \quad (4.12)$$

En combinant les équations (4.9) et (4.12), nous pouvons déduire la loi de commande d'entrée u_1 , qui peut être présentée de la manière suivante :

$$u_1 = \frac{JL_s}{K_M V_{dc}} (\alpha_1(x, t) + c_1 e_1 + (D_1 + \beta_1) \text{sign}(z_1)) \quad (4.13)$$

4.3.3 Boucle de régulation de la composante directe du courant

L'objectif dans cette partie est de réguler le courant i_{sd} à une valeur de référence $x_2^* = i_{sd}^* = 0$ afin de garantir l'absence de courant statorique sur l'axe d (ce choix est motivé par le fait que le couple du générateur est développé uniquement par le courant sur l'axe q). Introduisons l'erreur de suivi e_2 :

$$e_2 = i_{sd}^* - i_{sd} = x_2^* - x_2$$

En utilisant la commande ISMC, on peut définir la première surface de glissement comme suit:

$$z_2 = \lambda_2 e_2 + c_2 \int_0^t e_2(\tau) d\tau \quad c_2 > 0 \quad (4.14)$$

où λ_2 et c_2 représentent les gains du régulateur. La dynamique de (4.14) subit l'équation suivante :

$$\dot{z}_2 = \lambda_2 \ddot{e}_2 + c_2 e_2$$

En utilisant (4.2c), l'équation précédente peut être réécrite comme suit :

$$\dot{z}_2 = \alpha_2(x, t) + c_2 e_2 - \frac{\lambda_2 V_{dc}}{L_s} (u_{2eq} + u_{2N}) + \delta_2(t) \quad (4.15)$$

avec

$$\alpha_2(x, t) = \frac{\lambda_2 R_s}{L_s} x_2 - \lambda_2 p x_{\Omega} x_1 + \lambda_2 \dot{x}_2^*; \quad \delta_2(t) = \lambda_2 d_1$$

Hypothèse 4.3. Nous supposons que $|\delta_2(t)|$ est borné avec une borne supérieure de $D_2 > 0$, c'est-à-dire $|\delta_2(t)| \leq D_2$.

La première partie de la conception du contrôle par mode glissant u_{2eq} , consiste à choisir une loi de commande qui garantit l'existence et la réalisabilité de la surface de glissement donnée par u_2 le long des trajectoires du sous-système. Cette partie du contrôle traite des paramètres connus. Pour s'assurer que l'erreur de contrôle z_2 converge vers zéro, un contrôle équivalent u_{2eq} peut être choisi en utilisant l'équation (4.15) de la manière suivante :

$$u_{2eq} = \frac{L_s}{\lambda_2 V_{dc}} (\alpha_2(x, t) + c_2 e_2) \quad (4.16)$$

Ensuite, nous concevons la deuxième partie u_{2N} , pour réguler le système contre les perturbations et les incertitudes.

Pour concevoir u_{2N} , nous utilisons la fonction de Lyapunov candidate en quadrature

$V_2 = \frac{1}{2} z_2^2$. La dérivée temporelle de V_2 peut être exprimée de la manière suivante :

$$\dot{V}_2 = z_2 \left(\alpha_2(x, t) + c_2 e_2 - \frac{\lambda_2 V_{dc}}{L_s} (u_{2eq} + u_{2N}) + \delta_2(t) \right) \quad (4.17)$$

En utilisant les équations (4.16) et (4.17), on peut facilement écrire :

$$\dot{V}_2 = z_2 \left(- \frac{\lambda_2 V_{dc}}{L_s} u_{2N} + \delta_2(t) \right) \quad (4.18)$$

Le contrôle discontinu u_{2N} contraint le sous-système en boucle fermée à avoir une erreur de contrôle nulle en temps fini. En effet, grâce à ce choix, les trajectoires du sous-système z_2 sont contraintes de converger vers zéro car \dot{V}_2 sera une fonction définie négative :

$$u_{2N} = \frac{L_s}{\lambda_2 V_{dc}} (D_2 + \beta_2) \text{sign}(z_2); \quad \beta_2 > 0 \quad (4.19)$$

La loi de contrôle conçue u_2 est alors donnée par :

$$u_2 = \frac{L_s}{\lambda_2 V_{dc}} (\alpha_2(x, t) + c_2 e_2 - (D_2 + \beta_2) \text{sign}(z_2)) \quad (4.20)$$

Theorem 4.1. *Considérons le sous-système présenté par son modèle à partir des équations (4.2a)-(4.2c). Les surfaces de glissement définies par les équations (4.6) et (4.14). En supposant que les hypothèses (1-3) sont vérifiées, le système en boucle fermée est globalement stable avec les contrôleurs ISMC définis par les équations (4.13) et (4.19). Le système d'erreur est globalement asymptotiquement stable.*

Preuve du théorème 4.1. *Pour évaluer la robustesse de ce contrôleur, nous pouvons effectuer une analyse de stabilité de Lyapunov. Choisissons la fonction de Lyapunov $V(z)$ comme suit :*

$$V(z) = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 \quad (4.21)$$

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V}(z) = z_1\dot{z}_1 + z_2\dot{z}_2 \quad (4.22)$$

En utilisant les contrôleurs définis par les équations (4.13) et (4.19), nous pouvons obtenir l'expression de l'équation (4.22) comme suit :

$$\dot{V}(z) = z_1(\delta_1(t) - D_1 \text{sign}(z_1) - \beta_1 \text{sign}(z_1)) + z_2(\delta_2(t) - D_2 \text{sign}(z_2) - \beta_2 \text{sign}(z_2)) \quad (4.23)$$

En se basant sur les hypothèses (2-3), l'équation (4.23) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{V}(z) \leq -(2D_1 + \beta_1)|z_1| - (2D_2 + \beta_2)|z_2| \quad (4.24)$$

Nous pouvons conclure que la fonction de Lyapunov $V(z)$ décroît au fil du temps le long du mouvement de glissement, et donc les trajectoires du système convergent vers zéro indépendamment des conditions initiales.

4.3.4 PFC et régulation de la tension statorique

Dans cette sous-section, nous proposons un régulateur pour contrôler la tension du bus continu. Une loi de commande non-linéaire, notée u_4 , doit être conçue pour imposer la tension continue V_{dc} de manière à atteindre une valeur de référence donnée V_{dc}^* . Cette référence est fournie par l'optimiseur PV (MPPT) afin d'extraire la puissance maximale.

Le deuxième objectif concerne l'exigence de PFC (Power Factor Correction) : le courant fourni au réseau doit être sinusoïdal et en phase avec la tension alternative d'alimentation, en fonction de la demande d'énergie réactive du réseau. Pour atteindre cet objectif, il est nécessaire de contrôler la composante en quadrature du courant de sortie de l'onduleur, notée $x_4 = i_{nq}$, à l'aide de la commande d'entrée u_3 , de manière à suivre un signal de référence x_4^* .

Ces deux régulateurs seront conçus en utilisant la technique de backstepping. Pour cela,

introduisons l'erreur de suivi :

$$z_3 = x_3^* - x_3$$

Compte tenu de (4.5b), la dérivée temporelle de l'erreur précédente z_3 peut être écrite comme suit :

$$\dot{z}_3 = \dot{x}_3^* + \omega_n x_4 - \frac{1}{L_0} u_3 V_{dc} \quad (4.25)$$

Pour concevoir une loi de commande u_3 pour ce système du premier ordre, considérons la fonction de Lyapunov candidate $V_3 = \frac{1}{2} z_3^2$ pour la quadrature. La dérivée temporelle de V_3 peut être exprimée par : $\dot{V}_3 = \dot{z}_3 z_3$, en utilisant l'équation (4.25), on peut écrire :

$$\dot{V}_3 = z_3 \left(\dot{x}_3^* + \omega_n x_4 - \frac{1}{L_0} u_3 V_{dc} \right) \quad (4.26)$$

Pour obtenir une loi de contrôle stabilisante, nous choisissons le contrôle d'entrée u_4 de la manière suivante :

$$u_3 = \frac{L_0}{V_{dc}} \left(c_3 z_3 + \omega_n x_4 + \dot{x}_3^* \right) \quad (4.27)$$

Avec $c_3 > 0$, un paramètre de conception.

En effet, la substitution de (4.27) dans (4.26) donne $\dot{V}_3 = -c_3 z_3^2$ qui est clairement défini négativement en z_3 .

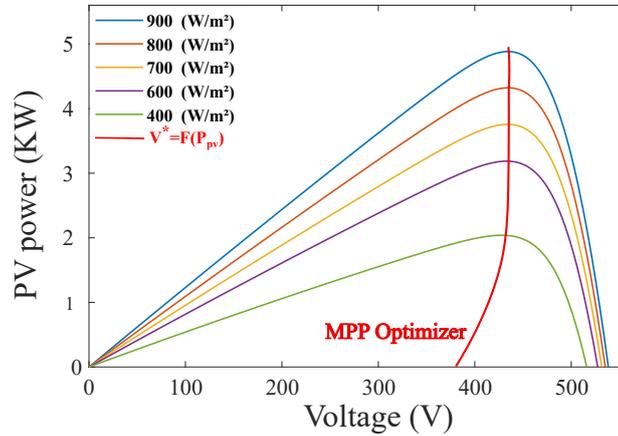


Figure 4.4: Courbes de puissance du PV à $T = 25^\circ\text{C}$

4.3.4.1 Boucle de tension DC

L'optimiseur génère en temps réel la tension optimale V_{dc}^* . Lorsque la différence entre la tension V_{dc} et V_{dc}^* tend vers zéro, l'extraction de la puissance maximale est garantie. Cette technique est décrite dans [8].

Les sommets des courbes de la Fig.5.4 donnent la puissance maximale 'extractible' P_{pv}^* et représentent donc les points optimaux. Chacun de ces points est caractérisé par la tension de

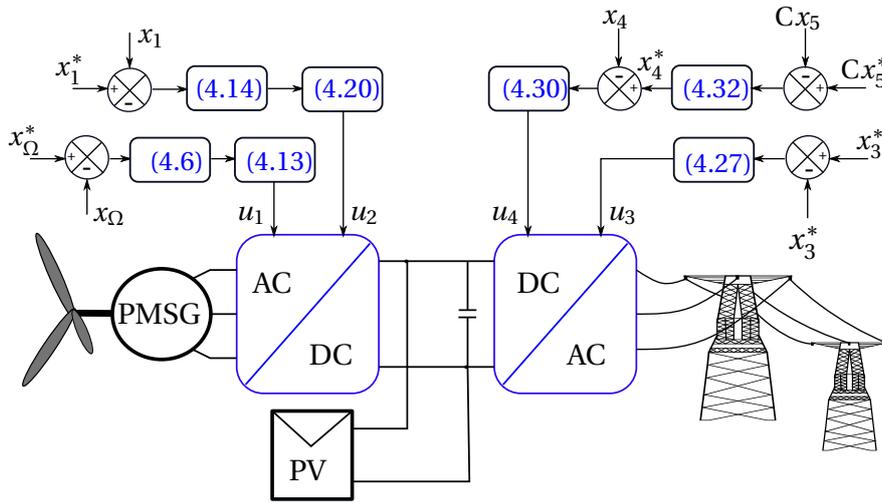


Figure 4.5: Protocole de simulation

Table 4.2: Paramètres de simulation du système hybride

Characteristic	Symbol value	Characteristic	Symbol value
Wind turbine		photovoltaic module SM55	
Nominal power	$P_T = 6KW$	Maximum Power	
Turbine radius	$R=1.4 \text{ m}$	Short circuit current	$I_{sc} = 3.45A$
Blade pitch	$\beta = 0^\circ$	Open circuit voltage	$V_{oc} = 21.7V$
Aerogenerator		(series, parallel) PV modules	$(N_s = 24, N_p = 4)$
Nominal power	$P_n = 6KW$	AC-DC-AC Converter	
Number of pole pairs	$p=4$	Capacitor	$C = 0.2mF$
Nominal speed	$\Omega = 78rad s^{-1}$	Inductor	$L_0 = 10mH$
Stator resistor	$R_s = 0.59\Omega$	bus continu Voltage	$V_{dc} = 440V$
Stator cyclic inductor	$L_s = 18.6mH$	Modulation frequency	$F_m = 15KHz$
Rotor flux	$\phi_r = 0.6Wb$	Three-phase network	
Total inertia	$3.19 * 10^{-3}Kg.m^2$	Voltage	$E_n = 220/380V$
Total viscous friction	$0.05Kg.m^2.s^{-1}$	Network frequency	$f=50 \text{ Hz}$

puissance optimale. Un certain nombre de couples (V_{dc}^*, P_{pv}) ont été interpolés pour obtenir une fonction polynomiale de l'optimiseur MPP $V_{dc}^* = F(P_{pv})$:

$$V_{dc}^*(P_{pv}) = b_n P_{pv}^n + b_{n-1} P_{pv}^{n-1} + \dots + b_1 P_{pv} + b_0$$

Les coefficients $b_i (i = 0, \dots, 5)$ ont des valeurs numériques correspondant aux caractéristiques du panneau photovoltaïque utilisé. Ainsi, l'énergie maximale de la PV sera capturée et transmise au réseau via le DC/AC sans qu'il soit nécessaire de mesurer les valeurs d'irradiation.

Les coefficients $b_i (i = 0, \dots, 5)$ du polynôme $V_{dc}^* = F(P_{pv})$ sont donnés dans le tableau 4.3.

Table 4.3: Coefficients de la fonction polynomiale MPP panneau

$$\begin{aligned} b_4 &= -9.1 \cdot 10^{-14}; b_3 = 1.94 \cdot 10^{-9}; b_2 = -1.42 \cdot 10^{-5} \\ b_1 &= 4.6 \cdot 10^{-2}; b_0 = 380 \end{aligned}$$

Remarque 4.2. Pour assurer l'efficacité de la régulation en fonction de la tension V_{dc} , qui est une fonction de l'irradiation, une tension minimale doit être assurée pour les valeurs très

faibles d'irradiation afin de garantir le fonctionnement du système hybride éolienne-PV. Le système fonctionne comme un simple système de conversion d'énergie éolienne en l'absence d'irradiation.

À partir des équations (4.5a-4.5c), une première équation impliquant l'entrée de commande u_3 sera maintenant conçue, en utilisant la technique de backstepping, de sorte que la tension quadratique du bus continu $x_5 = V_{dc}^2$ suive bien un signal de référence $x_5^* = V_{dc}^{*2}$. Comme le sous-système (4.5a-4.5c) a un degré relatif 2, la conception vers cette équation est réalisée en deux étapes :

- La tension du bus continu V_{dc}^2 . (boucle extérieure)
- La commande de la transitoire de courant. (boucle intérieure)

Pour cette double exigence, une seule commande est utilisée (u_3). Maintenant, pour concevoir un régulateur qui impose le suivi de courant x_4 à un signal de référence x_4^* , introduisons l'erreur de suivi :

$$z_4 = x_4^* - x_4$$

On peut décrire la dynamique de z_4 comme suit :

$$\dot{z}_4 = \dot{x}_4^* + \frac{E_n}{L_0} - \omega_n x_3 - \frac{V_{dc}}{L_0} u_4 \quad (4.28)$$

Considérons la fonction de Lyapunov $V_4 = \frac{1}{2} z_4^2$. La dérivée temporelle de V_4 peut être exprimée comme suit : $\dot{V}_4 = \dot{z}_4 z_4$.

On peut facilement vérifier que :

$$\dot{V}_4 = z_4 \left(\dot{x}_4^* + \frac{E_n}{L_0} - \omega_n x_3 - \frac{V_{dc}}{L_0} u_4 \right) \quad (4.29)$$

La dérivée temporelle de \dot{V}_4 doit être définie négative le long de la trajectoire de z_4 . La loi de contrôle u_4 peut alors être donnée comme suit :

$$u_4 = \frac{L_0}{V_{dc}} \left(c_4 z_4 - \omega_n x_3 + \dot{x}_4^* \right) + \frac{E_n}{V_{dc}} \quad (4.30)$$

Avec $c_4 > 0$ comme paramètre de conception. Le signal de référence x_4^* est donné par la boucle externe pour la tension du bus continu. En utilisant les équations (4.27) et (4.30), l'équation (4.5c) peut être réécrite comme suit :

$$C \dot{x}_5 = P_t - \alpha_3(x, t) - L_0 x_4 \dot{x}_4^* \quad (4.31)$$

Avec :

$$\alpha_3(x, t) = L_0 \left(c_3 z_3 x_3 + x_3 \dot{x}_3^* + c_4 z_4 x_4 \right) + x_4 E_n$$

Introduisons l'erreur de poursuite :

$$z_5 = Cx_5^* - Cx_5$$

En choisissant la fonction de Lyapunov $V_5 = \frac{1}{2}z_5^2$, la référence suggérée pour x_4^* peut être exprimée comme suit :

$$\dot{x}_4^* = \frac{1}{L_0 x_4} (P_t - \alpha_3(x, t) - c_5 z_5 - C \dot{x}_5^*) \quad (4.32)$$

Avec $c_5 > 0$, un paramètre de conception.

Theorem 4.2. (Régulateur de tension/courant quadratique).

Considérons le sous-système de commande, composé du panneau solaire et d'un onduleur DC/AC PWM connecté au réseau triphasé, décrit par (4.5a)-(4.5c), et les lois de commande définies par (4.27), (4.30) et (4.32). Le système en boucle fermée résultant est décrit, dans les coordonnées (z_3, z_4, z_5) , par l'équation suivante :

$$\dot{Z} = AZ \quad (4.33)$$

avec :

$$Z = \begin{bmatrix} z_3 \\ z_4 \\ z_5 \end{bmatrix} ; A = \begin{bmatrix} -c_3 & 0 & 0 \\ 0 & -c_4 & 0 \\ 0 & 0 & -c_5 \end{bmatrix}$$

Cette équation définit un système stable, et le vecteur (z_3, z_4, z_5) converge exponentiellement rapidement vers $(0; 0; 0)$, quelle que soit la condition initiale.

Preuve du théorème 4.2. L'équation (4.33) est obtenue en substituant les lois de commande (4.27), (4.30) et (4.32) à u_3 , u_4 et x_4^* du côté droit de (4.25) et (4.28). - Considérons le système linéaire continu et invariant dans le temps (4.33), $V'' = \frac{1}{2}z_3^2 + \frac{1}{2}z_4^2 + \frac{1}{2}z_5^2$ est considérée comme une fonction de Lyapunov (il est clair que $V''(Z) \geq 0$ pour tous les $Z \neq [0, 0, 0]^T \in \mathbb{R}^3$, et $V''(Z) = 0$ si $Z = [0, 0, 0]^T$). La dérivée temporelle de V'' :

$$\dot{V}'' = -c_3 z_3^2 - c_4 z_4^2 - c_5 z_5^2$$

Selon l'équation (4.33), il est évident que la dérivée temporelle de $V''(Z)$, $\dot{V}'' < 0$ pour tout $Z \neq [0, 0, 0]^T$, donc $[0, 0, 0]^T$ est un point d'équilibre globalement asymptotiquement stable du système.

4.4 Résultats de simulation

4.4.1 Protocole de simulation

Le schéma de simulation est décrit dans la Fig.4.5. Les optimiseurs de vitesse et de tension, y compris les lois de commande (4.13), (4.20), (4.30) et (4.32), seront évalués par simulation

dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Les caractéristiques électromécaniques du système simulé sont présentées dans la Table.4.2.

En utilisant la méthode d'essais et erreurs (try and error), on peut utiliser les paramètres de commande suivants :

$c_1 = 10$; $c_2 = 200$; $c_3 = 20$; $c_4 = 0.1$; $c_5 = 150$ $\lambda_1 = 300$; $\lambda_2 = 120$ $\beta_1 = 1$; $\beta_2 = 0.5$ Pour mieux évaluer les performances de notre régulateur, on prendra une vitesse de vent variant dans le temps Fig.4.6-(a), et une irradiation solaire variable Fig.4.6-(d). Ces profils ont été choisis pour se rapprocher le plus possible du comportement réel de la vitesse du vent et du rayonnement solaire.

4.4.2 Résultats des simulations

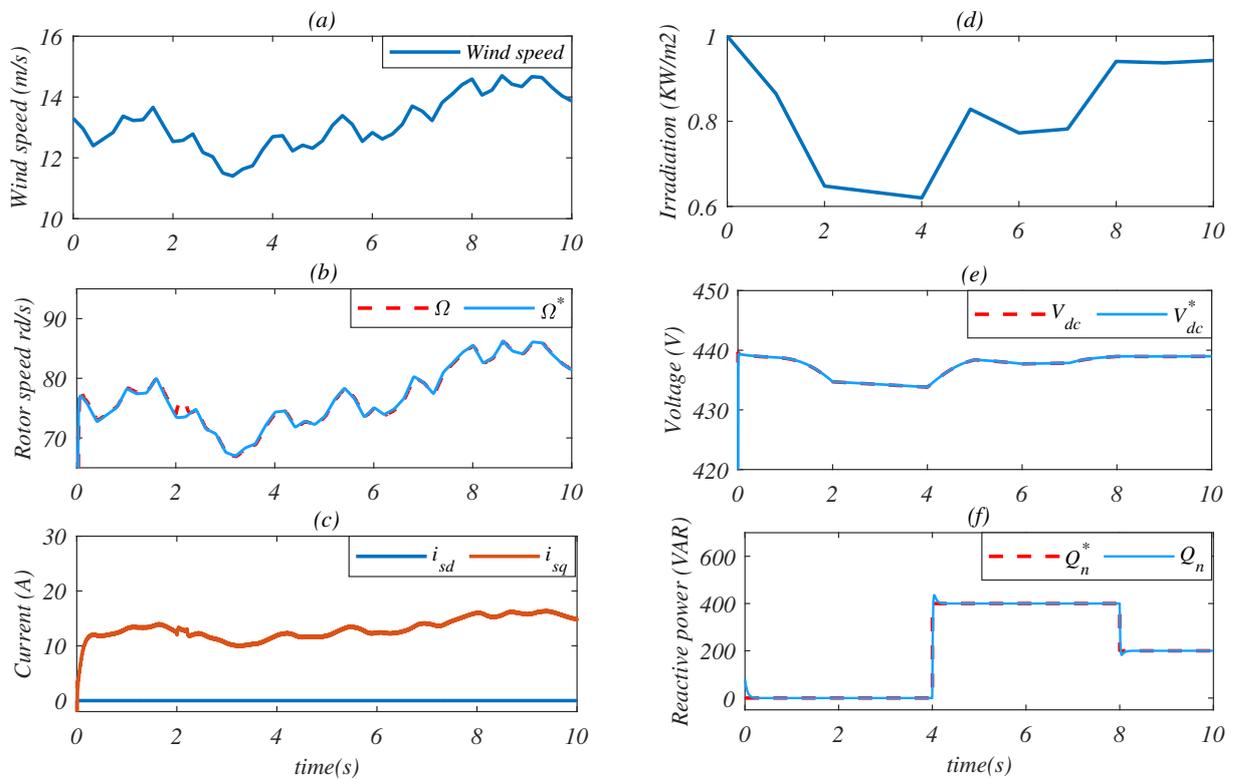


Figure 4.6: Performances du contrôleur défini par (4.13), (4.20), (4.27) et (4.30) en réponse à la variation de la vitesse du vent de la et à la variation de l'irradiation solaire

Pour maximiser l'extraction de puissance du système hybride d'énergies renouvelables (HRES), la vitesse de la turbine et la tension de sortie du panneau doivent asymptotiquement suivre les références données : la référence de vitesse Ω^* générée par l'optimiseur POS, et la tension optimale de sortie du panneau V_{dc}^* obtenue par l'optimiseur POV.

Le profil de vitesse du rotor dans la Figure 4.6(b) est similaire à la courbe de vitesse du vent, ce qui est attendu puisque la turbine tourne au même rythme que celui du vent. Après une brève transition, la vitesse du rotor Ω converge parfaitement vers la référence Ω^* , comme le montre la Figure 4.6(b). Cela confirme le premier objectif du contrôleur (CO.1) qui est

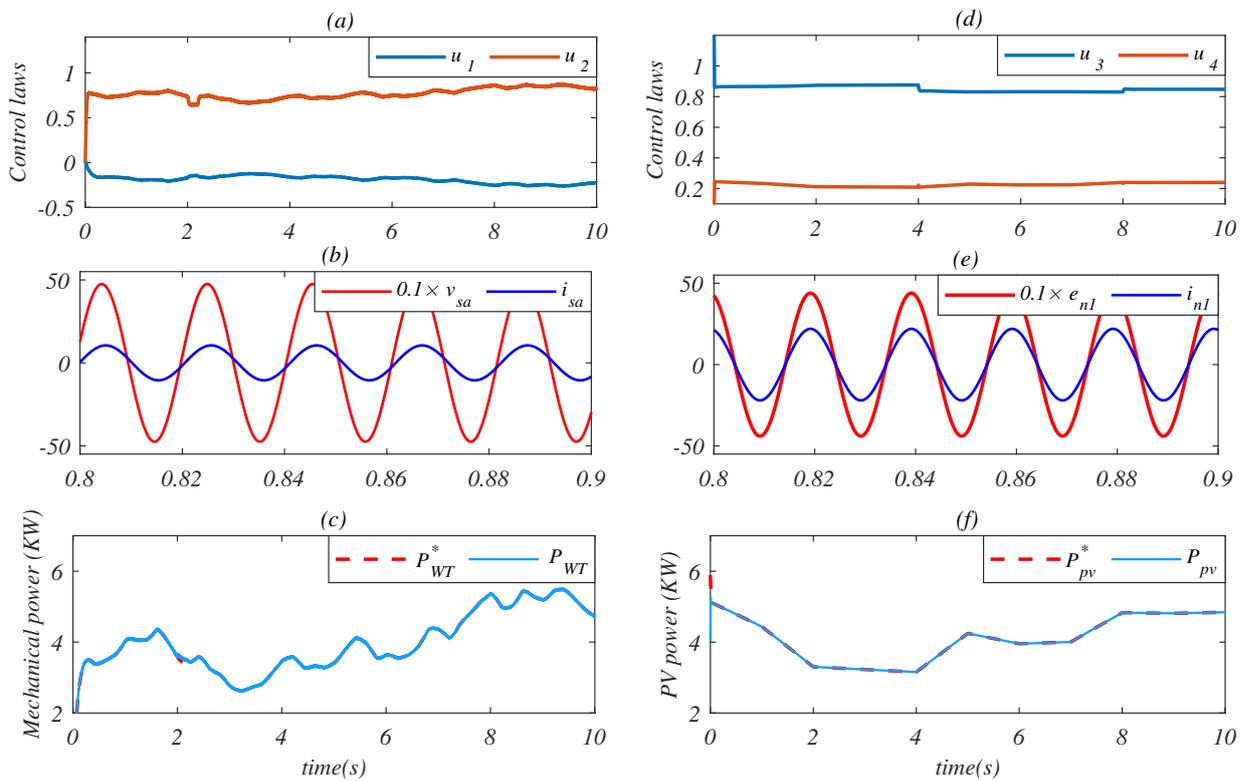


Figure 4.7: Performances du contrôleur proposé en matière de suivi de la puissance

d'assurer une extraction maximale de puissance de l'éolienne. Dans la Figure 4.6(c), il est évident que la composante de courant d-stator i_{sd} diminue asymptotiquement et abruptement vers la référence i_{sd}^* , correspondant au deuxième objectif (CO.2).

L'effet de la perturbation est visible à 2 secondes ; en effet, le contrôleur a réussi à minimiser cet effet. Par exemple, la vitesse du rotor a subi une légère oscillation avant de se stabiliser vers sa référence. Pendant la perturbation, une légère variation est observée dans le signal i_{sq} . Cependant, aucune modification significative n'a été observée à 6 secondes, ce qui confirme l'efficacité de l'ISMC pour faire face aux variations de paramètres.

En ce qui concerne le quatrième objectif (CO.4), la Figure 4.6(e) montre que la tension de sortie du PV (V_{dc}) suit précisément la tension de référence V_{dc}^* , validant ainsi l'objectif de MPPT du côté de la source PV. La puissance réactive transférée dans le réseau est bien régulée (CO.3), comme le montre la Figure 4.6(f), et elle suit parfaitement la puissance réactive de référence Q_n^* , améliorant ainsi la stabilité du réseau.

Les lois de commande du côté de l'éolienne, u_1 et u_2 , sont présentées dans la Figure 4.7(a). L'effet du contrôleur sur la perturbation peut être observé à partir du moment de son application. En général, les signaux du contrôleur varient en rythme avec la vitesse du vent. La figure 4.7(b) confirme l'exigence de PFC décrite dans (CO.2). La figure 4.7(c) montre l'alignement de la puissance extraite de l'éolienne P_{WT} sur la puissance optimale P_{WT}^* telle qu'elle a été identifiée par la technique MPPT.

Du côté du panneau photovoltaïque, les lois de commande u_3 et u_4 sont représentées dans la Figure 4.7(d). On remarque que u_3 a une forme similaire à la puissance réactive, tandis que

u_4 suit la variation d'irradiation. Dans la Figure 4.7(e), où Q^* est supposé être égal à 0, le courant injecté doit être en phase avec la tension du réseau d'alimentation. Cette figure montre que le courant i_{n1} est effectivement en phase avec e_{n1} , confirmant la validité de l'exigence du PFC (CO.3) et sa correspondance de fréquence avec la fréquence du réseau électrique. Enfin, la Figure 4.7-(f) illustre que la puissance extraite du panneau photovoltaïque P_{pv} suit la puissance optimale P_{pv}^* , telle que déterminée par l'approche MPPT. Lorsqu'on les compare à la même échelle, leurs trajectoires affichent la même progression.

4.5 Conclusion

Nous avons relevé le défi de concevoir une stratégie de contrôle et d'optimisation non-linéaire pour un système de conversion d'énergie renouvelable hybride PV-éolienne fonctionnant avec une vitesse de vent variable et une irradiation solaire sans utiliser de capteurs de vitesse de vent et d'irradiation. Le système contrôlé comprend, un aérogénérateur synchrone à aimant permanent, un panneau photovoltaïque et des convertisseurs AC/DC/AC connectés à un réseau triphasé.

Notre stratégie proposée permet d'atteindre plusieurs objectifs de contrôle, notamment le suivi du point de puissance maximale pour les générateurs éoliens et les panneaux photovoltaïques, la correction du facteur de puissance et la régulation précise du courant statorique et de la tension du bus continu. Les résultats de simulation ont démontré que la stratégie de contrôle proposée à rétroaction d'état non-linéaire permet d'atteindre tous les objectifs de contrôle avec une performance élevée et une robustesse.

4.6 Références

- [1] Prabodh Bajpai and Vaishalee Dash. Hybrid renewable energy systems for power generation in stand-alone applications: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 16(5):2926–2939, 2012. [67](#)
- [2] Ujjwal Datta, Akhtar Kalam, and Juan Shi. 1 - hybrid pv-wind renewable energy sources for microgrid application: an overview. In A. Hina Fathima, N. Prabakaran, K. Palanisamy, Akhtar Kalam, Saad Mekhilef, and Jackson. J. Justo, editors, *Hybrid-Renewable Energy Systems in Microgrids*, Woodhead Publishing Series in Energy, pages 1–22. Woodhead Publishing, 2018. [67](#)
- [3] Abdelmounime Magri, Fouad Giri, Gildas Besancon, Abderrahim El Fadili, Luc Dugard, and Fatima Chaoui. Sensorless adaptive output feedback control of wind energy systems with pms generators. *Control Engineering Practice*, 21:530–543, 04 2013. [67](#), [71](#)
- [4] Elizabeth Noghreian and Hamid Reza Koofgar. Power control of hybrid energy systems with renewable sources (wind-photovoltaic) using switched systems strategy. *Sustainable Energy, Grids and Networks*, 21:100280, 2020. [68](#)

- [5] Mariye Jahannoosh, Saber Arabi Nowdeh, Amirreza Naderipour, Hesam Kamyab, Iraj Faraji Davoudkhani, and Jiří Jaromír Klemes. New hybrid meta-heuristic algorithm for reliable and cost-effective designing of photovoltaic/wind/fuel cell energy system considering load interruption probability. *Journal of Cleaner Production*, 278:123406, 2021. 68
- [6] Fuzzy self tuning pi controller based inverter control for voltage regulation in off-grid hybrid power system. *Energy Procedia*, 117:409–416, 2017. "First International Conference on Power Engineering Computing and CONTROL (PECCON-2017) 2nd -4th March .2017." Organized by School of Electrical Engineering, VIT University, Chennai, Tamil Nadu, India. 68
- [7] Rachid Lajouad, Fouad Giri, Fatima Zahra Chaoui, Abderrahime El Fadili, and Abdelmounime El Magri. Output feedback control of wind energy conversion system involving a doubly fed induction generator. *Asian Journal of Control*, 21(4):2027–2037, 2019. 68
- [8] Abderrahim El Fadili, Fouad Giri, and Abdelmounime El Magri. Reference voltage optimizer for maximum power point tracking in triphase grid-connected photovoltaic systems. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 60:293–301, 2014. 77
- [9] Aziz Watil, Abdelmounime El Magri, Abdelhadi Raihani, Rachid Lajouad, and Fouad Giri. Multi-objective output feedback control strategy for a variable speed wind energy conversion system. *International Journal of Electrical Power Energy Systems*, 121:106081, 2020. 72
- [10] Fouad Giri, editor. *AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications*. John Wiley Sons Ltd, Oxford, UK, April 2013.
- [11] A. El Fadili, F. Cuny, A. El Magri, M. Stitou, F. Giri, J.M. Janik, and F.Z. Chaoui. Backstepping Control of Photovoltaic-Grid Hybrid Power Feed Water Pump. *IFAC-PapersOnLine*, 50(1):6540–6545, July 2017.
- [12] A. El Magri, F. Giri, A. Abouloifa, and F.Z. Chaoui. Robust control of synchronous motor through ac/dc/ac converters. *Control Engineering Practice*, 18:540–553, 2010. 72
- [13] A. Mansouri, A. El Magri, R. Lajouad, F. Giri, and A. Watil. An adaptive non-linear control of a wind energy conversion system connected to an hvdc line involving a vienna rectifier. *IFAC-PapersOnLine*, 55(12):806–811, 2022. 14th IFAC Workshop on Adaptive and Learning Control Systems ALCOS 2022. 68
- [14] A. El Magri, F. Giri, A. Abouloifa, and A. El fadili. Nonlinear control of associations including wind turbine, pmsg and ac/dc/ac converters. 2009. 69
- [15] El Fadili, Abdelmounime El Magri, Fouad Giri, and Abderrahim El . *Control Models for Synchronous Machines*, chapter 3, pages 41–56. John Wiley Sons, Ltd, 2013. 69

Chapitre 5

Synthèse de commande non linéaire du système éolien connecté à la ligne HVDC via un redresseur Vienna

“La recherche scientifique ne consiste pas seulement à résoudre des énigmes mais à créer des liens entre des faits et des phénomènes apparemment sans rapport”

Ernest Rutherford

Objectifs

- ▷ Élaborer une stratégie de commande visant à ajuster la production en fonction de la demande de puissance du réseau électrique;
- ▷ Quantifier la demande en puissance d'un réseau distant en mesurant les grandeurs d'entrée d'une ligne HVDC;
- ▷ Adopter une approche appropriée pour la commande des interrupteurs du redresseur de type Vienna;
- ▷ Évaluer et valider par la simulation la stratégie de commande conçu;

Sommaire

5.1 Introduction	87
5.2 Modèle de système de conversion et de transmission de l'énergie	89
5.2.1 Modèle de l'association redresseur WECS-Vienna	89
5.2.2 Modèle des lignes de transmission à courant continu	91
5.3 Contrôle non-linéaire de l'association WECS-Vienna	92

5.3.1	Objectifs de contrôle	92
5.3.2	Conception du contrôleur de vitesse de la turbine - mode MPPT	93
5.3.2.1	ANFIS Optimiseur de vitesse :	93
5.3.2.2	Conception du contrôleur de vitesse du rotor de la PMSG	93
5.3.2.3	Contrôleur du courant i_{sd}	95
5.3.3	Contrôle de tension de ligne HVDC-Mode APPT	96
5.3.3.1	Conception de la commande du courant direct du PMSG	96
5.3.3.2	Conception de la commande de tension de la ligne HVDC	96
5.3.4	Observateur d'état adaptatif de la tension de la ligne HVDC	99
5.4	Techniques SVPWM de commande des convertisseurs statiques	101
5.5	Simulations et interprétations	103
5.5.1	Protocole de simulation	103
5.5.2	Résultats de la simulation et interprétation	104
5.5.2.1	Mode de fonctionnement MPPT	105
5.5.2.2	Mode de fonctionnement APPT	107
5.6	Conclusion	111
5.7	Références	111

5.1 Introduction

Dans le domaine des systèmes de conversion d'énergie, les convertisseurs statiques contrôlés jouent un rôle essentiel, notamment dans les applications de conversion d'énergie éolienne. Cependant, les redresseurs conventionnels présentent des limitations, telles que les pertes de conduction et de commutation, qui dépendent de la fréquence de commutation et des niveaux de courant. Les redresseurs de type Vienna, avec leur configuration à trois niveaux, présentent des avantages significatifs, tels que des pertes de commutation réduites et une simplicité de contrôle [1]. Ces avantages les rendent particulièrement adaptés aux systèmes d'énergie éolienne, offrant la possibilité de réduire les pertes jusqu'à 40% par rapport aux redresseurs conventionnels [2]. Les redresseurs de type Vienna présentent un autre avantage, en plus des pertes de commutation considérablement réduites, qui est faible taux de distortion harmonique. Ces avantages contribuent à une plus grande efficacité et au respect des normes de qualité de l'énergie. En effet, un seul interrupteur à commutation commandée est en conduction pendant le processus de production, ce qui permet de diviser par deux le nombre d'interrupteurs contrôlés par conduction (par rapport au redresseurs classiques) et de garantir des courants d'entrée à forme d'onde sinusoïdale. En plus, l'utilisation d'une architecture analogue à la connexion d'un pont redresseur à diodes triphasé avec un hacheur boost, le redresseur Vienna est bien adapté aux WECS, en particulier à des vitesses de vent faibles. Les avantages de cette configuration comprennent une réduction de près de 40% des pertes de commutation et un THD < 5 % [3, 4].

L'introduction de cette technologie soulève la question de l'intérêt croissant pour la transmission HVDC et son rôle catalyseur dans l'évolution du secteur énergétique. Les techniques de modulation de largeur d'impulsion (SVPWM) occupent une place centrale dans la commande précise des convertisseurs statiques. En comprenant les principes fondamentaux de ces techniques, nous pouvons mieux appréhender leur rôle essentiel dans la régulation efficace de la puissance convertie. Dans le contexte des systèmes éoliens et de la transmission HVDC, les techniques SVPWM offrent une approche cohérente pour gérer les flux de puissance variables, contribuant ainsi à la performance globale du système [5-7]. La dynamique complexe de la chaîne de conversion d'énergie dans les systèmes éoliens connectés à la HVDC engendre des comportements non linéaires. Ces comportements résultent des interactions dynamiques entre les composants du système et des conditions de fonctionnement changeantes. L'analyse approfondie de ces aspects non linéaires est essentielle pour saisir les défis potentiels inhérents à la gestion optimale de la puissance et de la stabilité dans de tels systèmes.

L'utilisation croissante des outils de commande non linéaire suscite un intérêt accru dans les systèmes éoliens connectés à la HVDC. En exploitant ces outils, il est possible d'améliorer la stabilité, la réponse dynamique et la régulation de puissance. Dans une configuration novatrice [8], un redresseur Vienna est utilisé dans les éoliennes à vitesse variable pour convertir l'énergie éolienne en puissance électrique. Ce système est basé sur un générateur synchrone à aimant permanent à entraînement direct via le redresseur Vienna. Cependant, malgré sa

simplicité apparente, cette approche ne parvient pas à capturer pleinement la réalité en raison de la complexité du contrôle et du comportement non linéaire de l'interaction entre le générateur et le redresseur. Les auteurs de [9] approfondissent le contrôle direct du couple (DTC) du PMSG avec le redresseur Vienna pour produire une base de données de commutation et trouver le signal de référence optimal. Malheureusement, l'analyse suppose que toutes les variables sont disponibles pour la mesure, et aucune amélioration n'a été tentée à ce stade. Des techniques de contrôle adaptatif et adaptatif sans capteur pour les WECS ont été établies dans [10–12]. Toutes ces études ont abordé le problème de la régulation des WECS connectés au réseau AC à l'aide de MPPT. Cependant, contrairement à la plupart des travaux précédents, le mode MPPT n'est pas toujours adapté. En effet, le niveau de puissance injectée doit être adapté à la demande énergétique.

Pour relever ces défis, cette étude propose une stratégie de contrôle non linéaire multi-objectifs pour les systèmes éoliens connectés à une ligne HVDC via un redresseur Vienna. Deux modes de fonctionnement sont envisagés : le mode MPPT (Maximum Power Point Tracking) et le mode APPT (Adaptive Power Point Tracking). Le premier vise à maximiser l'extraction de puissance sur une large gamme de vitesses de vent, tandis que le second régule la tension de la ligne de sortie DC en fonction des demandes de charge. En effet, le premier mode (MPPT) sera appliqué lorsque la puissance éolienne disponible est inférieure à la demande de puissance de la charge/réseau. Tandis que le second mode (APPT), la puissance éolienne disponible est supérieure à la demande de puissance.

En outre, la tension de sortie HVDC, qui reflète les besoins en énergie de la charge électrique, est inaccessible à la mesure. Cela est dû à la longue distance entre la charge et le site de production. La stratégie de contrôle proposée vise donc à fournir une estimation en ligne de la tension du réseau HVDC, reflétant les exigences de puissance de la charge, qui est considérée comme inaccessible à cette fin. Dans les deux modes, une approche de modulation de largeur d'impulsion à vecteur spatial (SVPWM) est utilisée pour améliorer les performances du redresseur [13].

Afin de répondre à l'exigence MPPT, une recherche en ligne de la référence de vitesse optimale est requise. Pour cette fin, grâce à sa meilleure performance [14, 15], un système d'inférence neuro-floue adaptatif ANFIS est conçu. Dans le second mode de fonctionnement (APPT), la production d'énergie éolienne dépend de la demande en puissance du réseau HVDC. Ce mode sera traité en régulant la tension du nœud, supposé très loin, du réseau HVDC. Afin d'améliorer l'efficacité de l'aérogénérateur, l'exigence PFC au stator est assurée tout en préservant l'équilibre de la tension DC à la sortie du redresseur Vienna.

Une composante importante de cette étude est l'introduction d'un observateur d'état adaptatif pour estimer la tension de la ligne HVDC. Cette estimation est cruciale, car la tension de sortie HVDC reflète les besoins énergétiques de la charge électrique, mais elle n'est généralement pas directement mesurable en raison des distances importantes entre la charge et le site de production. L'observateur d'état adaptatif permettra de fournir une estimation en ligne précise de la tension du réseau HVDC, offrant ainsi une base pour les décisions de

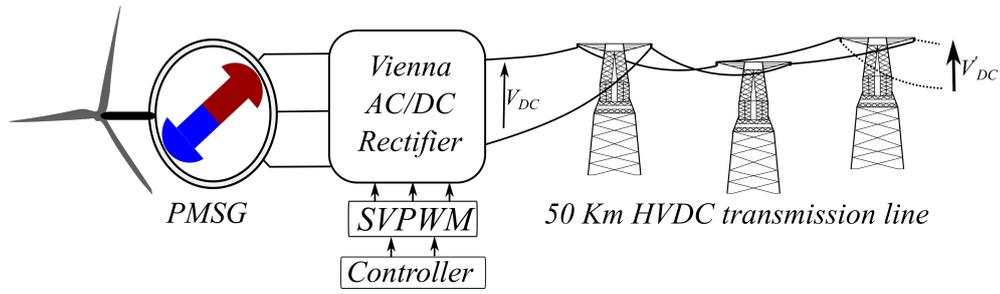


Figure 5.1: Topologie de la chaîne de conversion électrique

contrôle et de régulation.

Ce chapitre est organisé comme suit : La Section 2 examinera plus en détail la description mathématique du système et sa modélisation, y compris la ligne de transmission HVDC; La Section 3, présente une stratégie de contrôle non linéaire multi-objectifs pour optimiser la conversion d'énergie éolienne en puissance électrique. L'ajout de l'observateur d'état adaptatif pour estimer la tension de la ligne HVDC renforce la capacité de contrôle et de régulation du système. Les modes MPPT et APPT ont été détaillés, mettant en avant l'utilisation de l'algorithme ANFIS et de l'approche de backstepping pour assurer des performances optimales dans différentes conditions de fonctionnement; Quant à la Section 4 présente et analyse les résultats de simulation. Enfin, la dernière section est réservée à la conclusion.

5.2 Modèle de système de conversion et de transmission de l'énergie

5.2.1 Modèle de l'association redresseur WECS-Vienna

La structure du WECS considéré est présentée dans la Fig.5.2. Le comportement électrique de l'association aérogénérateur-redresseur de type Vienna est décrit dans les coordonnées (dq) par les équations différentielles suivantes [16–19] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -F\Omega + K_M x_2 - T_g \quad (5.1a)$$

$$L_s \frac{di_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - (pL_s i_{sd} + \frac{2}{3} K_M) \Omega + v_{sq} \quad (5.1b)$$

$$L_s \frac{di_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} + pL_s i_{sq} \Omega + v_{sd} \quad (5.1c)$$

Où R_s et L_s représentent respectivement la résistance et l'inductance du stator. Les variables p , J et F correspondent au nombre de paires de pôles, à l'inertie du rotor et au coefficient de frottement visqueux. Ω désigne la vitesse du rotor, tandis que T_g symbolise le couple de charge du générateur. K_M est la constante du flux. Les paires de variables (i_{sd}, i_{sq}) et (v_{sd}, v_{sq}) représentent les courants et les tensions du stator respectivement exprimés dans les coordonnées (dq).

La tension de sortie triphasée statorique $v_{sabc} = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T$ et le courant

$i_{sabc} = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$ sont également l'entrée du convertisseur Vienna AC/DC voir (Fig.5.2). Selon [20], les tensions statorique v_{sabc} et les courants de sortie i_{sabc} , exprimés en fonction de l'action de commande correspondante, sont les suivants :

$$v_{sa} = \frac{V_{DC}}{2} \left[\text{sign}(i_{sa}) + \frac{\Delta V}{V_{DC}} \right] (1 - S_a) + L_f \frac{di_{sa}}{dt} + v_{NO} \quad (5.2a)$$

$$v_{sb} = \frac{V_{DC}}{2} \left[\text{sign}(i_{sb}) + \frac{\Delta V}{V_{DC}} \right] (1 - S_b) + L_f \frac{di_{sb}}{dt} + v_{NO} \quad (5.2b)$$

$$v_{sc} = \frac{V_{DC}}{2} \left[\text{sign}(i_{sc}) + \frac{\Delta V}{V_{DC}} \right] (1 - S_c) + L_f \frac{di_{sc}}{dt} + v_{NO} \quad (5.2c)$$

Où $V_{DC} = V_{C1} + V_{C2}$ représente la tension en sortie du redresseur Vienna, $\Delta V = V_{C1} - V_{C2}$ est le déséquilibre de tension, et (S_1, S_2, S_3) sont les fonctions de position de commutation prenant des valeurs dans l'ensemble discret $\{0, 1\}$, ces valeurs proviennent d'un bloc SVPWM dont le principe de fonctionnement est décrit dans la sous-section 5.4.

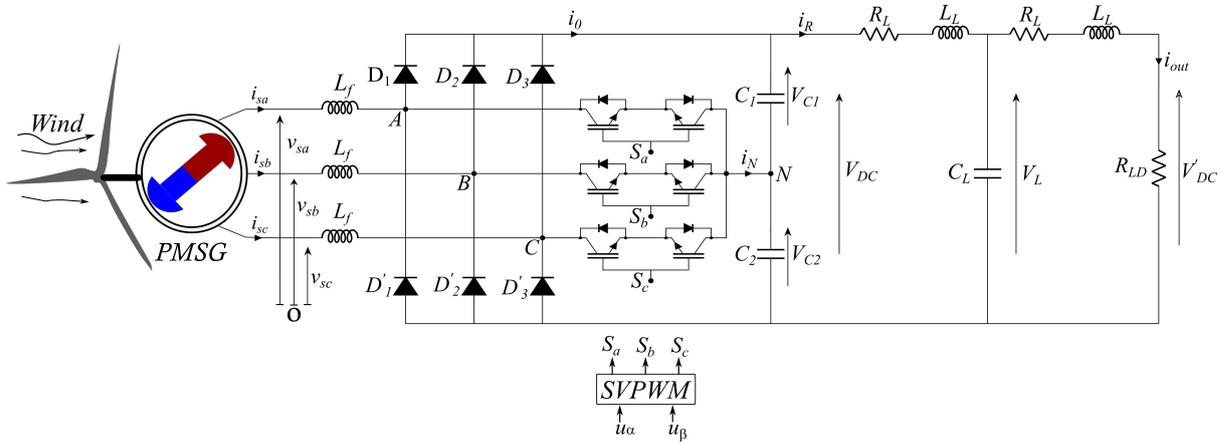


Figure 5.2: Structure électrique de WECS

L'équation (5.2) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$v_{sa} = \frac{V_{DC}}{2} (u'_a + u_0) + L_f \frac{di_{sa}}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} u_a + L_f \frac{di_{sa}}{dt} \quad (5.3a)$$

$$v_{sb} = \frac{V_{DC}}{2} (u'_b + u_0) + L_f \frac{di_{sb}}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} u_b + L_f \frac{di_{sb}}{dt} \quad (5.3b)$$

$$v_{sc} = \frac{V_{DC}}{2} (u'_c + u_0) + L_f \frac{di_{sc}}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} u_c + L_f \frac{di_{sc}}{dt} \quad (5.3c)$$

avec,

$$[u'_{abc}]^T = [(1 - D_{abc}) \text{sign}(i_{sabc}) - D_{abc} \frac{\Delta V}{V_{DC}}]^T, \quad u_{abc} = u'_{abc} + u_0$$

$$u_0 = \frac{\Delta V}{V_{DC}} + \frac{2v_{NO}}{V_{DC}} \quad (5.4)$$

Les cycles de fonctionnement des commutateurs sont notés $D_{abc} = [D_a, D_b, D_c]^T$, $u_{abc} = [u_a, u_b, u_c]^T$ est le vecteur de commande moyen triphasé, et la composante homopolaire est notée u_0 .

Projection du système d'équations (5.3) sur les coordonnées dq - tournantes, utilisant le modèle de la PMSG (5.1) :

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{F}{J}\Omega + \frac{K_M}{J}x_2 - \frac{1}{J}T_g \quad (5.5a)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_{sq} - (pi_{sd} + \frac{2}{3}\frac{K_M}{L})\Omega + \frac{V_{DC}}{2L}u_q \quad (5.5b)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_{sd} + pi_{sq}\Omega + \frac{V_{DC}}{2L}u_d \quad (5.5c)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{C}(u_q i_{sq} + u_d i_{sd} - 2i_R) \quad (5.5d)$$

$L = L_s + L_f$ représente la mise en série entre l'inductance du stator L_s et l'inductance L_f , et (u_d, u_q) représente les entrées de commandes dans les coordonnées dq .

C est le condensateur de sortie du redresseur Vienna et i_R représente le courant d'entrée de la ligne HVDC. En utilisant les notations $x_1 = \Omega$, $x_2 = i_{sq}$, $x_3 = i_{sd}$, $x_4 = V_{DC}^2$, le modèle d'état de l'association des sous-système comprenant le générateur synchrone combiné au redresseur AC/DC de Vienna est représenté par (5.6a)-(5.6d) :

$$\dot{x}_1 = -\frac{F}{J}x_1 + \frac{K_M}{J}x_2 - \frac{1}{J}T_g \quad (5.6a)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{R_s}{L}x_2 - (px_3 + \frac{2}{3}\frac{K_M}{L})x_1 + \frac{V_{DC}}{2L}u_q \quad (5.6b)$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L}x_3 + px_2x_1 + \frac{V_{DC}}{2L}u_d \quad (5.6c)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{2V_{DC}}{C}(u_q x_2 + u_d x_3 - 2i_R) \quad (5.6d)$$

5.2.2 Modèle des lignes de transmission à courant continu

L'énergie produite par les WECS est injectée dans le réseau à courant continu au moyen d'une ligne HVDC (courant continu haute tension). Nous supposons que les paramètres R_L , L_L et C_L sont uniformément répartis le long de la ligne de transmission, permettant ainsi l'utilisation d'une structure symétrique (R_L , L_L , C_L) [21–23]. Notre intérêt se porte sur les relations entre les tensions et les courants d'entrée et de sortie de cette ligne de transmission.

En appliquant les lois de Kirchhoff, les équations différentielles suivantes sont obtenues :

$$L_L \frac{di_R}{dt} = -R_L i_R + V_{DC} - V_L \quad (5.7a)$$

$$C_L \frac{dV_L}{dt} = i_R - i_{out} \quad (5.7b)$$

$$L_L \frac{di_{out}}{dt} = -R_L i_{out} + V_L - R_{LD} i_{out} \quad (5.7c)$$

L'énergie produite par les WECS peut être transportée soit par le biais de courant alternatif haute tension (HVAC), soit par le courant continu haute tension (HVDC). Le système de transmission utilisant une ligne HVDC, qui inclut un convertisseur basé sur des IGBT, permet une optimisation plus poussée du flux de distribution de l'énergie ainsi qu'une protection

améliorée contre les défaillances de la ligne.

Le paramètre R_{LD} modélise la partie amont de la sortie de la ligne HVDC, qui peut être reliée à des charges en courant continu (DC) ou être connectée à un réseau alternatif. Cette charge émulerait la demande d'énergie du réseau, et elle est traitée comme un paramètre inconnu et borné.

Notons que $x_5 = i_R$, $x_6 = V_L$, $x_7 = i_{out}$. Le modèle ci-dessus devient :

$$\dot{x}_5 = -\frac{R_L}{L_L}x_5 + \frac{1}{L_L}(V_{DC} - x_6) \quad (5.8a)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{1}{C_L}(x_5 - x_7) \quad (5.8b)$$

$$\dot{x}_7 = -\frac{R_L}{L_L}x_7 + \frac{1}{L_L}x_6 - \frac{R_{LD}}{L_L}x_7 \quad (5.8c)$$

5.3 Contrôle non-linéaire de l'association WECS-Vienna

5.3.1 Objectifs de contrôle

Il convient de distinguer deux modes de fonctionnement. Le premier mode est celui où l'on cherche à atteindre le point de puissance maximale (mode MPPT). Le second mode est appelé APPT (adaptive power point tracking) ; dans ce cas, la production d'énergie est adaptée aux besoins du réseau. Selon le mode de fonctionnement, les objectifs de contrôle sont les suivants :

i) Mode MPPT

CO.1 Régulation de vitesse : Dans ce mode, le contrôleur MPPT régule la vitesse du rotor de la turbine Ω , en veillant à ce qu'elle suive de près la vitesse optimale souhaitée Ω_{opt} , fournie par l'optimiseur MPPT (sujet de la prochaine sous-section). Cette approche garantit une injection de puissance maximale. Cette stratégie de contrôle est mise en œuvre lorsque la demande d'énergie du réseau HVDC et la puissance éolienne disponible (P_{opt}) sont inférieures à la demande de puissance de la charge DC (R_{LD}).

ii) Mode APPT

CO.2 Contrôle de la tension de sortie de la ligne HVDC : Dans ce mode, la tension de sortie du bus HVDC (V'_{DC}) doit suivre aussi précisément que possible une référence de tension donnée qui correspond à la tension maximale admissible par le réseau HVDC dénotée V'_{DC*} . Dans ce cas, la puissance éolienne disponible P_{opt} est supérieure à la puissance de charge continu (R_{LD}) requise.

CO.3 Régulation du courant i_{sd} : La composante du courant statorique de l'axe d doit être égale à zéro (pour les deux modes) afin d'optimiser le courant statorique de l'aérogénérateur.

5.3.2 Conception du contrôleur de vitesse de la turbine - mode MPPT

5.3.2.1 ANFIS Optimiseur de vitesse :

Pour une vitesse de vent donnée, le point de puissance maximale est atteint pour une vitesse spécifique du rotor de la turbine, appelée vitesse optimale du rotor (voir Fig.5.3-a). L'optimiseur MPPT utilise une approche d'apprentissage intelligent [24, 25]. En combinant le réseau de neurone artificiel et le logique flou, la référence de vitesse $\Omega_{ref} = \Omega_{opt}$ a été établie. L'algorithme ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) est très utile pour la mise en œuvre d'un optimiseur non-linéaire variable dans le temps. Par rapport aux approches MPPT traditionnelles, cette technique offre des avantages significatifs, notamment la référence en ligne sans ondulation.

La structure de l'optimiseur ANFIS, présentée à la Fig.5.3-b, a été développée dans [14]. L'ensemble des données d'apprentissage pour le premier réseau comprend les données d'entrée formées par la vitesse de la turbine, la tension et le courant de sortie du redresseur Vienna pour déterminer la puissance de sortie de l'aérogénérateur synchrone. L'ensemble de données utilisé sera mis à jour périodiquement pour assurer la robustesse du modèle établi contre toute variation des paramètres du WECS.

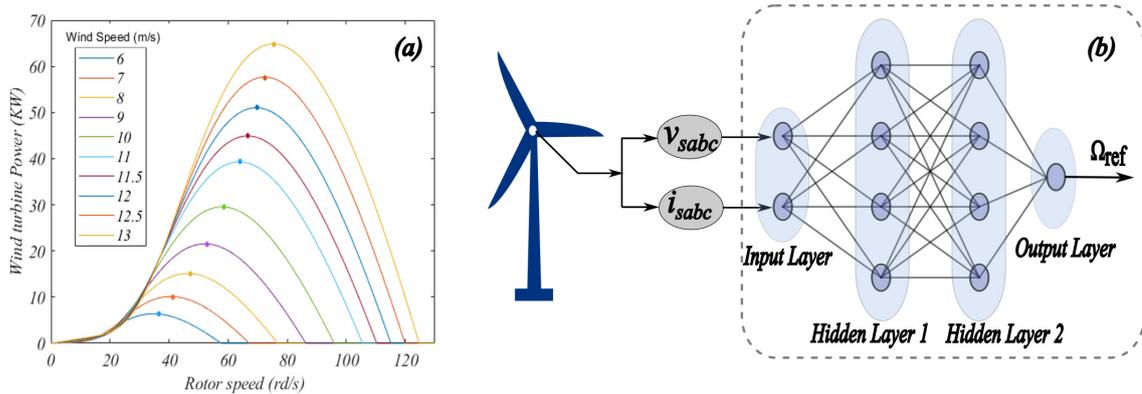


Figure 5.3: (a) Courbes de puissance de la vitesse de la turbine, (b) Optimiseur MPPT proposé

5.3.2.2 Conception du contrôleur de vitesse du rotor de la PMSG

L'objectif de contrôle 5.3.1 revient à forcer la vitesse du rotor Ω à suivre une vitesse optimale donnée $x_{1ref} = \Omega_{opt}$. Cette dernière est fournie par l'optimiseur ANFIS-MPPT pour assurer l'extraction de puissance maximale. Compte tenu de l'erreur de vitesse de poursuite $z_1 = x_1 - x_{1ref}$, il découle de (5.6a) que :

$$\dot{z}_1 = -\frac{F}{J}x_1 + \frac{K_M}{J}x_2 - \frac{1}{J}T_g - \dot{x}_{1ref} \quad (5.9)$$

Il est clair que la quantité $\alpha_1 = K_M x_2$ représente une entrée de contrôle virtuelle pour la dynamique de z_1 . L'entrée de contrôle réelle u_q a un impact indirect sur z_1 par l'intermédiaire

de α_1 . Considérons la fonction de Lyapunov candidate $V_1 = \frac{1}{2}z_1^2$, en utilisant (5.9), la dérivée temporelle de V_1 peut être exprimée par :

$$\dot{V}_1 = z_1 \left(-\frac{F}{J}x_1 + \frac{K_M}{J}x_2 - \frac{1}{J}T_g - \dot{x}_{1ref} \right) \quad (5.10)$$

La trajectoire suivante du contrôle virtuel α_1 est suggérée pour obtenir une loi de contrôle stabilisante :

$$\alpha_1^* \triangleq K_M x_2^* = Fx_1 + J\dot{x}_{1ref} - k_1 J z_1 + T_g \quad (5.11)$$

où $k_1 > 0$ est un gain du contrôleur.

Comme α_1 n'est qu'une commande virtuelle qui nous permet d'établir une nouvelle erreur $z_2 = \alpha_1 - \alpha_1^*$, en utilisant (5.9) la dynamique z_1 devient :

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 + \frac{1}{J}z_2 \quad (5.12)$$

En utilisant les équations (5.6b), la dynamique de l'erreur z_2 peut être écrite comme suit :

$$\dot{z}_2 = \delta(x, t) + k_1 z_2 + \frac{K_M V_{DC}}{2L} u_q - Jk_1^2 z_1 - \dot{T}_g + \frac{F}{J}T_g \quad (5.13)$$

avec :

$$\delta(x, t) = -\frac{K_M R_s}{L} x_2 - K_M (p x_3 + \frac{2}{3} \frac{K_M}{L}) x_1 + \frac{F^2}{J} x_1 - \frac{F K_M}{J} x_2 - J \ddot{x}_{1ref}$$

Pour concevoir une loi de contrôle réelle u_q pour le sous-système (5.6a)-(5.6b), on considère la fonction de Lyapunov $V_2 = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2$.

La dérivée temporelle de V_2 est la suivante : $\dot{V}_2 = \dot{z}_2 z_2 + \dot{z}_1 z_1$, et la dynamique de z_2 peut être exprimée comme suit :

$$\dot{z}_2 = -k_2 z_2 - \frac{1}{J}z_1 \quad (5.14)$$

En utilisant (5.9) et (5.13), sa dérivée temporelle peut être exprimée comme suit :

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 - k_1 z_2^2 - z_2 \left(\delta(x, t) + \frac{F}{J}T_g + \frac{K_M V_{DC}}{2L} u_q - \dot{T}_g + z_1 \left(\frac{1}{J} - Jk_1^2 \right) \right) \quad (5.15)$$

Pour s'assurer qu'une fonction définie négative \dot{V}_2 , on peut faire le choix suivant :

$$\delta(x, t) + \frac{F}{J}T_g + \frac{K_M V_{DC}}{2L} u_{q-MPPT} - \dot{T}_g + z_1 \left(\frac{1}{J} - Jk_1^2 \right) = -k_2 z_2$$

Maintenant, la loi de contrôle backstepping réelle est donnée par :

$$u_{q-MPPT} = -\frac{2L}{K_M V_{DC}} \left(k_2 z_2 + \delta(x, t) + \frac{F}{J}T_g - \dot{T}_g + z_1 \left(\frac{1}{J} - Jk_1^2 \right) \right) \quad (5.16)$$

$k_2 > 0$ présente un paramètre de conception du contrôleur.

5.3.2.3 Contrôleur du courant i_{sd}

La composante directe de l'erreur de suivi du courant statorique du PMSG est définie comme suit : $z_3 = x_3 - x_{3ref}$, sa dérivée temporelle est :

$$\dot{z}_3 = px_2x_1 - \frac{R_s}{L}x_3 + \frac{V_{DC}}{2L}u_d - \dot{x}_{3ref} \quad (5.17)$$

Utilisons la fonction de Lyapunov candidat $V_3 = \frac{1}{2}z_3^2$ pour établir la loi de contrôle réelle u_d . Il est facile de démontrer que \dot{V}_3 est :

$$\dot{V}_3 = z_3 \left(px_2x_1 - \frac{R_s}{L}x_3 + \frac{V_{DC}}{2L}u_d - \dot{x}_{3ref} \right) \quad (5.18)$$

En utilisant (5.6c), on prouve que la dérivée temporelle \dot{V}_3 peut être définie négative si l'on choisit la loi de contrôle u_d comme :

$$u_d = \frac{2L}{V_{DC}} \left(-px_2x_1 + \frac{R_s}{L}x_3 + \dot{x}_{3ref} - k_3z_3 \right) \quad (5.19)$$

$k_3 > 0$ est un paramètre réel positif.

Proposition 5.1. (mode de fonctionnement MPPT) *Considérons le système composé d'une turbine éolienne à base de PMSG couplée à un réseau HVDC par l'intermédiaire d'un redresseur Vienna et décrit par l'état (z_1, z_2, z_3) . Appliquons les lois de contrôle (5.11), (5.16) et (5.19) au système, en mode MPPT. Ensuite, le système d'erreur en boucle fermée avec le vecteur d'erreur d'état (z_1, z_2, z_3) est exponentiellement stable. Par conséquent, ce vecteur d'erreur d'état converge exponentiellement vers zéro, quelles que soient les conditions initiales.*

Preuve de la Proposition 5.1.

Considérons la fonction de Lyapunov candidate comme : $V_{MPPT} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 z_i^2$

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov V_{MPPT} peut être présentée de la manière suivante : $\dot{V}_{MPPT} = \sum_{i=1}^3 \dot{z}_i z_i$. En substituant (5.11), (5.16) et (5.19) à (5.9), (5.13) et (5.17) respectivement, on obtient la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov V_{MPPT} :

$$\dot{V}_{MPPT} = - \sum_{i=1}^3 k_i \dot{z}_i^2 < 0$$

Il est clair que la dynamique de la fonction de Lyapunov \dot{V}_{MPPT} est une fonction définie négative si k_i , ($i = 1, 2, 3$) sont des scalaires réels positifs, ce qui implique que le système en boucle fermée est globalement exponentiellement stable. Ceci complète la preuve de **Proposition 5.1.**

5.3.3 Contrôle de tension de ligne HVDC-Mode APPT

Contrairement au premier mode, le MPPT n'est plus souhaité car l'objectif est ici de produire de l'énergie électrique à partir des éoliennes pour répondre à la demande. La tension de sortie de la ligne HVDC a tendance à augmenter si la charge diminue. Par conséquent, pour stabiliser le réseau HVDC et protéger le composant du système, la tension de sortie du bus HVDC (V'_{DC}) doit suivre une référence donnée qui correspond à la tension maximale admissible V'_{DC*} . A cette fin, un régulateur de tension non-linéaire sera conçu. On cherche à optimiser la production et à produire en fonction de la consommation d'énergie.

5.3.3.1 Conception de la commande du courant direct du PMSG

La loi de contrôle générant u_d pour optimiser le PMSG est la même pour les deux modes. Plus précisément, cette loi de commande est la suivante :

$$u_d = \frac{2L}{V_{DC}} \left(\frac{R_s}{L} x_3 - p x_2 x_1 + \dot{x}_{3ref} - k_3 z_3 \right) \quad (5.20)$$

5.3.3.2 Conception de la commande de tension de la ligne HVDC

Pour atteindre l'objectif de contrôle 5.3.1, une conception de contrôle multi-boucles sera maintenant développée qui aboutira à une loi de contrôle pour u_{q-APPT} . L'objectif est de réguler la tension de sortie V'_{DC} de la ligne HVDC.

Considérons l'erreur de poursuite suivante :

$$z_4 = (V'_{DC} - V'_{DC*}) = R_{LD} x_7 - V'_{DC*} \quad (5.21)$$

En combinant (5.8c) et (5.21), la dynamique de z_4 s'écrit comme suit :

$$\dot{z}_4 = -R_{LD} \frac{R_L + R_{LD}}{L_L} x_7 + \frac{R_{LD}}{L_L} x_6 \quad (5.22)$$

Maintenant, x_6 est considéré comme une entrée de contrôle virtuelle pour le système (5.8c). En considérant la fonction de Lyapunov candidate $V_4 = 0,5z_4^2$, et en appliquant (5.22) avec $\dot{z}_4 = -k_4 z_4$, on obtient la deuxième loi de contrôle suivante pour x_6^* :

$$x_6^* = (R_L + R_{LD}) x_7 - \frac{L_L}{R_{LD}} k_4 z_4 \quad (5.23)$$

où k_4 est un paramètre de conception positif réel.

En utilisant (5.22)-(5.23) et en introduisant l'erreur de suivi $z_5 = x_6 - x_6^*$, on peut facilement vérifier que :

$$\dot{z}_4 = -k_4 z_4 + \frac{R_{LD}}{L_L} z_5$$

La dérivée temporelle de z_5 peut être écrite en utilisant (5.23) et (5.8b) comme suit :

$$\dot{z}_5 = \frac{1}{C_L} x_5 + f_1(x_6, x_7) \quad (5.24)$$

avec : $f_1(x_6, x_7) = \left(\frac{(R_L + R_{LD})^2}{L_L} + k_4(R_L + R_{LD}) - \frac{1}{C_L} \right) x_7 + \left(k_4 - \frac{(R_L + R_{LD})}{L_L} \right) x_6$.

Dans le cadre de la troisième étape de l'approche backstepping, nous allons maintenant considérer x_5 comme une entrée de contrôle virtuelle pour stabiliser le sous-système (5.24). Compte tenu de la fonction de Lyapunov $V_5 = 0.5z_5^2$, x_5^* peut être décrit comme suit :

$$x_5^* = C_L(-k_5 z_5 - f_1(x_6, x_7)) \quad (5.25)$$

La dynamique de z_5 s'exprime alors comme suit :

$$\dot{z}_5 = -k_5 z_5 - \frac{R_{LD}}{L_L} z_4$$

L'erreur de suivi de la variable d'état x_5 est décrite par : $z_6 = x_5 - x_5^*$. La dynamique z_6 est calculée comme suit :

$$\dot{z}_6 = -\frac{R_L}{L_L} x_5 + \frac{1}{L_L} (V_{DC} - x_6) - \dot{x}_5^* \quad (5.26)$$

V_{DC} peut être utilisé comme une entrée virtuelle pour stabiliser le sous-système (5.26). La fonction V_{DC}^* qui stabilise le sous-système en boucle fermée est décrite à l'aide de la fonction de Lyapunov $V_6 = 0.5z_6^2$ comme suit :

$$V_{DC}^* = x_6 + L_L(\dot{x}_5^* + \frac{R_L}{L_L} x_5 - k_6 z_6) \quad (5.27)$$

Selon l'objectif de contrôle 5.3.1, i_{sd} (x_3) est régulé à 0. La composante quadratique du courant $x_2 = i_{sq}$ peut être l'entrée de commande virtuelle pour contrôler la charge et la décharge du condensateur de filtrage (c'est-à-dire la dynamique de la tension V_{DC}). Définissons maintenant une nouvelle erreur de courant en quadrature i_{sq} comme : $z_7 = x_2 - x_2^*$, où x_2^* est un signal de référence qui sera défini ultérieurement. En utilisant (5.6b), l'équation qui décrit la dynamique de z_7 est donnée ci-dessous.

$$\dot{z}_7 = -\frac{R_s}{L} x_2 - \left(p x_3 + \frac{2}{3} \frac{K_M}{L} \right) x_1 + \frac{V_{DC}}{2L} u_{q-APPT} - \dot{x}_2^* \quad (5.28)$$

Pour assurer la stabilité de la loi de contrôle proposée, on considère la fonction de Lyapunov $V_7 = 0.5z_7^2$, sa dérivée temporelle \dot{V}_7 peut être exprimée comme suit :

$$\dot{V}_7 = z_7 \left(-\frac{R_s}{L} x_2 - \left(p x_3 + \frac{2}{3} \frac{K_M}{L} \right) x_1 + \frac{V_{DC}}{2L} u_{q-APPT} - \dot{x}_2^* \right) \quad (5.29)$$

Le long de la trajectoire z_7 , la dérivée temporelle \dot{V}_7 doit être une fonction définie négative.

Par conséquent, la loi de commande (en mode APPT) u_{q-APPT} peut être écrite comme suit :

$$u_{q-APPT} = \frac{2L}{V_{DC}} \left(\frac{R_s}{L} x_2 + (p x_3 + \frac{2}{3} \frac{K_M}{L}) x_1 + \dot{x}_2^* - k_7 z_7 \right) \quad (5.30)$$

avec $k_7 > 0$ comme paramètre de conception.

A ce stade, les lois de commande (u_d, u_q) ont été établies, mais la référence x_2^* donnée par la boucle extérieure de tension continue doit encore être développée. En substituant les entrées de commande u_d et u_q (définies dans (5.20) et (5.30), respectivement dans (5.6d), la dynamique de $x_4 = V_{DC}^2$ peut être réécrite comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{x}_4 = & 4 \frac{L}{C} \left[\left(\frac{R_s}{L} x_2 + (p x_3 + \frac{2}{3} \frac{K_M}{L}) x_1 + \dot{x}_2^* - k_7 z_7 \right) x_2 + \left(\frac{R_s}{L} x_3 - p x_2 x_1 + \dot{x}_{3ref} - k_3 z_3 \right) x_3 \right] \\ & - \frac{2}{C} i_R V_{DC} \end{aligned} \quad (5.31)$$

Définissant une nouvelle erreur de suivi $z_8 = x_4 - V_{DC}^{*2}$. La dynamique de z_8 utilisant (5.31) est formulée comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_8 = & 4 \frac{L}{C} \left[\left(\frac{R_s}{L} x_2 + (p x_3 + \frac{2}{3} \frac{K_M}{L}) x_1 + \dot{x}_2^* - k_7 z_7 \right) x_2 + \left(\frac{R_s}{L} x_3 - p x_2 x_1 + \dot{x}_{3ref} - k_3 z_3 \right) x_3 \right] \\ & - \frac{2}{C} i_R V_{DC} - \frac{1}{C} \dot{V}_{DC}^{*2} \end{aligned} \quad (5.32)$$

La dérivée temporelle \dot{V}_8 de la fonction de Lyapunov candidate $V_8 = 0.5 z_8^2$ est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_8 = & z_8 \left(4L \left[\left(\frac{R_s}{L} x_2 + (p x_3 + \frac{2}{3} \frac{K_M}{L}) x_1 + \dot{x}_2^* - k_7 z_7 \right) x_2 + \left(\frac{R_s}{L} x_3 - p x_2 x_1 + \dot{x}_{3ref} - k_3 z_3 \right) x_3 \right] \right. \\ & \left. - 2i_R V_{DC} - \frac{1}{C} \dot{V}_{DC}^{*2} \right) \end{aligned}$$

Pour stabiliser ce sous-système (c'est-à-dire $\dot{V}_8 < 0$), le signal de référence proposé x_2 est choisi comme suit :

$$\dot{x}_2^* = \frac{CB(x)}{4Lx_2} - \frac{R_s}{L} x_2 - (p x_3 + \frac{2}{3} \frac{K_M}{L}) x_1 + k_7 z_7 \quad (5.33)$$

avec :

$$B(x) = -k_8 z_8 + \frac{2}{C} i_R V_{DC} + \dot{V}_{DC}^{*2} - 4Lx_3 \left(\frac{R_s}{L} x_3 - p x_2 x_1 + \dot{x}_{3ref} - k_3 z_3 \right)$$

$k_8 > 0$ présente un paramètre de conception.

Proposition 5.2. (mode de fonctionnement APPT) *Considérons un système composé d'une turbine éolienne PMSG couplée à un réseau HVDC par l'intermédiaire d'un redresseur Vienna. Le système est régi par les équations (5.6a)-(5.6d) et (5.8a)-(5.8c), et les lois de contrôle (5.20), (5.23), (5.25), (5.27), (5.30) et (5.33) sont appliquées en mode APPT. Le système d'erreur en boucle fermée résultant avec le vecteur d'état (z_4, z_5, z_6, z_7, z_8) est exponentiellement stable. Par conséquent, l'état d'erreur converge exponentiellement vers zéro, quelles que soient les conditions initiales.*

Preuve de la Proposition 5.2.

Considérons la fonction de Lyapunov candidate comme : $V_{\text{APPT}} = \frac{1}{2} \sum_{i=4}^8 z_i^2$. La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov V_{APPT} peut être présentée comme suit :

$\dot{V}_{\text{APPT}} = \sum_{i=4}^8 \dot{z}_i z_i$. En substituant (5.20), (5.23), (5.25), (5.27), (5.30) et (5.33) dans (5.17), (5.22), (5.24), (5.26), (5.28) et (5.32) respectivement, la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov V_{APPT} est obtenue :

$$\dot{V}_{\text{APPT}} = - \sum_{i=4}^8 k_i z_i^2 < 0 \quad (5.34)$$

La dynamique de la fonction de Lyapunov \dot{V}_{APPT} est une fonction définie négativement si k_i ($i = 4, \dots, 8$) sont des scalaires positifs réels, ce qui implique que le système en boucle fermée est globalement exponentiellement stable. Ceci termine la preuve de **Proposition 6.3**.

5.3.4 Observateur d'état adaptatif de la tension de la ligne HVDC

En raison de la longue distance entre l'éolienne et la charge, qui dépasse les 50 km, il peut être difficile d'accéder à la tension V'_{DC} à l'extrémité de la ligne HVDC pour effectuer des mesures. Par conséquent, nous proposons un observateur adaptatif qui fournit une estimation en ligne de la tension en sortie de ligne HVDC en se basant uniquement sur les sous-systèmes (5.8a)-(5.8c). Par souci de clarté, le modèle de ligne HVDC est présenté sous la forme condensée suivante avec le vecteur d'espace d'état $X(t) = [x_5 \ x_6 \ x_7]^T$:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + \phi(X)\theta + \psi(X, u) + \xi(X) \\ y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (5.35)$$

avec,

$$A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L_L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_L} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \psi(X, u) = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L_L} x_5 + \frac{1}{L_L} V_{\text{DC}} \\ \frac{1}{C_L} x_5 \\ 0 \end{pmatrix}; \quad (5.36)$$

$$\phi(X) = -\frac{1}{L_L} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ x_7 \end{pmatrix}; \xi(X) = \frac{1}{L_L} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ x_6 - R_L x_7 \end{pmatrix}; C' = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}; u = V_{\text{DC}}; \theta = R_{\text{LD}}$$

On considère que $\psi(X, u)$ est une fonction qui dépend des états et des paramètres connus. La fonction $\xi(X)$ est choisie pour obtenir la forme canonique présentée dans (5.35).

Outre l'incertitude sur les paramètres (θ inconnu), la complexité du sous-système (6.45)-(5.36) réside dans le fait que l'équation (5.35) n'est pas affine en θ (car elle est multipliée par l'état x_7 , qui n'est pas disponible pour les mesures). Pour traiter ce problème d'observation,

l'observateur adaptatif suivant a été conçu dans [20] :

$$\begin{aligned} \hat{X}(t) = & A\hat{X}(t) + \phi(\mathcal{D}(\hat{X}))\hat{\theta}(t) + \psi(X(t)) - \alpha\Gamma^{-1}\Delta^{-1}L(C\hat{X}(t) - y(t)) \\ & + (\Gamma\Delta)^{-1}\lambda(t)\hat{\theta}(t) + \xi(\hat{X}) \end{aligned} \quad (5.37)$$

$$\dot{\lambda}(t) = \alpha(\bar{A} - LC)\lambda(t) + \Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\hat{X})) \quad (5.38)$$

$$\dot{\hat{\theta}}(t) = \hat{\theta}(t) = -r(t)C\lambda(t)C\tilde{X}(t) \quad (5.39)$$

$$\dot{r}(t) = r(t) - r^2(t)(C\lambda(t))^2 \quad (5.40)$$

avec un gain arbitraire $\alpha > 1$ conditions initiales $\hat{X}(0) \in \mathbb{R}^3, \hat{\theta}(0) \in \mathbb{R}$ et $0 < r(0) < \infty$. L'observateur adaptatif (5.37)-(5.40) est un type à grand gain. Il est constitué de trois parties :

1. L'équation (5.37) est une copie du système augmentée de deux actions de rétroaction: (i) le terme d'innovation standard proportionnel à l'erreur d'estimation de la sortie ($C\hat{X}(t) - y(t)$) ; (ii) le terme supplémentaire, proportionnel au taux d'estimation des paramètres, qui compense l'incertitude des paramètres.
2. L'estimateur de paramètres (5.39)-(5.40) qui est du type des moindres carrés.
3. Le filtre auxiliaire (5.38).

Il a été démontré que l'observateur adaptatif converge de manière exponentielle dans les conditions de l'EP [20].

Le contrôleur est composé des lois de contrôle définies par les équations (5.11), (5.16) et (5.19), ainsi que de l'observateur adaptatif, qui comprend l'estimateur d'état défini par l'équation (5.37), l'estimateur de paramètres défini par les équations (5.39)-(5.40), et le filtre auxiliaire défini par l'équation (5.38). Par commodité, la Table 5.1 résume les équations du contrôleur pour l'ensemble du système.

Table 5.1: Lois de contrôle pour l'ensemble du système

<i>Lois de contrôle du système</i>	
Loi de contrôle de la vitesse de la turbine en mode MPPT :	
$u_{q-MPPT} = -\frac{2L}{K_M V_{DC}} \left(k_2 z_2 + \delta(x, t) + \frac{F}{J} T_g - \dot{T}_g + z_1 \left(\frac{1}{J} - J k_1^2 \right) \right) \quad (5.41)$	
Loi de contrôle de la tension de la ligne HVDC :	
$u_{q-APPT} = \frac{2L}{V_{DC}} \left(\frac{R_s}{L} x_2 + (p x_3 + \frac{2}{3} \frac{K_M}{L}) x_1 + \dot{x}_2^* - k_7 z_7 \right) \quad (5.42)$	
Contrôle du courant direct du PMSG :	
$u_d = \frac{2L}{V_{DC}} \left(\frac{R_s}{L} x_3 - p x_2 x_1 + \dot{x}_{3ref} - k_3 z_3 \right) \quad (5.43)$	

5.4 Techniques SVPWM de commande des convertisseurs statiques

La technique de modulation de largeur d'impulsion à vecteur spatial (SVPWM) [26] est utilisée pour générer les états de contrôle des commutateurs du redresseur Vienna. Contrairement à la technique PWM, la SVPWM permet d'équilibrer la tension de la liaison continue (V_{C1} et V_{C2} sont tous deux égaux à $\frac{V_{DC}}{2}$, et ΔV est égal à 0).

Table 5.2: Sélection des secteurs en fonction de la polarité du courant

Sectors	1	2	3	4	5	6
$Sign(i_{sa})$	+	+	-	-	-	+
$Sign(i_{sb})$	-	+	+	+	-	-
$Sign(i_{sc})$	-	-	-	+	+	+

En fonction des signes du courant statorique (θ_v l'angle de tension du vecteur spatial), il existe six secteurs, comme le montre le tableau 5.2 (tableau 5.3). Chaque secteur dispose de huit états de commutation. En fonction de l'état de commutation, les niveaux de tension (v_{AO} , v_{BO} , v_{CO}) et le courant de point neutre i_N sont résumés dans le tableau 5.4 pour le secteur 1.

Les états de commutation peuvent être représentés par (+1, 0, -1) ; l'état (+1) signifie que l'interrupteur correspondant est désactivé et que la diode supérieure du bras du redresseur est activée. De même, l'état (-1) indique que la diode inférieure du bras du redresseur est activée. Par conséquent, l'état (0) signifie que l'interrupteur correspondant est activé.

La représentation du vecteur spatial des états électriques est présentée dans la figure 5.4. Les six secteurs peuvent être déterminés à l'aide de l'angle de l'espace vectoriel (θ_v), qui peut être sélectionné en fonction de la polarité des trois phases de tension, comme illustré dans le tableau 5.3. En se basant sur la définition bien connue de l'équilibre volt-seconde, le vecteur de référence V_{ref} peut être calculé à l'aide des trois vecteurs adjacents V_0 , V_1 et V_2 , selon l'équation suivante :

$$\begin{aligned} T\vec{V}_{ref} &= T_1\vec{V}_1 + T_2\vec{V}_2 + T_0\vec{V}_0 \\ T &= T_1 + T_2 + T_0 \end{aligned}$$

où V_{ref} représente l'amplitude du vecteur de tension de référence et T la période de la

Table 5.3: Sélection du secteur en fonction de l'angle du vecteur spatial

Sectors	Angle	Sectors	Angle
1	$-\frac{\pi}{6} \leq \theta_v < \frac{\pi}{6}$	4	$\frac{5\pi}{6} \leq \theta_v < -\frac{5\pi}{6}$
2	$\frac{\pi}{6} \leq \theta_v < \frac{\pi}{2}$	5	$-\frac{5\pi}{6} \leq \theta_v < -\frac{\pi}{2}$
3	$-\frac{\pi}{2} \leq \theta_v < -\frac{5\pi}{6}$	6	$-\frac{\pi}{2} \leq \theta_v < -\frac{\pi}{6}$

Table 5.4: Niveaux de tension du secteur 1 et courant du point neutre

S_a	S_b	S_c	i_N	v_{AO}	v_{BO}	v_{CO}
0	0	0	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$
1	0	0	i_{sa}	0	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$
0	0	1	i_{sc}	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	0
1	0	1	$-i_{sb}$	0	$-\frac{V_{DC}}{2}$	0
0	1	0	i_{sb}	$\frac{V_{DC}}{2}$	0	$-\frac{V_{DC}}{2}$
1	1	0	$-i_{sc}$	0	0	$-\frac{V_{DC}}{2}$
0	1	1	$-i_{sa}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	0	0
1	1	1	0	0	0	0

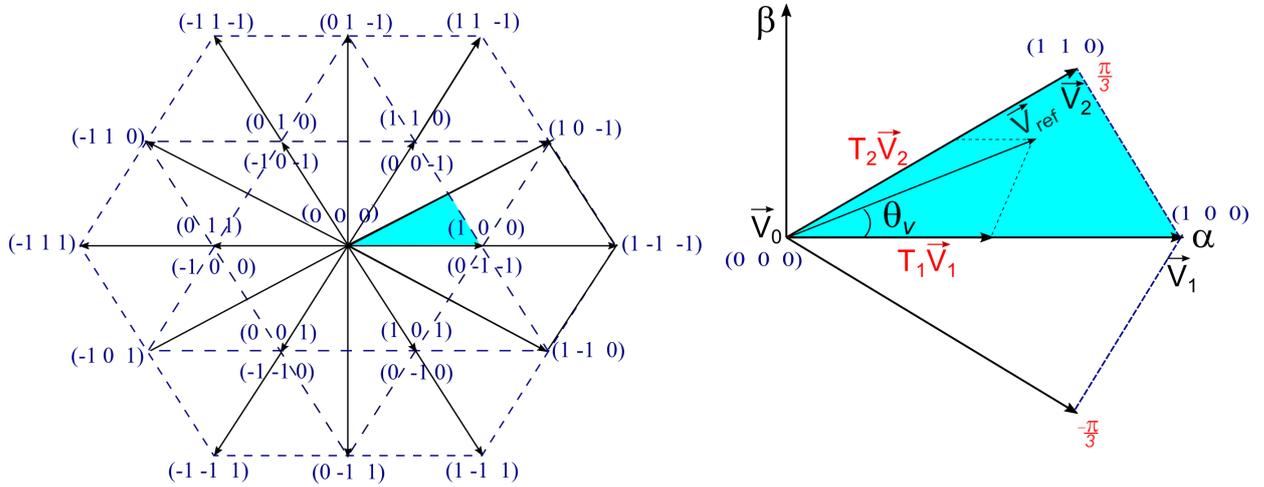


Figure 5.4: Méthode du vecteur spatial du redresseur de Vienna

porteuse du redresseur Vienna. Les composantes de commande u_α et u_β seront déterminées ultérieurement par les projections des composantes V_{ref} sur les coordonnées (α, β) .

Des relations trigonométriques peuvent être utilisées pour calculer les temps de commutation T_1 , T_2 et T_0 comme suit :

$$T_1 = \sqrt{3}T \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right)$$

$$T_2 = \sqrt{3}T \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \sin(\theta_v)$$

$$T_0 = T - T_1 - T_2$$

5.5 Simulations et interprétations

5.5.1 Protocole de simulation

Les performances des contrôleurs conçus, la convergence de l'observateur adaptatif à grand gain et l'efficacité de la technique MPPT proposée sont évaluées en simulant le système étudié dans MATLAB/Simulink à l'aide de la configuration décrite à la Fig.5.5.

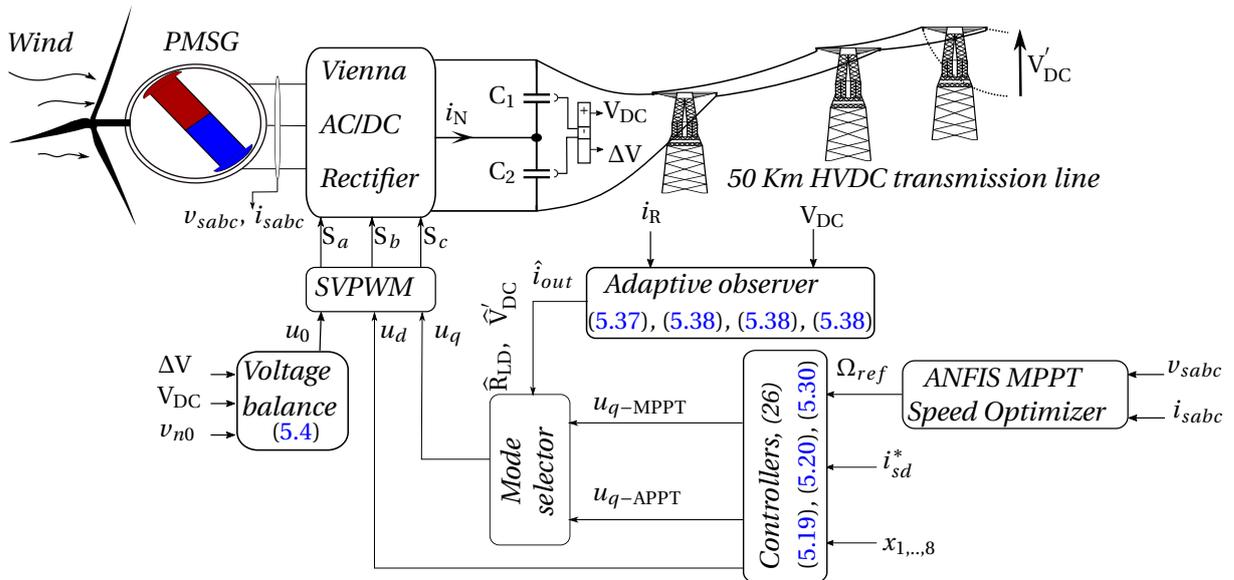


Figure 5.5: Protocole de simulation.

Le flux de puissance et l'interaction entre le système global et la stratégie de contrôle conçue, qui comprend un contrôleur non-linéaire, un observateur adaptatif et un optimiseur, sont gérés par l'algorithme illustré à la Fig.5.6. L'algorithme proposé vise à équilibrer instantanément le flux d'énergie éolienne extraite avec les besoins du réseau. Cet algorithme assure une transition en douceur entre les deux modes de fonctionnement (MPPT et APPT), améliorant la stabilité du réseau DC et garantissant une utilisation efficace de l'énergie éolienne. L'algorithme est basé sur la puissance éolienne disponible et le niveau de tension du réseau V'_{DC} . Il utilise un observateur adaptatif pour estimer le courant du câble HVDC (\hat{i}_{out}) et la charge équivalente \hat{R}_{LD} (puissance requise par le réseau). En fonction de la tension estimée de la ligne HVDC $\hat{V}'_{DC} = \hat{R}_{LD} \hat{i}_{out}$, deux modes de fonctionnement sont possibles. Si la tension V'_{DC} est inférieure à la tension maximale du réseau continu, la charge équivalente nécessite une énergie maximale, le mode MPPT est donc suggéré. Si V'_{DC} dépasse la valeur maximale autorisée, une injection limitée aux besoins énergétiques est nécessaire (mode APPT), ce qui peut être réalisé par la régulation de la tension de ligne. Le contrôleur de rétroaction de sortie, composé des lois de contrôle (5.16), (5.19), (5.30), ainsi que de l'observateur adaptatif défini par les équations (5.37)-(5.40), est mis en œuvre à l'aide de Matlab/Simulink et de la boîte à outils Simscape. Les paramètres du système, du contrôleur et de l'observateur sont énumérés dans le tableau 5.5. Les paramètres du contrôleur ont été déterminés à l'aide d'une technique de minimisation de l'erreur en Python et par essai-erreur (try and error).

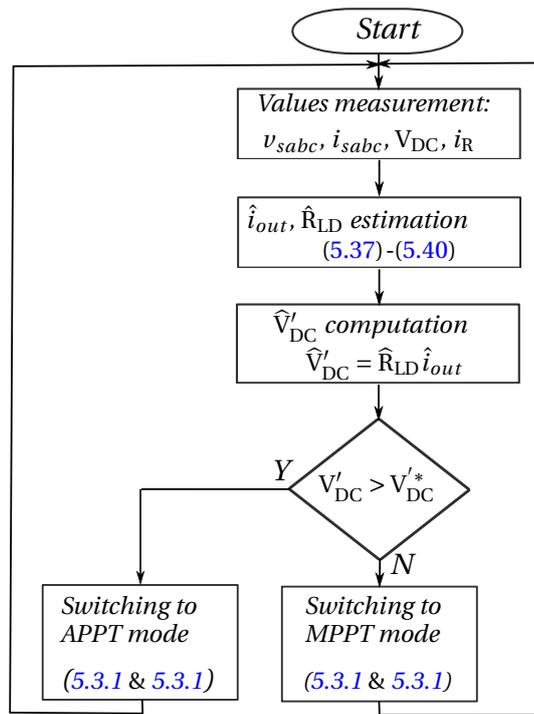


Figure 5.6: Organigramme du contrôleur de mode de commutation

Table 5.5: Paramètres de simulation

Paramètres de la PMSG	
$p = 4$	Nombre de paire de pôles
$\Omega_n = 78.54 \text{ rad s}^{-1}$	Vitesse nominale du rotor
$J = 8.21 \text{ Kg.m}^2$	Inertie totale
$R_s = 0.3 \Omega$	Résistance du stator
$L = 0.0175 \text{ mH}$	Inductance cyclique du stator
Paramètres du contrôleur	
$k_1 = 10; k_2 = 4; k_3 = 4e3; k_4 = k_6 = 130; k_5 = k_8 = 40; k_7 = 8.$	
Paramètres de l'observateur	
$\alpha = 500; L = [120; 10; 0.1]; \lambda_M = 30.$	
Paramètres de la ligne HVDC	
$R_L = 0.3 \Omega/\text{Km}; L_L = 1.05e-2 \text{ H/Km}; C_L = 11e-8 \text{ F/Km}.$	

5.5.2 Résultats de la simulation et interprétation

Dans cette section, les résultats de la simulation du système de la Figure 5.5 sont présentés et analysés. Trois profils différents de vitesse du vent sont utilisés pour valider les modes de fonctionnement. Le premier profil, illustré à la Fig.5.7-a, est utilisé pour évaluer les performances du contrôleur en mode de suivi du point de puissance maximale (MPPT). Dans la seconde partie, un profil de vitesse de vent constant de 12 m/s et une variation de charge à l'extrémité de la ligne HVDC (puissance du réseau continu de 2MW à 1,4MW) entre 15s et 35s sont utilisés pour démontrer le comportement du système en mode de suivi adaptatif du point

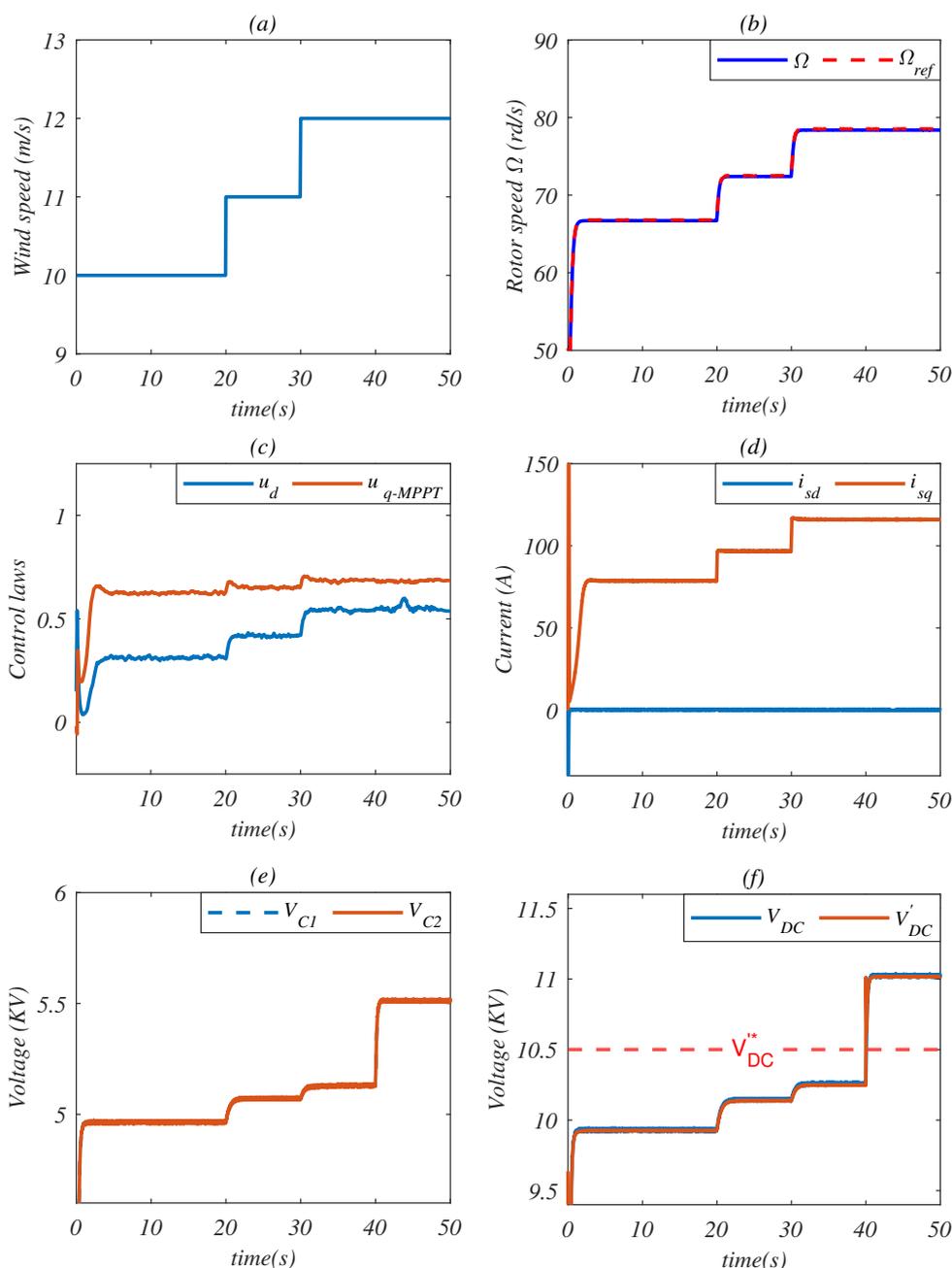


Figure 5.7: Mode MPPT : (a) Profil de vitesse du vent (m/s) ; (b) Vitesse du rotor Ω et Ω_{ref} (rad/s) ; (c) Lois de commande ; (d) Courant statorique (i_{sd} , i_{sq}) (A) ; (e) Tension de capacité (V_{C1} , V_{C2}) ; (f) Tension de la ligne HVDC (V_{DC} , V'_{DC}) (KV).

de puissance (APPT) en boucle fermée. Enfin, pour émuler le comportement de saturation du réseau, la même variation de charge est appliquée et une puissance est injectée dans le réseau continu entre 15s et 35s. Enfin, on choisit un profil de vitesse du vent variant de manière aléatoire pour tester les performances du contrôleur et l'algorithme de l'organigramme pour passer d'un mode de fonctionnement à l'autre.

5.5.2.1 Mode de fonctionnement MPPT

Le contrôleur MPPT doit réguler la vitesse du rotor de la turbine Ω , en l'obligeant à suivre de près une vitesse optimale donnée Ω_{ref} fournie par l'optimiseur MPPT qui assure une ex-

traction de puissance maximale. Cet objectif de contrôle est appliqué pendant la demande d'énergie du réseau HVDC, et la puissance éolienne disponible est inférieure à la demande de puissance de la charge continue (R_{LD}).

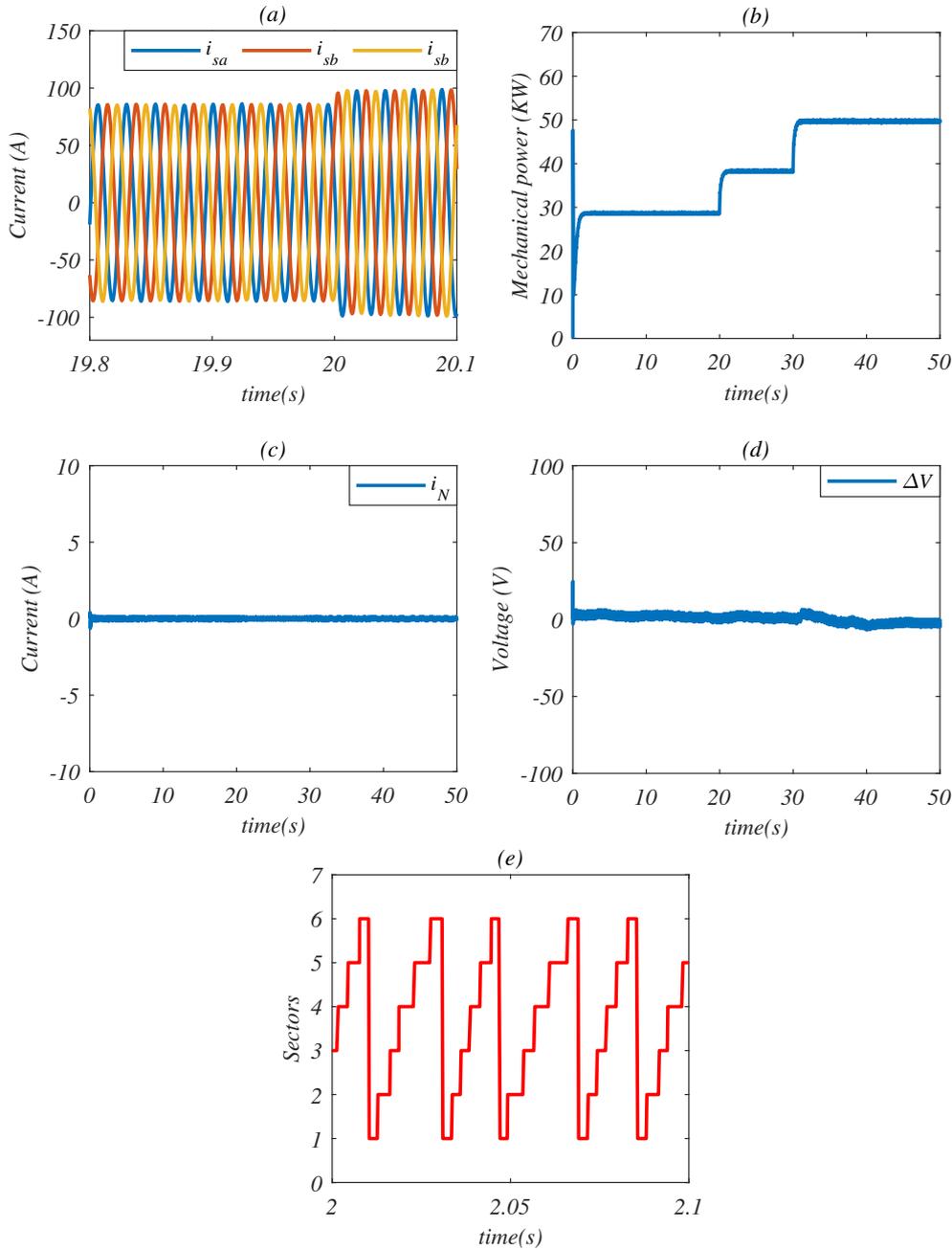


Figure 5.8: Mode MPPT : (a) Courant statorique (i_{sabc}) (A) ; (b) Puissance mécanique (KW) ; (c) Courant de point neutre i_N ; (f) Balance de tension ΔV ; (e) Secteurs SVPWM.

Dans la Fig.5.7-b, la vitesse du rotor Ω et sa référence sont présentées, et on peut confirmer que la vitesse du rotor a la même courbe que Ω_{ref} , ce qui répond à l'objectif MPPT. La Fig.5.7-c illustre les lois de contrôle u_d et u_{q-MPPT} , il est possible de voir l'effet de la transition d'une vitesse de vent à l'autre. L'élimination de la composante directe du courant statorique i_{sd} permet d'atteindre l'un des principaux objectifs ; le courant statorique i_{sq} a la même variabilité que le couple de sortie, ce qui garantit l'optimisation du courant statorique du PMSG, et le couple de réluctance est égal à zéro.

Dans la Fig.5.7-e, les tensions de sortie du redresseur Vienna V_{C1} et V_{C2} semblent presque égales, et l'équilibre de la tension est garanti. Dans la Fig.5.7-f, on présente V_{DC} et V'_{DC} , et on peut confirmer que dans ce mode, V'_{DC} reste inférieur à la tension de sortie nominale V'_{DC*} . La Fig.5.8 montre les signaux électriques autour du redresseur Vienna et la puissance mécanique extraite de l'éolienne en mode MPPT. La Fig.5.8-a présente l'une des principales qualités du redresseur Vienna : les courants de stator i_{sabc} sont sinusoïdaux, ce qui se traduit par un faible THD et une réduction de la dégradation prématurée des composants du système. La Fig.5.8-b représente la puissance mécanique extraite qui varie en fonction de la vitesse du vent.

On confirme le fonctionnement efficace du redresseur Vienna à l'aide de la stratégie de contrôle conçue en observant que les courants neutres i_N dans la Fig.5.8-c et l'équilibre de tension ΔV dans la Fig.5.8-d fluctuent autour de zéro. La Fig.5.8.e montre que les secteurs sont commutés de un à six avec des durées différentes. Ces résultats confirment que la SVPWM est adaptée à la commande du redresseur Vienna.

5.5.2.2 Mode de fonctionnement APPT

Dans la Fig.5.9, le mode APPT est établi. Pour valider ce mode, on utilise une vitesse de vent constante de 12 m/s. La simulation commence par le mode MPPT dans la zone A, puis passe au mode APPT dans la zone B avec une variation de charge de 30%, comme le montre la Fig.5.9-a. Une saturation du réseau électrique commence à 35s dans la zone C. Dans la Fig.5.9-b, nous observons que de 0 à 15s, le mode MPPT est en vigueur, mais en raison de la variation de la charge, le mode passe au mode APPT de 15s à 35s, où la vitesse du rotor ne suit plus la vitesse de référence. Le rotor ne tourne plus après 35s, et la puissance requise est fournie par le réseau continu. V'_{DC} est limité à V'_{DC*} , comme le montre la figure 5.9-c. Les lois de commande u_d et u_q sont représentées à la Fig.5.9-d. Pendant la transition de mode, des dépassements sont observés. Les objectifs de contrôle fixes concernant le courant statorique i_{sd} et i_{sq} sont toujours valables en mode APPT Fig.5.9-e malgré les dépassements pendant le transitoire, le couple de sortie diminue lorsque la charge a baissé, ce qui répond à l'objectif de contrôle. La Fig.5.9-f représente le couple d'entrée T_g et le couple de sortie T_e . Dans ce mode, le couple varie au même rythme que la demande de puissance et atteint zéro lorsque le réseau est saturé.

Le courant de sortie du redresseur Vienna i_R , représenté sur la Fig.5.9-g confirme ce comportement lorsqu'il atteint zéro à partir de l'instant 35s. Dans la Fig.5.9-h, la puissance produite diminue de 30% dans le premier créneau de l'APPT et atteint zéro dans le dernier créneau, ce qui confirme que la production correspond aux besoins de la charge dans le mode de fonctionnement de l'APPT.

Enfin, un profil de vitesse du vent variable, reflétant le comportement du vent, est utilisé pour une évaluation optimale des performances du contrôleur conçu et de l'observateur proposé, avec deux transitions de MPPT vers APPT à 15 secondes et d'APPT vers MPPT à 35 secondes. La Figure 5.10-(a) présente le profil de vitesse du vent utilisé. Comme le montre la figure, l'intervalle de simulation est divisé en trois parties : dans la première partie [0s, 20s],

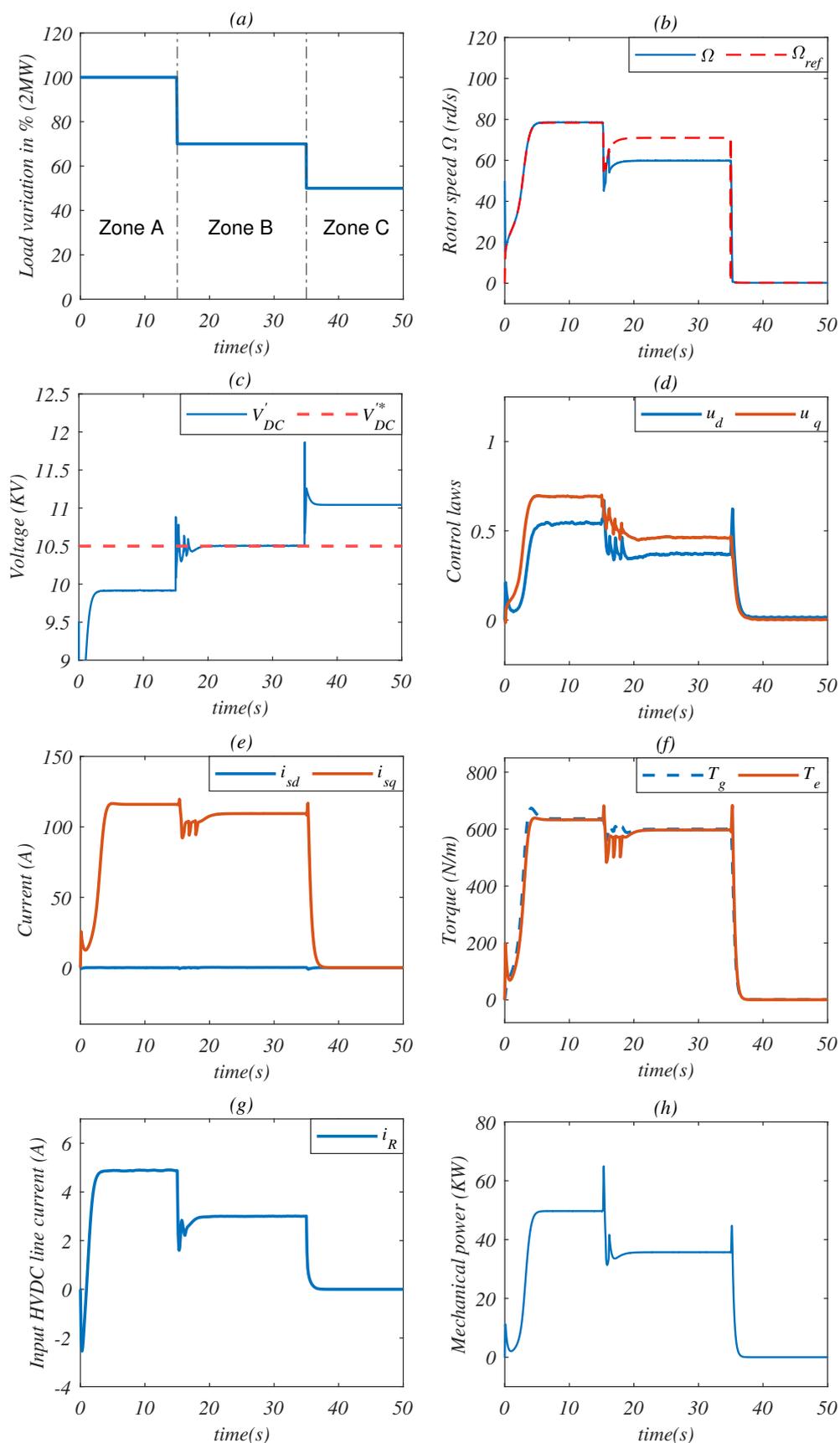


Figure 5.9: Mode APPT : (a) Variation de la charge, (b) Vitesse du rotor (Ω, Ω_{ref}) ; (c) Tension de la ligne HVDC V'_{DC} ; (d) Lois de commande ; (e) Courants du stator (A) ; (f) Couple (Nm) ; (g) Courant d'entrée de la ligne HVDC i_R ; (h) Puissance mécanique (KW).

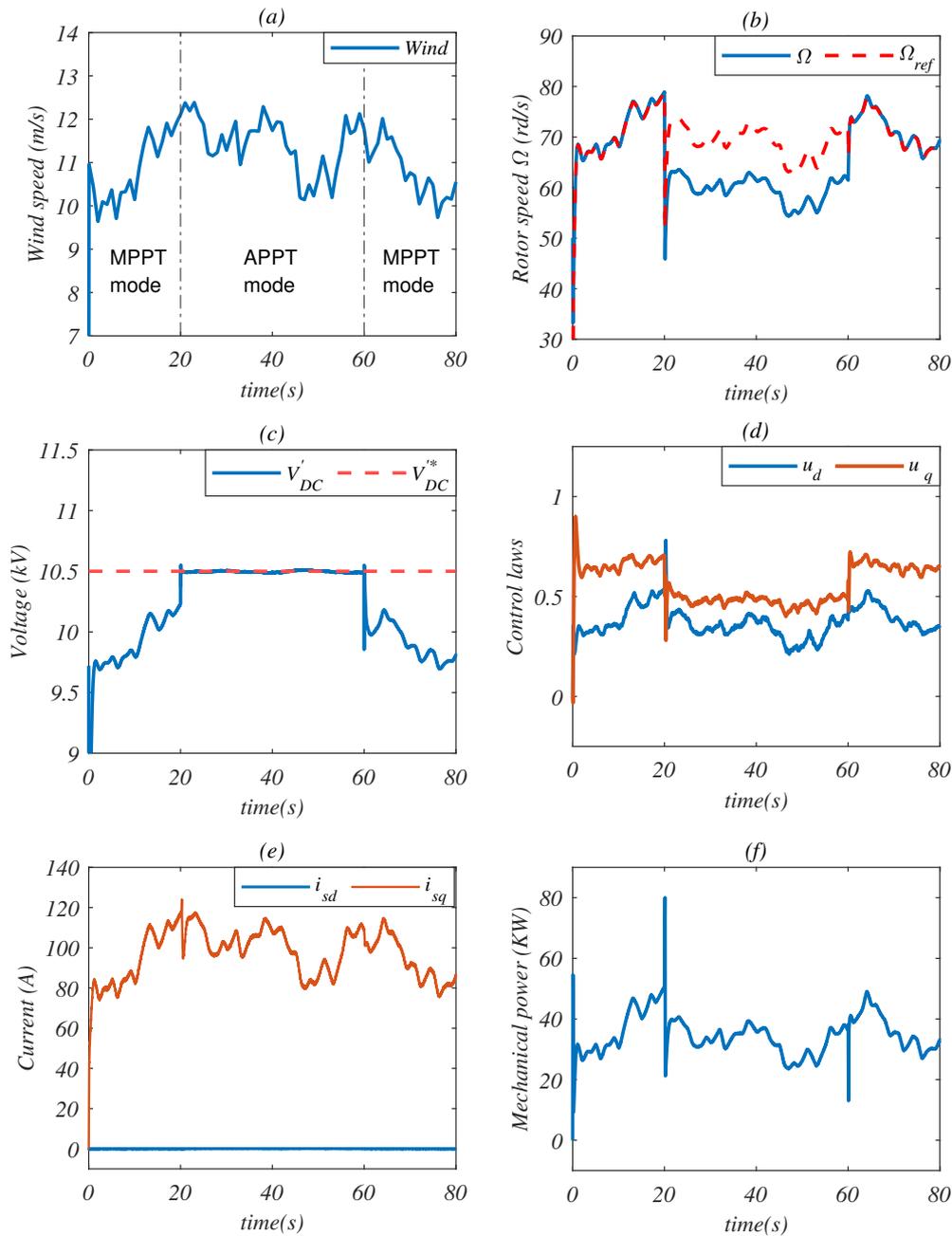


Figure 5.10: (a) Profil de vitesse du vent (m/s) ; (b) Vitesse du rotor (Ω ; Ω_{ref}) (rad/s) ; (c) Tension de la ligne HVDC V'_{DC} (kV) ; (d) Lois de commande ; (e) Courants du stator (A) ; (f) Puissance mécanique (KW).

la charge est maintenue à la valeur nominale, ce qui implique un fonctionnement en mode MPPT, dans la deuxième partie [20s, 60s], la charge diminue de 30% et le système passe en mode APPT, et dans la dernière partie, la charge revient à la charge nominale et le système passe en mode MPPT.

La vitesse de rotation du rotor Ω ainsi que la référence Ω_{ref} sont présentées sur la Figure 5.10-b. Cela confirme que lorsque la tension modifiée V'_{DC} est inférieure à la valeur de référence V'_{DC*} , le système fonctionne en mode MPPT, et la vitesse Ω correspond à Ω_{ref} . Lorsque la charge requise diminue, la tension V'_{DC} a tendance à augmenter. Lorsqu'elle atteint l'égalité avec V'_{DC*} , comme illustré par la Figure 5.10-c, le système passe en mode APPT,

et la vitesse Ω ne suit plus la référence Ω_{ref} . L'organigramme décrit dans la Figure 5.6 est en effet validé.

La Figure 5.10-d met en évidence les lois de contrôle u_d et u_q , montrant des dépassements tout au long des transitions entre les modes. Les courants du stator dans les coordonnées dq sont affichés dans la Figure 5.10-e, où l'objectif de contrôle est assuré. Enfin, la Figure 5.10-f présente la puissance mécanique extraite. Il est évident que la courbe de puissance varie en fonction de la vitesse du vent et dépend du mode de fonctionnement. Dans le premier mode, la puissance est maximale, tandis que dans le second mode, elle s'adapte en fonction des besoins.

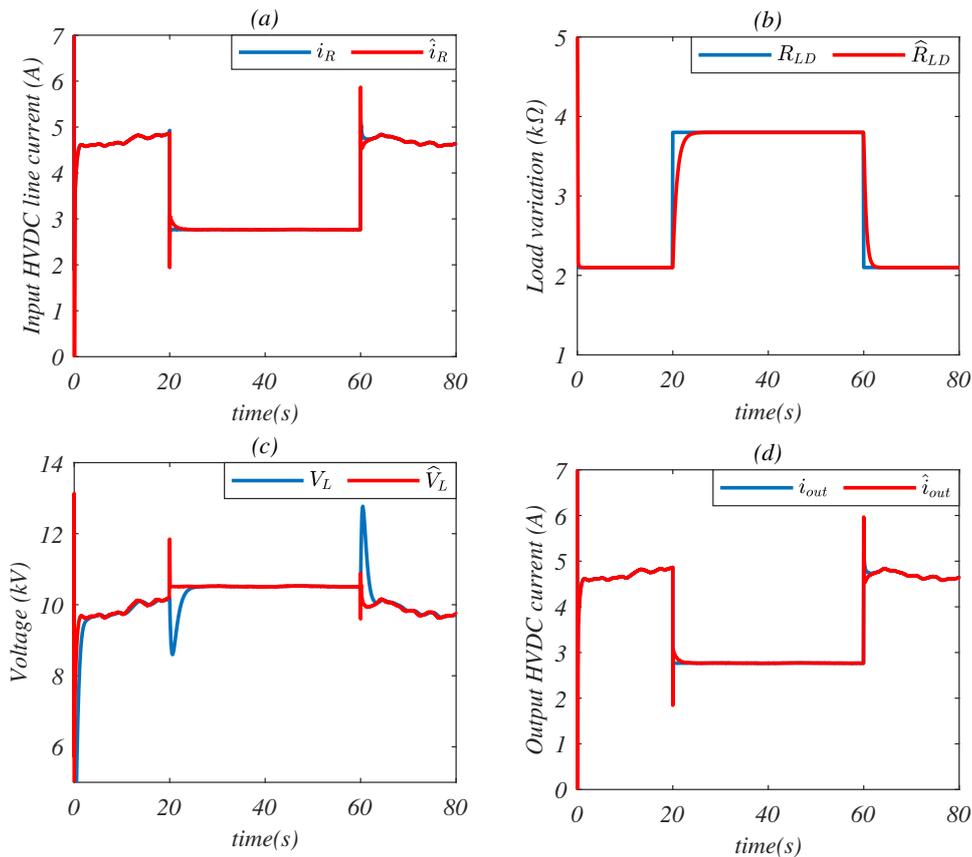


Figure 5.11: (a) Courant de sortie de Vienne i_R et \hat{i}_R ; (b) Charge R_{LD} et \hat{R}_{LD} ; (c) Tension du condensateur HVDC V_L et \hat{V}_L ; (d) Courant de sortie HVDC i_{out} et \hat{i}_{out} .

Les résultats de simulation illustrés dans la Figure 5.11 mettent en évidence l'efficacité de l'observateur proposé. Dans la Figure 5.11-a, le courant de sortie de Vienne i_R ainsi que son estimation \hat{i}_R sont représentés. À l'exception d'une légère surtension lors de la transition de mode, les deux courants sont pratiquement identiques. Concernant la Figure 5.11-b, on peut observer que l'estimation du paramètre R_{LD} converge rapidement vers sa valeur estimée \hat{R}_{LD} après une brève période transitoire. La Figure 5.11-c expose la tension du condensateur HVDC (V_L) ainsi que son estimation \hat{V}_L . Après une brève phase de transition induite par les changements de mode, ces tensions convergent vers une même valeur. Le courant à l'extrémité de la ligne de transmission HVDC (i_{out}) est estimé pour calculer la tension de charge V'_{DC} . La Figure 5.11-d indique que l'estimation \hat{i}_{out} correspond étroitement à la valeur réelle, renforçant ainsi

la conclusion quant à la performance de l'observateur.

Dans l'ensemble, ces résultats de simulation démontrent la capacité de l'observateur proposé à suivre avec précision les grandeurs électriques du système, avec seulement un faible dépassement pendant le transitoire.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous présentons une stratégie de contrôle efficace pour équilibrer le flux d'énergie produit et demandé véhiculé par une ligne de transmission HVDC. Deux modes de fonctionnement, le MPPT et l'APPT, sont utilisés pour maintenir la stabilité du réseau et assurer la production en fonction de la demande en puissance du réseau. Malgré l'inaccessibilité directe de la tension de sortie HVDC, une estimation en ligne de cette tension est réalisée à l'aide d'un observateur adaptatif.

L'objectif commun des deux modes est d'améliorer les performances de la chaîne de conversion de l'énergie électrique et de maintenir l'équilibre de tension à la sortie du redresseur Vienna en utilisant la technique SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation).

La stratégie de contrôle non-linéaire multi-objectifs est abordée en utilisant un système d'inférence neuro-floue adaptatif ANFIS pour générer la référence en mode MPPT, et l'approche backstepping récursive en mode APPT pour le contrôle de la tension. Les résultats de la simulation démontrent l'efficacité du contrôleur pour différents profils de vitesse du vent et donnent un aperçu des performances de l'observateur.

5.7 Références

- [1] Aradhya Sambhu Satpathy, Debaprasad Kastha, and N. K. Kishore. Vienna rectifier-fed squirrel cage induction generator based stand-alone wind energy conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(9):10186–10198, 2021. [87](#)
- [2] Sook Yee Yip, Hang Seng Che, Chee Pin Tan, and Wen Tong Chong. An improved look-up table-based direct torque control for permanent magnet synchronous generator using vienna rectifier. *International Journal of Electrical Power-Energy Systems*, 138:107875, 2022. [87](#)
- [3] Gowthamraj Rajendran, Chockalingam Aravind Vaithilingam, Norhisam Mison, Kanendra Naidu, and Md Rishad Ahmed. Voltage oriented controller based vienna rectifier for electric vehicle charging stations. *IEEE Access*, 9:50798–50809, 2021. [87](#)
- [4] Xiangwu Yan, Fuwei Qin, Jiaoxin Jia, Ziyu Zhang, Xiaoyu Li, and Ying Sun. Virtual synchronous motor based-control of vienna rectifier. *Energy Reports*, 6:953–963, 2020. 2020 The 7th International Conference on Power and Energy Systems Engineering. [87](#)
- [5] Zewei Mao, Xianglian Xu, Jialiang Li, Shiwen Yu, and Hao Geng. Simulation research of offshore wind farm vsc-hvdc three-level converters for grid integration. *Procedia Computer Science*, 130:1146–1151, 2018. [87](#)

- [6] Adil Mansouri, Ilyass el Myasse, Abdelmounime El Magri, Rachid Lajouad, and Fouad Giri. Non-linear control of five-phase pmsg wind turbine connected to vienna type rectifier using svpwm. In *2023 3rd International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology (IRASET)*, pages 1–6. IEEE, 2023.
- [7] Yuhang Zhao, Jiandong Duan, Wei Yang, Yerui Xia, Ming Zhao, and Tong Gao. LVRT control strategy of MMC-HVDC converter connected to DFIG wind farm. In *2022 IEEE/IAS Industrial and Commercial Power System Asia (ICPS Asia)*, pages 76–82, 2022. 87
- [8] Muhammad Luqman, Gang Yao, Lidan Zhou, and Anil Lamichhane. Analysis of variable speed wind energy conversion system with PMSG and Vienna rectifier. *2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 1296–1301, 2019. 87
- [9] Amirhossein Rajaei, Mustafa Mohamadian, and Ali Yazdian Varjani. Vienna-rectifier-based direct torque control of PMSG for wind energy application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(7):2919–2929, 2013. 88
- [10] Abdelmounime Magri, Fouad Giri, Abderrahim El Fadili, and Fatima Chaoui. An adaptive control strategy for wound rotor synchronous machines. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 26:821–847, 02 2012. 88
- [11] Rachid Lajouad, Abdelmounime El Magri, Abderrahim El Fadili, Fatima-Zahra Chaoui, and Fouad Giri. Adaptive nonlinear control of wind energy conversion system involving induction generator. *Asian Journal of Control*, 17(4):1365–1376, 2015.
- [12] Abdelmounime Magri, Fouad Giri, Gildas Besancon, Abderrahim El Fadili, Luc Dugard, and Fatima Chaoui. Sensorless adaptive output feedback control of wind energy systems with PMS generators. *Control Engineering Practice*, 21:530–543, 04 2013. 88
- [13] Omer Turksoy, Unal Yilmaz, Adnan Tan, and Ahmet Teke. A comparison study of sinusoidal PWM and space vector PWM techniques for voltage source inverter. *Natural and Engineering Sciences*, 2, 06 2017. 88
- [14] M.M.Atiqur Rahman and A.H.M. Abdur Rahim. Performance evaluation of ANN and ANFIS based wind speed sensor-less MPPT controller. pages 542–546, 05 2016. 88, 93
- [15] Devashish Jha and Amarnath Thakur. A comprehensive review on wind energy system for electric power generation: Current situation and improved technologies to realize future development. *International Journal of Renewable Energy Research*, 7, 01 2018. 88
- [16] Abdelmounime Magri, Fouad Giri, Abdelmajid Abouloifa, and Abderrahim El Fadili. Nonlinear control of associations including wind turbine, PMSG and AC/DC/AC converters. *2009 European Control Conference, ECC 2009*, pages 4338–4343, 03 2015. 89
- [17] Fouad Giri, editor. *AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications*. John Wiley Sons Ltd, Oxford, UK, April 2013.
- [18] Fadili, Abdelmounime El Magri, Fouad Giri, and Abderrahim El . *Control Models for Synchronous Machines*, chapter 3, pages 41–56. 2013.

- [19] A. El Magri, F. Giri, A. Abouloifa, and M. Haloua. Nonlinear control of wound-rotor synchronous-motor. page 3110 – 3115, 2007. [89](#)
- [20] A. Mansouri, A. El Magri, R. Lajouad, and F. Giri. Adaptive nonlinear observer design for wecs based vienna rectifiers linked to an hvdc bus. *submitted paper*, 2023. [90](#), [100](#)
- [21] S. Poullain, F. Heliodore, A. Henni, J.L. Thomas, and E. Courbon. Modelling of the dynamic characteristics of the dc line for vsc transmission scheme. pages 305–310, 2001. [91](#)
- [22] Kwon Dohoon, Youngjin Kim, Seungil Moon, and Chanki Kim. Modeling of hvdc system to improve estimation of transient dc current and voltages for ac line-to-ground fault—an actual case study in korea. *Energies*, 10:1543, 10 2017.
- [23] I. El Myasse, A. El Magri, M. Kissaoui, R. Lajouad, F. Giri, A. Watil, and L. Bahatti. Observer and nonlinear control design of vsc-hvdc transmission system. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 145:108609, 2022. [91](#)
- [24] David R. Lopez-Flores, Jose L. Duran-Gomez, and Mario I. Chacon-Murguia. A mechanical sensorless mppt algorithm for a wind energy conversion system based on a modular multilayer perceptron and a processor-in-the-loop approach. *Electric Power Systems Research*, 186:106409, 2020. [93](#)
- [25] Hui Li, K.L. Shi, and P.G. McLaren. Neural-network-based sensorless maximum wind energy capture with compensated power coefficient. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(6):1548–1556, 2005. [93](#)
- [26] Ali Sunbul and Vijay Sood. Simplified svpwm method for the vienna rectifier. pages 1–8, 06 2019. [101](#)

Chapitre 6

Observateurs Adaptatifs à Grand Gain pour l'Optimisation de la Conversion d'Énergie Éolienne Connectée à un Réseau HVDC via un Redresseur Vienna

“La curiosité est l'une des grandes vertus intellectuelles de l'humanité, et c'est ce qui nous pousse à explorer et à découvrir les merveilles du monde”

Stephen Hawking

Objectifs

- ▷ Concevoir un observateur adaptatif pour l'ensemble machine redresseur Vienna;
- ▷ Concevoir un observateur adaptatif pour la ligne HVDC afin de pouvoir estimer la demande en puissance du réseau;
- ▷ Évaluer et valider les performances des observateurs conçus à l'aide de simulations;

Sommaire

6.1 Introduction :	117
6.2 Topologie de la chaîne de conversion d'énergie	118
6.2.1 Présentation du système	118
6.2.2 Rappel du modèle du PMSG et du redresseur triphasé de Vienna	118
6.2.3 Modèle des lignes de transmission HVDC	121

6.3 Observateur non-linéaire adaptatif pour WECS	122
6.3.1 Forme canonique non-linéaire de l'observateur	122
6.3.2 Analyse d'observabilité	125
6.3.3 Conception de l'observateur du WECS dans les coordonnées de ζ	126
6.3.4 Observateur grand gain en coordonnées X	129
6.4 Observateur adaptatif pour ligne HVDC	130
6.4.1 Model en forme canonique	130
6.4.2 Conception de l'observateur	131
6.4.3 Estimation des paramètres	132
6.4.4 Analyse de convergence	133
6.4.5 Analyse comparative des topologies de WECS	138
6.5 Simulation	139
6.5.1 Protocole de simulation	139
6.5.2 Résultats de simulation et interprétations	141
6.6 Conclusion	146
6.7 Références	147

6.1 Introduction :

Parmi les sources d'énergie renouvelable, les éoliennes à vitesse variable, basées sur des générateurs synchrones à aimant permanent (PMSG), émergent comme un domaine de recherche d'une grande pertinence. Elles suscitent un vif intérêt par leur capacité à exploiter pleinement l'énergie éolienne, combinant une densité de puissance élevée, une efficacité enviable, une conception légère sans engrenages, et bien d'autres atouts [1]. Dans ce contexte, le convertisseur électronique de puissance de type "redresseur Vienna", se distingue par son rôle crucial dans l'intégration des sources d'énergie renouvelable, telles que l'énergie éolienne et solaire, au réseau électrique. L'intégration croissante de ces sources met en évidence la polyvalence et l'efficacité du redresseur Vienna en tant que solution pour l'interface entre ces sources et le réseau électrique DC [2–5]. Ce convertisseur régule le flux de puissance active assurant une compatibilité optimale avec le réseau. Cependant, dans le domaine de la synthèse de contrôleurs pour ces systèmes, la mesure précise des paramètres électriques et mécaniques peut s'avérer ardue [6]. Parfois, certains de ces paramètres sont difficilement accessibles, voire impossibles à mesurer directement [7]. De plus, l'intégration de capteurs pour ces mesures peut engendrer des coûts supplémentaires et réduire la fiabilité du système. À cet égard, la conception d'observateurs adaptatifs se présente comme une approche intrigante. Ces observateurs, basés sur des algorithmes, permettent d'estimer les états ainsi que les paramètres non mesurables avec une précision satisfaisante.

Dans [8], les auteurs conçoivent un observateur utilisant un contrôle adaptatif à mode glissant pour le diagnostic des pannes de capteurs dans une turbine à gaz industrielle, car les mesures défectueuses peuvent causer des problèmes importants. Dans [9], une méthode de contrôle sans capteur est mise en œuvre pour estimer la variation de couple de charge, considéré comme une perturbation. Cette étude se limite à l'utilisation d'un modèle simplifié de la machine et du convertisseur statique. De même, dans [10], un observateur à grand gain est utilisé pour estimer à la fois la position et la vitesse en utilisant des contrôleurs PID. Une autre approche est proposée dans [11], où un observateur étendu à grand gain est utilisé pour obtenir les mêmes résultats. Une topologie d'observateur alternative, discutée dans les références [12, 13], a été proposée pour la synthèse d'observateurs adaptatifs non-linéaires pour les systèmes Lipschitz non-linéaires en utilisant l'inégalité matricielle linéaire (LMI). Cependant, la conception de cet observateur nécessite un calcul mathématique fastidieux et plusieurs hypothèses théoriques.

C'est dans ce contexte que ce chapitre prend tout son sens. Notre étude se focalise sur la conception et l'évaluation de deux types d'observateurs adaptatifs. Le premier observateur concerne un observateur adaptatif à grand gain, destiné au contrôle sans capteur d'un PMSG connecté à un redresseur Vienna. La seconde partie de notre travail vise à estimer la tension de sortie d'une ligne de transmission HVDC, ouvrant ainsi la voie à une production d'énergie ajustée aux besoins du réseau. Cette approche se distingue des précédentes en tenant compte de la tension de ligne, une donnée essentielle souvent négligée. Nous abordons également l'utilisation novatrice d'un redresseur Vienna, qui, bien qu'offrant des perfor-

mances améliorées, nécessite une conception de contrôleur plus complexe. Ainsi, au travers de cette exploration méthodique et novatrice, notre étude vise à doter les systèmes éoliens connectés au réseau HVDC d'observateurs adaptatifs performants. Ces observateurs, fruit d'une conception minutieuse et d'une évaluation rigoureuse à travers des simulations, ouvrent la voie à une gestion plus efficace, fiable et durable de l'énergie éolienne.

6.2 Topologie de la chaîne de conversion d'énergie

6.2.1 Présentation du système

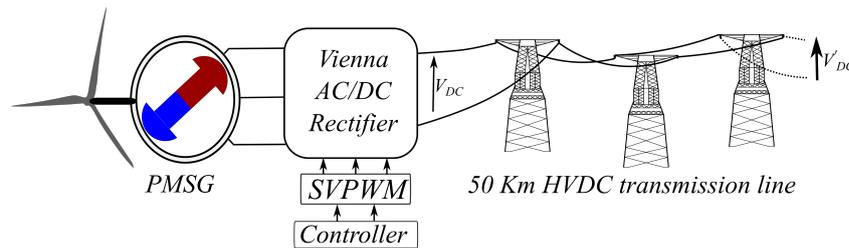


Figure 6.1: WECS topologie

La structure de l'étude porte sur une éolienne à base de machine à aimant permanent, qui est connectée à un redresseur Vienna. L'énergie produite par l'éolienne est ensuite transportée par une ligne HVDC qui sert de lien entre le point de production et d'autres points d'interconnexions, tels que le réseau HVAC, les charges électriques ou les unités de stockage. L'idée de ce chapitre est de concevoir deux observateurs grand gain. Le premier observateur est conçu pour élaborer une commande sans capteur pour la machine à aimants permanent, permettant ainsi de simplifier la structure globale du système de commande, tout en améliorant sa fiabilité.

Le deuxième observateur est conçu pour améliorer les performances du réseau électrique. Son rôle est d'estimer les besoins en puissance des éléments du réseau électrique, pour produire en fonction de la demande. En utilisant cet observateur, il est possible d'optimiser la production d'énergie en fonction des besoins, tout en minimisant les coûts et en améliorant l'efficacité énergétique.

6.2.2 Rappel du modèle du PMSG et du redresseur triphasé de Vienna

La structure électrique de l'association PMSG-Vienna est illustrée dans les figures 6.2, et peut être décrite dans le cadre de référence rotatif $\alpha\beta$ par les équations différentielles suivantes [16, 17].

L'équation précédente est mis sous la forme :

$$v_{sa} = \frac{V_{DC}}{2} \left[\text{sgn}(i_{sa}) + \frac{\Delta V}{V_{DC}} \right] (1 - S_a) + v_{ON} \quad (6.3a)$$

$$v_{sb} = \frac{V_{DC}}{2} \left[\text{sgn}(i_{sb}) + \frac{\Delta V}{V_{DC}} \right] (1 - S_b) + v_{ON} \quad (6.3b)$$

$$v_{sc} = \frac{V_{DC}}{2} \left[\text{sgn}(i_{sc}) + \frac{\Delta V}{V_{DC}} \right] (1 - S_c) + v_{ON} \quad (6.3c)$$

Où $V_{DC} = V_{C1} + V_{C2}$, $\Delta V = V_{C1} - V_{C2}$, et S_{abc} représentent la tension de sortie du redresseur Vienna, le déséquilibre de tension, et les états de commutation, respectivement, en vue de [18], les équations suivantes peuvent être structurées comme suit :

$$v_{sa} = \frac{V_{DC}}{2} (u'_a + u_0) = \frac{V_{DC}}{2} u_a \quad (6.4a)$$

$$v_{sb} = \frac{V_{DC}}{2} (u'_b + u_0) = \frac{V_{DC}}{2} u_b \quad (6.4b)$$

$$v_{sc} = \frac{V_{DC}}{2} (u'_c + u_0) = \frac{V_{DC}}{2} u_c \quad (6.4c)$$

Où :

$$[u'_{abc}]^T = [(1 - D_{abc}) \text{sgn}(i_{sabc}) - D_{abc} \frac{\Delta V}{V_{DC}}]^T$$

$$u_0 = \frac{\Delta V}{V_{DC}} + \frac{2v_{ON}}{V_{DC}}$$

D_{abc} représente le rapport cyclique du commutateur, $u_{abc} = [u_a, u_b, u_c]^T$ se réfèrent aux signaux de commandes moyen, les composantes sinusoïdales sont représentées par u'_{abc} , et la composante homopolaire par u_0 . Le courant statorique triphasé $i_{sabc} = [i_a, i_b, i_c]^T$ exprimé en coordonnées $\alpha\beta$ peut être donné par :

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_{s\alpha} + \frac{p\Omega}{L} \phi_{r\beta} + \frac{v_\alpha}{L} \quad (6.5a)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_{s\beta} - \frac{p\Omega}{L} \phi_{r\alpha} + \frac{v_\beta}{L} \quad (6.5b)$$

où $L = L_s + L_f$ représente l'inductance équivalente entre l'inductance du stator L_s et l'inductance du filtre L_f et (u_α, u_β) désigne les entrées de commande dans les coordonnées $\alpha\beta$. La relation entre les courants de sortie de l'aérogénérateur synchrone et les courants de sortie du redresseur Vienna i_N peut être facilement établie :

$$i_N = D_a i_{sa} + D_b i_{sb} + D_c i_{sc} \quad (6.6)$$

La dynamique de la tension de déséquilibre ΔV peut être décrite comme suit :

$$C \frac{d\Delta V}{dt} = -i_N \quad (6.7a)$$

$$= 2i_0 - [u'_{abc}]^T [i_{sabc}] \quad (6.7b)$$

En adoptant les notations suivantes : $x_1 = i_{s\alpha}$, $x_2 = i_{s\beta}$, $x_3 = \phi_{r\alpha}$, $x_4 = \phi_{r\beta}$, $x_5 = \Omega$, $x_6 = T_g$, le modèle d'état décrit par (6.1) est réécrit de la manière suivante :

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_s}{L} x_1 + \frac{p}{L} x_4 x_5 + \frac{v_\alpha}{L} \quad (6.8a)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{R_s}{L} x_2 - \frac{p}{L} x_3 x_5 + \frac{v_\beta}{L} \quad (6.8b)$$

$$\dot{x}_3 = -p x_4 x_5 \quad (6.8c)$$

$$\dot{x}_4 = p x_3 x_5 \quad (6.8d)$$

$$\dot{x}_5 = -\frac{F}{J} x_5 + \frac{3p}{2J} (x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{1}{J} x_6 \quad (6.8e)$$

$$\dot{x}_6 = \delta(t) \quad (6.8f)$$

En utilisant l'espace d'état étendu $x(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T$, le modèle du système (6.8) s'énonce sous la forme suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x(t), w(t)) + D\delta(t) \quad (6.9)$$

avec :

$$f(x(t), w(t)) = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L} x_1 + \frac{p}{L} x_4 x_5 - \frac{v_\alpha}{L} \\ -\frac{R_s}{L} x_2 - \frac{p}{L} x_3 x_5 - \frac{v_\beta}{L} \\ -p x_4 x_5 \\ p x_3 x_5 \\ -\frac{F}{J} x_5 + \frac{3p}{2J} (x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{1}{J} x_6 \\ 0 \end{pmatrix}; D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (6.10)$$

6.2.3 Modèle des lignes de transmission HVDC

L'électricité produite par les WECS est injectée dans le réseau via un système de transmission à courant continu à haute tension (HVDC). Ce système comprend une ligne HVDC, équipée d'un redresseur Vienna basé sur des IGBT. Il optimise le flux de distribution de l'énergie et protège contre les défaillances de la ligne. Nous supposons que les valeurs de résistance R_L , d'inductance L_L et de capacité C_L sont uniformément réparties le long de la ligne de transmission.

Ainsi, nous utilisons une structure symétrique (R_L , L_L , C_L) pour la ligne de transmission, comme décrit dans les références [19, 20]. Notre objectif principal est d'étudier les relations

entre les tensions d'entrée et de sortie de cette ligne de transmission.

$$\frac{di_R}{dt} = -\frac{R_L}{L_L} i_R + \frac{1}{L_L} (V_{DC} - V_L) \quad (6.11a)$$

$$\frac{dV_L}{dt} = \frac{1}{C_L} (i_R - i_{out}) \quad (6.11b)$$

$$\frac{di_{out}}{dt} = -\frac{R_L}{L_L} i_{out} + \frac{V_L}{L_L} - \frac{R_{ld.eq}}{L_L} i_{out} \quad (6.11c)$$

Le paramètre $R_{ld.eq}$ représente la partie amont de la sortie de la ligne HVDC, qui peut inclure des charges à courant continu et/ou une connexion à un réseau HVAC. Cette charge permet l'émulation de la demande énergétique du réseau. Toutefois, elle est considérée comme un paramètre inconnu et borné.

En utilisant la notation $x_7 = i_R$, $x_8 = V_L$ et $x_9 = i_{out}$, le modèle présenté ci-dessus peut être réécrit comme suit :

$$\dot{x}_7 = -\frac{R_L}{L_L} x_7 + \frac{1}{L_L} (V_{DC} - x_8) \quad (6.12a)$$

$$\dot{x}_8 = \frac{1}{C_L} (x_7 - x_9) \quad (6.12b)$$

$$\dot{x}_9 = -\frac{R_L}{L_L} x_9 + \frac{1}{L_L} x_8 - \frac{R_{ld.eq}}{L_L} x_9 \quad (6.12c)$$

6.3 Observateur non-linéaire adaptatif pour WECS

6.3.1 Forme canonique non-linéaire de l'observateur

Pour des raisons d'optimisation, on considère que seuls les paramètres électriques sont mesurables. Ainsi, pour concevoir un régulateur permettant d'atteindre plusieurs objectifs, il est essentiel d'estimer les paramètres mécaniques de la machine, à savoir Ω , T_g et les composantes du flux rotorique ($\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$) afin de déterminer la position du rotor par rapport au stator.

Le modèle initial du WECS présenté dans les équations (6.9)-(6.10) ne convient pas à l'observation. Par conséquent, la première étape consiste à le transformer en une forme canonique d'observateur. C'est l'objet de la proposition suivante :

Proposition 6.1.

Il existe un difféomorphisme Lipschitzien :

$$\Upsilon(x) : \mathbb{R}^6 \rightarrow \mathbb{R}^6, X \rightarrow \zeta = \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \\ \zeta_3 \end{bmatrix} = \Upsilon(X) = \begin{bmatrix} \Upsilon_1(X) \\ \Upsilon_2(X) \\ \Upsilon_3(X) \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

qui transforme le système (6.9)-(6.10) en une forme canonique comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}(t) = \mathcal{A}\zeta(t) + \mathcal{Q}(\zeta(t), w(t)) + B\beta(\zeta)\delta(t) \\ y_1(t) = \mathcal{C}\zeta(t) \end{cases} \quad (6.14)$$

avec

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} \mathbb{O}_2 & \mathbb{I}_2 & \mathbb{O}_2 \\ \mathbb{O}_2 & \mathbb{O}_2 & \mathbb{I}_2 \\ \mathbb{O}_2 & \mathbb{O}_2 & \mathbb{O}_2 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{6 \times 6}; \quad \mathcal{Q}(\zeta, w) = \begin{bmatrix} \mathcal{Q}_1(\zeta_1, w) \\ \mathcal{Q}_2(\zeta_1, \zeta_2) \\ \mathcal{Q}_3(\zeta, w) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$$

$$B = \begin{bmatrix} \mathbb{O}_2 \\ \mathbb{O}_2 \\ \mathbb{I}_2 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{6 \times 2}; \quad \mathcal{C} = [\mathbb{I}_2 \quad \mathbb{O}_2 \quad \mathbb{O}_2] \in \mathbb{R}^{2 \times 6}$$

où $\mathcal{Q}_1 \in \mathbb{R}^2$, $\mathcal{Q}_2 \in \mathbb{R}^2$, $\mathcal{Q}_3 \in \mathbb{R}^2$ et \mathbb{I}_2 et \mathbb{O}_2 désignent respectivement la matrice identité (2x2) et la matrice rectangulaire nulle. Il convient de rappeler que la fonction $\delta(t)$ est inconnue mais qu'elle est bornée.

Preuve de la Proposition 6.1.

Pour obtenir la forme canonique donnée dans (6.14), nous introduisons la notation suivante :

$$\begin{aligned} X_1 &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T = [x_1 \quad x_2]^T \\ X_2 &= [\phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T = [x_3 \quad x_4]^T \\ X_3 &= [\Omega \quad T_g]^T = [x_5 \quad x_6]^T \\ w &= [v_\alpha \quad v_\beta]^T \end{aligned}$$

La dynamique de l'équation précédente peut être exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 &= [\dot{x}_1 \quad \dot{x}_2]^T \\ \dot{X}_2 &= [\dot{x}_3 \quad \dot{x}_4]^T \\ \dot{X}_3 &= [\dot{x}_5 \quad \dot{x}_6]^T \end{aligned} \quad (6.15)$$

Il est clair que X_1 comprend les deux variables accessibles à la mesure. On prend $\zeta_1 = X_1$, ce qui signifie que $Y_1(X) = X_1$. Il en découle alors de (6.15) que la dynamique de ζ_1 est régie par l'équation suivante :

$$\dot{\zeta}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \zeta_1 + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} w + \begin{bmatrix} \frac{p}{L} x_4 x_5 \\ -\frac{p}{L} x_3 x_5 \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

Le sous-système (6.16) est présenté sous une forme plus compacte :

$$\dot{\zeta}_1 = \mathcal{Q}_1(\zeta_1, w) + \zeta_2 \quad (6.17)$$

avec :

$$\begin{aligned}\mathcal{Q}_1(z_1, w) &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \zeta_1 + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} w \\ \zeta_2 &= \begin{bmatrix} \frac{p}{L} x_4 x_5 \\ -\frac{p}{L} x_3 x_5 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Ce qui signifie que $\Upsilon_2(X) = \zeta_2$. Ensuite, il en découle de (6.15) que la dynamique de ζ_2 est donnée par :

$$\dot{\zeta}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{F}{J} & 0 \\ 0 & \frac{F}{J} \end{bmatrix} \zeta_2 + \begin{bmatrix} \frac{p}{L} x_4 \left(\frac{3p}{2J} (x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{1}{J} x_6 \right) + \frac{p^2}{L} x_3 x_5^2 \\ -\frac{p}{L} x_3 \left(\frac{3p}{2J} (x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{1}{J} x_6 \right) + \frac{p^2}{L} x_4 x_5^2 \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

qui se présente sous une forme plus compacte :

$$\dot{\zeta}_2 = \mathcal{Q}_2(\zeta_1, \zeta_2) + \zeta_3 \quad (6.19)$$

avec :

$$\begin{aligned}\mathcal{Q}_2(\zeta_1, \zeta_2) &= \begin{bmatrix} -\frac{F}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \zeta_2 \\ \zeta_3 = \Upsilon_3(X) &= \begin{bmatrix} \frac{p}{L} x_4 \left(\frac{3p}{2J} (x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{1}{J} x_6 \right) + \frac{p^2}{L} x_3 x_5^2 \\ -\frac{p}{L} x_3 \left(\frac{3p}{2J} (x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{1}{J} x_6 \right) + \frac{p^2}{L} x_4 x_5^2 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

où la deuxième égalité sert à définir la fonction $\Upsilon_3(X)$. On vérifie facilement en utilisant (6.15) que la dérivée temporelle de ζ_3 est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{\zeta}_3 &= \frac{\partial \Upsilon_3(X)}{\partial X_1} \dot{X}_1(t) + \frac{\partial \Upsilon_3(X)}{\partial X_2} \dot{X}_2(t) + \frac{\partial \Upsilon_3(X)}{\partial X_3} \dot{X}_3(t) \\ &= \mathcal{Q}_3(\zeta, w) + \beta(\zeta) \delta(t)\end{aligned} \quad (6.20)$$

$\delta(t) = \dot{x}_6$ est inconnue bornée. En se basant sur la forme de (6.20), on peut conclure que :

$$\begin{aligned}\mathcal{Q}_3(\zeta, w) &= \frac{\partial \Upsilon_3(X)}{\partial X_1} \dot{X}_1 + \frac{\partial \Upsilon_3(X)}{\partial X_2} \dot{X}_2 + \frac{\partial \Upsilon_3(X)}{\partial x_5} \dot{X}_3 \\ \beta(\zeta) &= \frac{\partial \Upsilon_3(X)}{\partial x_6}\end{aligned} \quad (6.21)$$

La dernière égalité implique que la fonction $\beta(\zeta)$ est bornée, car $\Upsilon_3(X)$ l'est et par l'hypothèse 6.1, $X(t)$ reste dans l'ensemble compact convexe Z . Le système ζ ainsi établi est décrit par les équations (6.17), (6.19) et (6.20). Pour des raisons de commodité, ce système est résumé ici afin de pouvoir s'y référer ultérieurement :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = \mathcal{Q}_1(\zeta_1, w) + \zeta_2 \\ \dot{\zeta}_2 = \mathcal{Q}_2(\zeta_1, \zeta_2) + \zeta_3 \\ \dot{\zeta}_3 = \mathcal{Q}_3(\zeta, w) + \beta(\zeta) \delta(t) \end{cases} \quad (6.22)$$

Le système décrit dans (6.22) possède la forme canonique d'observabilité appropriée, qui peut être présentée ci-dessous :

$$\dot{\zeta}(t) = \mathcal{A}\zeta(t) + \mathcal{Q}(\zeta, w) + B\beta(\zeta)\delta(t) \quad (6.23)$$

Ceci établit l'équation (6.14). Pour compléter la preuve de la proposition 6.1, il reste à montrer que la transformation $X \rightarrow \zeta = Y(x)$ est un difféomorphisme. Cette partie de la preuve est donnée dans 6.3.2 où l'on montre que le jacobien de $\zeta(X)$ est de rang plein à condition que $\Omega\phi_r \neq 0$. Cette condition ne pose pas de problème en pratique.

6.3.2 Analyse d'observabilité

Dans cette sous-section, il est nécessaire de prouver que la transformation d'état proposée en (6.13) est un difféomorphisme et que son jacobien est de rang plein. En utilisant (6.13), le jacobien est noté comme suit :

$$\Lambda = \frac{d\zeta}{dX} = \begin{bmatrix} \frac{\partial Y_1(X)}{\partial X_1} & \frac{\partial Y_1(X)}{\partial X_2} & \frac{\partial Y_1(X)}{\partial X_3} \\ \frac{\partial Y_2(X)}{\partial X_1} & \frac{\partial Y_2(X)}{\partial X_2} & \frac{\partial Y_2(X)}{\partial X_3} \\ \frac{\partial Y_3(X)}{\partial X_1} & \frac{\partial Y_3(X)}{\partial X_2} & \frac{\partial Y_3(X)}{\partial X_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} & \Lambda_{13} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} & \Lambda_{23} \\ \Lambda_{31} & \Lambda_{32} & \Lambda_{33} \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

Après calcul, les composantes du jacobien sont énoncées comme suit :

$$\Lambda_{11} = \mathbb{1}_2, \Lambda_{12} = \Lambda_{13} = \Lambda_{21} = \mathbb{O}_2$$

$$\Lambda_{22} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{p}{L_t}x_5 \\ -\frac{p}{L_t}x_5 & 0 \end{bmatrix}; \Lambda_{23} = \begin{bmatrix} \frac{p}{L_t}x_4 & 0 \\ -\frac{p}{L_t}x_3 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Lambda_{31} = \begin{bmatrix} -\frac{3p^2}{2JL_t}x_4^2 & \frac{3p^2}{2JL_t}x_3x_4 \\ \frac{3p^2}{2JL_t}x_3x_4 & -\frac{3p^2}{2JL_t}x_3^2 \end{bmatrix}; \Lambda_{33} = \begin{bmatrix} \frac{2p^2}{L_t}x_3x_5 & -\frac{p}{JL_t}x_4 \\ \frac{2p^2}{L_t}x_4x_5 & \frac{p}{JL_t}x_3 \end{bmatrix}$$

$$\Lambda_{32} = \begin{bmatrix} \frac{3p^2}{2JL_t}x_2x_4 + \frac{p^2}{L_t}x_5^2 & \frac{3p^2}{2JL_t}x_2x_3 - \frac{3p^2}{JL_t}x_1x_4 - \frac{p}{JL_t}x_6 \\ -\frac{3p^2}{2JL_t}x_2x_3 + \frac{3p^2}{JL_t}x_1x_4 + \frac{p}{JL_t}x_6 & \frac{3p^2}{2JL_t}x_1x_3 - \frac{p^2}{L_t}x_5^2 \end{bmatrix};$$

Le jacobien Λ est une matrice de plein rang si et seulement si la matrice carrée suivante \mathcal{J} est également de plein rang :

$$\mathcal{J} = \begin{bmatrix} \Lambda_{22} & \Lambda_{23} \\ \Lambda_{32} & \Lambda_{33} \end{bmatrix}$$

Puisque Λ_{22} est une matrice inversible, le complément de Schur peut être utilisé pour déterminer le rang de \mathcal{J} , comme l'illustre l'équation (6.25) :

$$\mathcal{J} = \begin{bmatrix} \Lambda_{22} & \Lambda_{23} \\ \Lambda_{32} & \Lambda_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbb{1}_2 & \mathbb{O}_2 \\ \Lambda_{32}\Lambda_{22}^{-1} & \mathbb{1}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda_{23} & \mathbb{O}_4 \\ \mathbb{O}_4 & \mathcal{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbb{1}_2 & \Lambda_{22}^{-1}\Lambda_{23} \\ \mathbb{O}_2 & \mathbb{1}_2 \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

$$\mathcal{D} = \Lambda_{33} - \Lambda_{32}\Lambda_{22}^{-1}\Lambda_{23}$$

Par conséquent, le déterminant de \mathcal{J} est simplement déterminé par :

$$\det(\mathcal{J}) = \det(\Lambda_{22}) \det(\mathcal{D})$$

De plus, après simplification, le déterminant du jacobien se réduit à :

$$\det(\mathcal{J}) = \det(\Lambda_{22}) \det(\Lambda_{33})$$

Enfin, on obtient une condition sur les paramètres du système pour que le jacobien soit une matrice de plein rang, et par conséquent, la transformation de difféomorphisme proposée (6.13) est justifiée.

$$\det(\Lambda) = \det(\mathcal{J}) = \frac{2p^5}{JL_t^4} x_5^3 (x_3^2 + x_4^2) \quad (6.26)$$

Le jacobien est de rang complet si $\det(\Lambda) \neq 0$. La condition est ensuite déduite en utilisant (6.26), en gardant à l'esprit que x_5 représente la vitesse de rotation de la machine et $x_3^2 + x_4^2$ est le carré de la norme du flux du rotor.

$$x_5^3 (x_3^2 + x_4^2) \neq 0 \implies \Omega \phi_r \neq 0 \quad (6.27)$$

D'après l'équation (6.27) la transformation d'état proposée (6.13) est un difféomorphisme et que son jacobien est de rang plein si la condition $\Omega \phi_r \neq 0$ est satisfaite. Si l'on considère le comportement de la machine, la condition de paramètre est remplie en permanence.

Remarque 6.1. *Le flux rotorique ϕ_r de la machine synchrone à aimant permanent est constant et non nul. Par conséquent, la condition d'observabilité $\Omega \phi_r \neq 0$ est remplie tout le temps sauf lorsque $\Omega = 0$ (éolienne à l'arrêt). Mais lorsque $\Omega = 0$ l'observateur est inutile puisque les paramètres estimés sont alors égaux à zéro. Comme il n'y a pas de capteur de vitesse pour s'assurer de la condition sur la vitesse Ω , on peut procéder en mesurant la tension ou le courant du stator une fois que ces grandeurs sont non nulles, donc l'éolienne produit de l'énergie, et automatiquement $\Omega \neq 0$.*

6.3.3 Conception de l'observateur du WECS dans les coordonnées de ζ

Dans cette section, nous proposons un observateur d'état pour le sous-système présenté dans (6.8). L'observateur proposé fournit une estimation en ligne des paramètres mécaniques qui sont difficiles à mesurer et coûteux à acquérir par rapport à l'utilisation d'un capteur électrique. Dans ce cas, on estime $\hat{\Omega}$, \hat{T}_g , $\hat{\phi}_{r\alpha}$, et $\hat{\phi}_{r\beta}$. Les paramètres mesurables sont les courants statoriques $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, et les composantes des tensions statoriques v_α , v_β .

Remarque 6.2. *La position mécanique du rotor $\theta_r(t)$ est nécessaire pour contrôler une éolienne basée sur une machine synchrone en coordonnées dq. Ce paramètre est calculé directement à partir des composantes du flux rotorique à l'aide de la formule suivante :*

$$\theta_r(t) = \frac{1}{p} \arctan\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \quad (6.28)$$

Nous avons besoin des hypothèses suivantes :

Hypothèse 6.1. *Pour tout $t \geq 0$, $\zeta(t)$ dans Z et $\|\delta(t)\| \leq \delta_0$, pour tout ensemble compact convexe Z et réel δ_0 .*

Puisque la fonction $\mathcal{Q}(\zeta, w)$ est continue par rapport à ζ uniformément en w . Puisque ζ reste dans l'ensemble compact Z , il s'avère que $\mathcal{Q}(\zeta, w)$ est Lipschitz par rapport à ζ , uniformément en w , c'est à dire :

$$\exists \beta > 0, \forall (\zeta, \hat{\zeta}) \in Z \times Z, \|\mathcal{Q}(\varphi(\hat{\zeta}), w) - \mathcal{Q}(\zeta, w)\| \leq \beta_0 \|\hat{\zeta} - \zeta\|$$

Nous considérons ensuite l'observateur à grand gain suivant :

$$\dot{\hat{\zeta}}(t) = \mathcal{A}\hat{\zeta}(t) + \mathcal{Q}(\varphi(\hat{\zeta}), w) - \Theta \Delta_\Theta^{-1} \mathcal{K} \mathcal{C} (\hat{\zeta}(t) - \zeta(t)) \quad (6.29)$$

où $\varphi(\cdot)$ désigne l'opérateur de projection orthogonale sur l'ensemble compact convexe Z . Pour simplifier, nous laissons Z être une boule centrée sur l'origine avec un rayon ρ . La fonction de projection s'exprime alors comme suit :

$$\varphi(\zeta) = \frac{\zeta}{|\zeta|} \min(\rho, |\zeta|) \quad i = 1, 2, 3 \quad (6.30)$$

Dans (6.29), le gain de l'observateur $\mathcal{K} \in \mathbb{R}^6$ est choisi de telle sorte que la matrice $(\mathcal{A} - \mathcal{K} \mathcal{C})$ soit de Hurwitz. Enfin, dans (6.29), le paramètre $\Theta > 1$ est choisi arbitrairement et Δ_Θ est la matrice bloc-diagonale suivante :

$$\Delta_\Theta = \text{diag}[\mathbb{1}_2, \frac{1}{\Theta} \mathbb{1}_2, \frac{1}{\Theta^2} \mathbb{1}_2] \quad (6.31)$$

Theorem 6.1. *Considérons le sous-système décrit par (6.14), soumis à l'hypothèse 6.1. Si $\Theta > \Theta_0$ ($\Theta_0 > 1$), l'erreur d'estimation de l'état $\tilde{\zeta} = \hat{\zeta} - \zeta$ est globalement asymptotiquement convergente vers une boule centrée sur l'origine dont le rayon est inversement proportionnel à Θ .*

Il s'avère que l'erreur d'observation $\tilde{\zeta}$ peut être arbitrairement petite en laissant Θ suffisamment grand.

Preuve du théorème 6.1.

L'erreur dynamique d'estimation $\dot{\tilde{\zeta}} = \dot{\hat{\zeta}} - \dot{\zeta}$ en utilisant (6.14) et (6.29) peut être facilement exprimée comme suit :

$$\dot{\tilde{\zeta}} = (\mathcal{A} - \Delta_\Theta^{-1} \mathcal{K} \mathcal{C}) \tilde{\zeta} + \tilde{\mathcal{Q}}(\zeta, w) - \mathcal{B} \beta(\zeta) \delta(t) \quad (6.32)$$

avec $\tilde{\mathcal{Q}}(\zeta, w) = \mathcal{Q}(\hat{\zeta}, w) - \mathcal{Q}(\zeta, w)$. En utilisant les propriétés suivantes :

$$\mathcal{C}\Delta_{\Theta} = \mathcal{C}\Delta_{\Theta}^{-1} = \mathcal{C} \quad ; \quad \Delta_{\Theta}A\Delta_{\Theta}^{-1} = \Theta\mathcal{A}$$

En appliquant le changement de variable suivant $\bar{\zeta} = \Delta_{\Theta}\tilde{\zeta}$ l'équation (6.32) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{\bar{\zeta}} = \Theta[\mathcal{A} - K\mathcal{C}]\bar{\zeta} + \Delta_{\Theta}\tilde{\mathcal{Q}}(\zeta, w) - \Delta_{\Theta}B\beta(\zeta)\delta(t) \quad (6.33)$$

On peut facilement vérifier que la paire $(\mathcal{A}, \mathcal{C})$ est observable. En se rappelant que la matrice K est choisie pour s'assurer que la matrice $(\mathcal{A} - K\mathcal{C})$ est de Hurwitz. Il existe deux matrices symétriques définies positives, \mathcal{P} et Q (choisie égale à la matrice identité dans ce travail), satisfaisant l'équation de Lyapunov :

$$(\mathcal{A} - K\mathcal{C})^T\mathcal{P} + \mathcal{P}(\mathcal{A} - K\mathcal{C}) = -Q = -2\mathbb{I}_6 \quad (6.34)$$

La fonction de Lyapunov suivante $W = \frac{1}{2}\bar{\zeta}^T\mathcal{P}\bar{\zeta}$ est utilisée pour vérifier la convergence asymptotique de l'erreur vers zéro, la dérivée de W peut être exprimée de la manière suivante :

$$\dot{W} = \Theta\bar{\zeta}^T\mathcal{P}(\mathcal{A} - K\mathcal{C})\bar{\zeta} + \bar{\zeta}^T\mathcal{P}\Delta_{\Theta}[\tilde{\mathcal{Q}}(\zeta, w) - B\beta(\zeta)\delta(t)] \quad (6.35)$$

En se référant à la fonction algébrique de Lyapunov (6.34), le premier terme de (6.35) peut être approché par :

$$\Theta\bar{\zeta}^T\mathcal{P}(\mathcal{A} - K\mathcal{C})\bar{\zeta} = -\Theta\|\bar{\zeta}\|^2 \quad (6.36)$$

Sur la base de l'hypothèse 6.1, on peut formuler l'inégalité suivante :

$$\begin{aligned} \|\Delta_{\Theta}(\tilde{\mathcal{Q}}(\zeta, w))\| &\leq \beta_1\|\bar{\zeta}\| \\ \|\Delta_{\Theta}B\beta(\zeta)\delta(t)\| &\leq \frac{\beta_2\delta_0}{\Theta^2} \end{aligned} \quad (6.37)$$

p_{max} et p_{min} désignent respectivement la plus grande et la plus petite valeur propre de \mathcal{P} . Il est alors possible d'écrire :

$$\dot{W} \leq -(\Theta - p_{max}\beta_1)\|\bar{\zeta}\|^2 + p_{max}\frac{\beta_2\delta_0}{\Theta^2}\|\bar{\zeta}\| \quad (6.38)$$

En utilisant l'inégalité suivante :

$$p_{min}\|\bar{\zeta}\|^2 \leq W \leq p_{max}\|\bar{\zeta}\|^2 \quad (6.39)$$

L'inégalité de (6.38) peut être réécrite d'une autre manière :

$$\begin{aligned} \dot{W} &\leq -\frac{(\Theta - p_{max}\beta_1)}{p_{min}}W + \frac{\beta_2\delta_0 p_{max}}{\Theta^2\sqrt{p_{min}}}\sqrt{W} \\ &\leq -a(\Theta)W + \frac{b}{\Theta^2}\sqrt{W} \end{aligned} \quad (6.40)$$

avec :

$$a(\Theta) = \frac{\Theta - \beta_1 p_{\max}}{p_{\min}}; b = \frac{\beta_1 \delta_0 p_{\max}}{\sqrt{p_{\min}}}$$

Nous laissons $\Theta_0 = \beta_1 p_{\max}$ de sorte que si $\Theta > \Theta_0$ et $a > 0$. En effectuant le changement de variable $\bar{W}(t) = \sqrt{W(t)}$, il découle de (6.40) que :

$$\dot{\bar{W}}(t) \leq -a(\Theta)\bar{W}(t) + \frac{b}{\Theta^2}$$

ce qui implique, par application du théorème de comparaison :

$$\sqrt{W(t)} \leq e^{-a(\Theta)(t-t_0)} \left(\sqrt{W(t_0)} - \frac{b}{\Theta^2 a(\Theta)} (1 - e^{-a(\Theta)(t-t_0)}) \right) \quad (6.41)$$

Comme $W(t) = \frac{1}{2} \bar{\zeta}^T P \bar{\zeta}$, on a $|\bar{\zeta}|^2 \leq \frac{W(t)}{p_{\min}}$. De même, $\bar{\zeta} = \Delta_\Theta \tilde{\zeta}$ donne $|\tilde{\zeta}| \leq \Theta^2 |\bar{\zeta}|$. En utilisant ces observations, on obtient à partir de (6.41) :

$$|\tilde{\zeta}(t)| \leq \Theta^2 \frac{\sqrt{W(t)}}{\sqrt{p_{\min}}} \leq \frac{\Theta^2}{\sqrt{p_{\min}}} e^{-a(\Theta)(t-t_0)} \left(\sqrt{W(t_0)} - \frac{b}{\Theta^2 a(\Theta)} (1 - e^{-a(\Theta)(t-t_0)}) \right) \quad (6.42)$$

ce qui donne $\sup_{x \rightarrow +\infty} |\tilde{\zeta}(t)| \leq \frac{b}{a(\Theta)} \sqrt{p_{\min}}$.

Le théorème 6.1 est valide car $a(\Theta) = \frac{\Theta - \beta_1 p_{\max}}{p_{\min}}$ et $\Theta > \Theta_0 = \beta_1 p_{\max}$.

6.3.4 Observateur grand gain en coordonnées X

Un observateur d'état pour le système décrit par l'équation (6.9) en coordonnées ζ a été établi dans la sous-section précédente. Cet observateur doit être exprimé en coordonnées X afin de pouvoir être mis en œuvre. Les équations (6.13) et (6.24) nous permettent d'établir une relation entre la dynamique des variables d'état dans les coordonnées ζ et la dynamique dans les coordonnées X.

A partir de la transformation difféomorphique $\zeta = Y(X)$, la dérivée de son estimation est décrite par :

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\zeta}}{dt} &= \left(\frac{\partial Y(\hat{X})}{\partial \hat{X}} \right) \frac{d\hat{X}}{dt} = \Lambda \frac{d\hat{X}}{dt} \\ \dot{\hat{\zeta}}(t) &= \Lambda \dot{\hat{X}}(t) \implies \dot{\hat{X}}(t) = \Lambda^{-1} \dot{\hat{\zeta}}(t) \end{aligned} \quad (6.43)$$

En utilisant la forme de l'observateur à grand gain proposé dans l'équation (6.13) et en se basant sur la transformation précédemment mentionnée $\zeta = Y(X)$, nous pouvons formuler l'équation suivante :

$$\dot{\hat{X}}(t) = f(\hat{X}, w(t)) - \Theta \Delta_\Theta^{-1} \Lambda^{-1} K \mathcal{C}(\hat{X} - X) \quad (6.44)$$

où Δ_Θ et Λ sont donnés respectivement dans (6.31) et (6.24).

6.4 Observateur adaptatif pour ligne HVDC

6.4.1 Model en forme canonique

La tension V'_{DC} à la fin de la ligne HVDC peut ne pas être accessible à la mesure en raison de la distance qui dépasse 50 km entre la turbine et la charge. Dans cette section, nous allons développer un observateur adaptatif visant à fournir des estimations en temps réel de la tension V'_{DC} . Ces estimations seront basées uniquement sur les mesures disponibles, à savoir le courant de sortie i_{out} et la tension de sortie du redresseur V_{DC} .

Il convient de souligner que la charge du réseau n'est pas prédéterminée et qu'elle peut varier dans le temps. En conséquence, nous utiliserons les estimations de tension fournies par l'observateur adaptatif pour déterminer le mode de fonctionnement le plus approprié. Cette approche de conception a pour objectif d'améliorer les performances et la robustesse du système, notamment en surmontant les singularités potentielles sur la ligne de courant continu et en gérant les situations non anticipées lors de la phase de modélisation.

Introduisons la notation $X(t) = [x_7 \ x_8 \ x_9]^T$. Les équations (6.12a)-(6.12c) prennent alors la forme compacte suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + \phi(X)\theta + \psi(X, u) + F(X) \\ y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (6.45)$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & a_1 & 0 \\ 0 & 0 & a_2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \psi(X, u) = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L_L}x_7 + \frac{1}{L_L}V_{DC} \\ \frac{1}{C_L}x_7 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (6.46)$$

$$\phi(X) = K_\phi \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ x_9 \end{bmatrix}; \quad F(X) = \frac{1}{L_L} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ x_8 - R_L x_9 \end{bmatrix}; \quad C' = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad u = V_{DC}; \quad \theta = R_{ld.eq}$$

où $a_1 = -\frac{1}{L_L}$, $a_2 = \frac{-1}{C_L}$ et $K_\phi = -\frac{1}{L_L}$ sont connus et non nuls.

Hypothèse 6.2.

$|x_9| \leq M$ pour une certaine valeur connue de $0 < M < \infty$.

Comme x_9 désigne le courant à la sortie de la ligne HVDC, l'hypothèse 6.2 revient à supposer qu'une borne supérieure de ce courant est connue a priori. Cette hypothèse n'est pas restrictive dans la pratique. D'après l'hypothèse 6.2, il est facile de voir que l'état $X(t) \in \mathbb{X}$, avec :

$$\mathbb{X} = \left\{ \begin{bmatrix} x_7 \\ x_8 \\ x_9 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^3, |x_9| \leq M \right\}$$

Il est clair que \mathbb{X} est un ensemble convexe compact.

6.4.2 Conception de l'observateur

L'observateur adaptatif proposé est défini par :

$$\dot{\hat{X}}(t) = A\hat{X}(t) + \phi(\mathfrak{D}(\hat{X}))\hat{\theta}(t) + \psi(y(t)) - \alpha\Gamma^{-1}\Delta^{-1}L\left(C\hat{X}(t) - y(t)\right) + F(\hat{X}) + \nu(t) \quad (6.47)$$

avec $\hat{X}(0) \in \mathbb{R}^3$, Δ et Γ arbitraires et :

$$\Delta = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{a^2} \end{bmatrix}; \Gamma = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 \\ 0 & 0 & a_1 a_2 \end{bmatrix};$$

où $1 < \alpha < \infty$ est arbitraire, $L \in \mathbb{R}^3$ est tout vecteur tel que $\bar{A} - LC$ Hurwitz avec :

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans (6.47), $\nu(t)$ est un signal supplémentaire qui sera conçu ultérieurement pour compenser l'incertitude des paramètres.

Enfin, $\mathfrak{D}(\cdot)$ dans (6.47) désigne l'opérateur de projection orthogonale sur la sphère de \mathbb{R}^3 , centrée sur l'origine avec un rayon de M . Il s'avère que, pour tout $X = [x_7 \ x_8 \ x_9]^T \in \mathbb{R}^3$,

$$\mathfrak{D}(X) = \begin{bmatrix} x_7 \\ x_8 \\ \text{sign}(x_9) \min(M, |x_9|) \end{bmatrix} \quad (6.48)$$

D'après (6.47), on voit que l'observateur considéré est un type à grand gain qui comprend en outre une projection d'état et le signal supplémentaire $\nu(t)$. Pour concevoir ce dernier, introduisons l'erreur d'estimation d'état :

$$\tilde{X}(t) = \hat{X}(t) - X(t) \quad (6.49)$$

Il découle de (6.49) en utilisant (6.47) :

$$\dot{\tilde{X}}(t) = \left(A - \alpha\Gamma^{-1}\Delta^{-1}LC\right)\tilde{X}(t) + \phi(\mathfrak{D}(\hat{X}))\tilde{\theta}(t) + \left(\phi(\mathfrak{D}(\hat{X})) - \phi(X)\right)\theta + F(\tilde{X}) + \nu(t) \quad (6.50)$$

Introduisant la transformation $(\tilde{X}, \tilde{\theta}) \rightarrow Z$, définie comme suit :

$$Z(t) = \Gamma\Delta\tilde{X} - \lambda(t)\tilde{\theta}(t) \quad (6.51)$$

où $\lambda(t) \in \mathbb{R}^3$ est une variable auxiliaire à choisir de manière à ce que $Z(t)$ soit indépendant de $\tilde{\theta}(t)$. Notons que (6.51) donne immédiatement :

$$\tilde{X} = (\Gamma\Delta)^{-1}Z(t) + (\Gamma\Delta)^{-1}\lambda(t)\tilde{\theta}(t) \quad (6.52)$$

En utilisant (6.50)-(6.51), il s'ensuit que $Z(t)$ est régi par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{aligned}
\dot{Z}(t) &= \Gamma\Delta\left(A - \alpha\Gamma^{-1}\Delta^{-1}LC\right)\tilde{X}(t) + \Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\hat{X}))\tilde{\theta}(t) + \Gamma\Delta\left(\phi(\mathcal{D}(\hat{X})) - \phi(X)\right)\theta \\
&\quad + \Gamma\Delta F(\tilde{X}) + \Gamma\Delta v(t) - \dot{\lambda}(t)\tilde{\theta}(t) - \lambda(t)\dot{\tilde{\theta}}(t) \\
&= \alpha\left(\bar{A} - LC\right)Z(t) + \left(\alpha\left(\bar{A} - LC\right)\lambda(t) + \Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\hat{X})) - \dot{\lambda}(t)\right)\tilde{\theta}(t) \\
&\quad + \Gamma\Delta\left(\phi(\mathcal{D}(\hat{X})) - \phi(X)\right)\theta + \Gamma\Delta F(\tilde{X}) + \Gamma\Delta v(t) - \lambda(t)\dot{\tilde{\theta}}(t)
\end{aligned} \tag{6.53}$$

où l'avant-dernière égalité est obtenue en utilisant les propriétés suivantes :

$$\Gamma\Delta A(\Gamma\Delta)^{-1} = \alpha\bar{A}, \quad C(\Gamma\Delta)^{-1} = C, \quad \Gamma\Delta = \Delta\Gamma \tag{6.54}$$

L'équation (6.53) suggère les choix suivants pour les signaux $v(t)$ et $\lambda(t)$:

$$\begin{aligned}
v(t) &= (\Gamma\Delta)^{-1}\lambda(t)\dot{\tilde{\theta}}(t) \\
\dot{\lambda}(t) &= \alpha(\bar{A} - LC)\lambda(t) + \Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\hat{X}))
\end{aligned} \tag{6.55}$$

Avec un $\lambda(0)$ arbitraire. En procédant ainsi, l'équation (6.53) se résume à :

$$\dot{Z}(t) = \alpha(\bar{A} - LC)Z(t) + \Gamma\Delta\left(\phi(\mathcal{D}(\hat{X})) - \phi(X)\right)\theta + \Gamma\Delta F(\tilde{X}) \tag{6.56}$$

6.4.3 Estimation des paramètres

En prémultipliant (6.51) par C , on obtient, en utilisant la deuxième égalité dans (6.55) :

$$C\tilde{X}(t) = CZ(t) + C\lambda(t)\tilde{\theta}(t) \tag{6.57}$$

Notons que la partie autonome de l'équation (6.56) (obtenue en ignorant les deux derniers termes) est exponentiellement stable car $(\bar{A} - LC)$ est Hurwitz. On s'attend donc à ce que $Z(t)$ s'évanouisse exponentiellement. Si cela se confirme, (6.57) serait affine en $\hat{\theta}$. L'estimation de θ basée sur (6.51) s'avère alors être un des problème des moindres carrés (LS). En conséquence, nous considérons l'estimateur LS suivant :

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{\theta}}(t) &= \hat{\theta}(t) = -r(t)C\lambda(t)C\tilde{X} \\
\dot{r}(t) &= r(t) - r^2(t)(C\lambda(t))^2
\end{aligned} \tag{6.58}$$

avec des conditions initiales quelconques $\hat{\theta}(0) \in \mathbb{R}$ et $0 < r(0) < \infty$.

Par commodité, l'observateur adaptatif ainsi établi est récapitulé ci-dessus.

$$\dot{\widehat{X}}(t) = A\widehat{X}(t) + \phi(\mathcal{D}(\widehat{X}))\widehat{\theta}(t) + \psi(X(t)) - \alpha\Gamma^{-1}\Delta^{-1}L(C\widehat{X}(t) - y(t)) + (\Gamma\Delta)^{-1}\lambda(t)\dot{\widehat{\theta}}(t) + F(\widehat{X}) \quad (6.59)$$

$$\dot{\lambda}(t) = \alpha(\bar{A} - LC)\lambda(t) + \Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\widehat{X})) \quad (6.60)$$

$$\dot{\widehat{\theta}}(t) = \widehat{\theta}(t) = -r(t)C\lambda(t)C\widetilde{X}(t) \quad (6.61)$$

$$\dot{r}(t) = r(t) - r^2(t)(C\lambda(t))^2 \quad (6.62)$$

avec un gain arbitraire $\alpha > 1$ conditions initiales $\widehat{X}(0) \in \mathbb{R}^3$, $\widehat{\theta}(0) \in \mathbb{R}$ et $0 < r(0) < \infty$.

6.4.4 Analyse de convergence

Le filtre λ , défini par l'équation (6.60), est analysé tout d'abord :

Proposition 6.2. *Il existe $\alpha_0 > 0$ de sorte que, si $\alpha > \alpha_0$, le vecteur d'état auxiliaire $\lambda(t)$ généré par (6.60) est limité et sa limite supérieure, notée λ_M , dépend de α_0 (et non de α).*

Preuve de la Proposition 6.2.

Soit $P = P^T \in \mathbb{R}^3$ l'unique matrice définie positive qui satisfait l'équation de Lyapunov suivante :

$$P(\bar{A} - LC) + (\bar{A} - LC)^T P = -\mathbb{I}_3 \quad (6.63)$$

La matrice identité (3×3) est désignée par \mathbb{I}_3 . Les valeurs propres les plus petites et les plus grandes de P sont notées $0 < p_m \leq p_M < \infty$. Pour analyser (6.60), on considère la fonction de Lyapunov :

$$V_1(\lambda) = \lambda^T P \lambda \quad (6.64)$$

Différenciation de (6.64) par rapport au temps, en utilisant (6.60) et (6.63) :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(\lambda) &= \lambda^T P (\alpha(\bar{A} - LC)\lambda + \Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\widehat{X}))) + (\alpha(\bar{A} - LC)\lambda + \Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\widehat{X})))^T P \lambda \\ &= -\alpha\lambda^T \lambda + 2\lambda^T P \Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\widehat{X})) \\ &\leq -\frac{\alpha}{p_M}\lambda^T P \lambda + \lambda^T P \lambda + |P| |\Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\widehat{X}))|^2 \\ &\leq -\left(\frac{\alpha}{p_M} - 1\right)V_1(\lambda) + |P| |\Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\widehat{X}))|^2 \end{aligned} \quad (6.65)$$

où l'avant-dernière inégalité est obtenue en appliquant l'inégalité de Young. En utilisant (6.46), (6.47) et (6.48), il est facile de vérifier que :

$$|\Gamma\Delta\phi(\mathcal{D}(\widehat{X}))| = \left| \frac{a_1 a_2 K_\phi}{\alpha^2} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \mathcal{D}_3(\widehat{X}) \end{bmatrix} \right| \leq \frac{a_1 a_2 K_\phi \rho}{\alpha^2} \quad (6.66)$$

où $\mathcal{D}_3(\widehat{X})$ désigne la troisième composante de $\mathcal{D}(\widehat{X})$.

En laissant $\alpha > \frac{3p_M}{2}$, il découle de (6.65)-(6.66) que :

$$\begin{aligned} V_1(\lambda) &\leq V_1(\lambda(0))e^{-\frac{t}{2}} + 2|P| \left(\frac{a_1 a_2 K_\phi \rho}{a^2} \right)^2 \\ &\leq V_1(\lambda(0)) + 2|P| \left(\frac{4a_1 a_2 K_\phi \rho}{9p_M} \right)^2 \end{aligned} \quad (6.67)$$

Ceci établit la Proposition 6.2 avec $\alpha_0 = \frac{3p_M}{2}$.

Une condition suffisante pour que l'estimateur (6.60)-(6.61) soit exponentiellement convergent est que le gain $r(t)$ soit inversible, et que son inverse soit borné et éloigné de zéro. Plus précisément, il faut que les inégalités suivantes s'appliquent, pour tout $t \geq 0$:

$$r_m < r^{-1}(t) < r_M \quad (6.68)$$

Pour un scalaire constant $0 < r_m < r_M < \infty$. Alors, le gain inverse $r^{-1}(t)$ existe et est régi par l'équation différentielle :

$$\frac{d}{dt}(r^{-1}) = -\beta r^{-1}(t) + (C\lambda(t))^2 \quad (6.69)$$

Selon la proposition 6.2, l'inégalité de droite dans (6.68) n'est pas un problème, à condition que α soit suffisamment grand. On vérifie (par exemple dans [21]) que la solution de (6.69) satisfait à l'inégalité de gauche de (6.68) si la propriété d'excitation persistante (PE) suivante est valable, pour tout $t \geq 0$:

$$\int_t^{t+T_0} (C\lambda(s))^2 ds > \varepsilon_0 \quad (6.70)$$

Pour certains scalaires constants $0 < T_0 < \infty$ et $0 < \varepsilon_0 < \infty$. En d'autres termes, la condition PE (6.70) est une condition suffisante pour que l'estimateur LS soit exponentiellement convergent. Le fait est que (6.70) n'est pas une condition appropriée car, compte tenu de (6.60), elle dépend des signaux de l'observateur. Une condition appropriée est celle qui dépend du signal du système. En s'inspirant de (6.60), on définit un nouveau vecteur d'état auxiliaire, noté $\lambda^*(t)$, généré par le filtre idéal suivant :

$$\dot{\lambda}^*(t) = \alpha(\bar{A} - LC)\lambda^*(t) + \Gamma\Delta\phi(X) \quad (6.71)$$

Avec la condition initiale $\lambda^*(0) = \lambda(0)$. En fait, (6.71) est identique à (6.60) sauf que X est remplacé par $\mathfrak{D}(\hat{X})$. Il est clair que (6.71) ne dépend que des signaux du système (et non des signaux de l'observateur). Par conséquent, la condition d'EP suivante est appropriée :

$$\int_t^{t+T_1} (C\lambda^*(s))^2 ds > \varepsilon_1, \text{ for all } t \geq 0 \quad (6.72)$$

Pour certains scalaires constants $0 < T_1 < \infty$ et $0 < \varepsilon_1 < \infty$. La proposition suivante indique que si (6.72) est valable, alors (6.70) l'est aussi si le gain de l'observateur α est suffisamment grand.

Proposition 6.3. *Considérons le filtre auxiliaire idéal défini par (6.71), avec les conditions initiales suivantes $\lambda^*(0) = \lambda(0)$. Supposons que la condition PE (6.72) impliquant λ^* s'applique, avec certaines constantes réelles $0 < T_1 < \infty$ et $0 < \varepsilon_1 < \infty$. Il existe alors une constante réelle $\alpha_1 > \alpha_0$ telle que, si $\alpha > \alpha_1$, la condition PE (6.70) impliquant λ s'applique pour certaines constantes réelles $0 < T_0 < \infty$ et $0 < \varepsilon_0 < \infty$, dépendant de T_1, ε_1 et α_0 , où α_0 est comme dans la Proposition 6.2.*

Preuve de la Proposition 6.3.

Définir $\tilde{\lambda} \triangleq \lambda - \lambda^*$. Il découle de (6.71) et de (6.60) que $\tilde{\lambda}$ est régi par l'équation suivante :

$$\dot{\tilde{\lambda}}(t) = \alpha(\bar{A} - LC)\tilde{\lambda}(t) + \Gamma\Delta(\phi(\mathcal{D}(\hat{X})) - \phi(X)) \quad (6.73)$$

D'après la définition (6.4.2), il est facile de voir que $\phi(X) = \phi(\mathcal{D}(X))$. Ensuite, en appliquant le théorème de la valeur moyenne :

$$\phi(\mathcal{D}(\hat{X})) - \phi(X) = \int_0^1 \phi_X(X(t) + s\tilde{X}(t)) ds (\mathcal{D}(\hat{X}(t)) - \mathcal{D}(X(t))) \quad (6.74)$$

où ϕ_X désigne le jacobien de ϕ . D'après les définitions (6.46), on a, pour tout X dans \mathbb{R}^3 :

$$\phi_X(X) = K_\phi \bar{\bar{A}}, \quad \text{with } \bar{\bar{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.75)$$

Ce qui donne :

$$\phi(\mathcal{D}(\hat{X})) - \phi(X) = K_\phi \bar{\bar{A}} (\mathcal{D}(\hat{X}(t)) - \mathcal{D}(X(t))) \quad (6.76)$$

En utilisant les remarques ci-dessus, (6.73) se réécrit :

$$\dot{\tilde{\lambda}}(t) = \alpha(\bar{A} - LC)\tilde{\lambda}(t) + \Gamma\Delta K_\phi \bar{\bar{A}} (\mathcal{D}(\hat{X}(t)) - \mathcal{D}(X(t))) \quad (6.77)$$

La solution de (6.76) est :

$$\tilde{\lambda}(t) = \Gamma\Delta K_\phi \int_0^t e^{\alpha(\bar{A}-LC)t} \bar{\bar{A}} (\mathcal{D}(\hat{X}(s)) - \mathcal{D}(X(s))) ds \quad (6.78)$$

En utilisant le fait que $\tilde{\lambda}(0) = 0$. D'après (6.76), on a :

$$\bar{\bar{A}} (\mathcal{D}(\hat{X}(t)) - \mathcal{D}(X(t))) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ (\mathcal{D}_3(\hat{X}(t)) - \mathcal{D}_3(X(t))) \end{bmatrix} \quad (6.79)$$

où $\mathcal{D}_3(X)$ désigne la troisième composante de $\mathcal{D}(X)$. Notons que $|\mathcal{D}(\hat{X}(s)) - \mathcal{D}(X(s))| \leq 2\rho$ par (6.48). De plus, d'après (6.47), on a $|\mathcal{D}(\hat{X}(s)) - \mathcal{D}(X(s))| \leq 2\rho$. Alors, en utilisant (6.48) et (6.79),

il découle de (6.78) que :

$$|\tilde{\lambda}(t)| \leq 2\rho K_\phi \left\| \frac{(\bar{A} - LC)^{-1}}{\alpha} \left(I - e^{\alpha(\bar{A} - LC)t} \right) \right\| \quad (6.80)$$

Comme $\bar{A} - LC$ est Hurwitz, la fonction $e^{\alpha(\bar{A} - LC)t}$ reste bornée et converge vers la matrice nulle. Ensuite, il découle de (6.48) que, pour tout $\varepsilon^* > 0$, il existe $\alpha^* > \max(a_1, a_1 a_2)$ tel que si $\alpha > \alpha^*$ alors :

$$\sup_{t \geq 0} |\tilde{\lambda}(t)| < \varepsilon^* \quad (6.81)$$

Or, par définition, on a : $\lambda(t) = \lambda^*(t) + \tilde{\lambda}(t)$. Il en résulte que :

$$|\lambda(t)| \geq |\lambda^*(t)| - |\tilde{\lambda}(t)| \geq |\lambda^*(t)| - \varepsilon^* \quad (6.82)$$

Ce qui, avec (6.72), permet d'obtenir :

$$\begin{aligned} \int_t^{t+T_1} (C\lambda(s))^2 ds &\geq \int_t^{t+T_1} (C\lambda^*(s))^2 ds - \varepsilon^* T_1 \mathbb{1}_3 \\ &\geq (\varepsilon_1 - \varepsilon^*) T_1 \mathbb{1}_3, \quad \text{for all } t \geq 0 \end{aligned} \quad (6.83)$$

Avec le réel (arbitraire) $\varepsilon^* = \frac{\varepsilon_1}{2}$, il découle de (6.81) que (6.70) est valable avec $\varepsilon_0 = \frac{T_1 \varepsilon_1}{2}$ et $T_0 = T_1$. Ceci démontre la Proposition 6.3.

Le résultat principal est maintenant énoncé dans le théorème suivant :

Theorem 6.2. *Appliquons l'observateur régi par les équations (6.59) - (6.62) au système (6.45) soumis à l'hypothèse 6.2. Il existe un réel $\alpha^* > 1$ tel que si $\alpha > \alpha^*$ alors les erreurs d'estimation $\tilde{X}(t) = \hat{X}(t) - X(t)$ et $\tilde{\theta}(t) = \hat{\theta}(t) - \theta$ convergent vers zéro de manière exponentielle.*

Preuve du théorème 6.2.

Tout d'abord, nous analysons le système d'erreur avec l'état $(Z, \tilde{\theta})$ et nous montrons qu'il est exponentiellement stable. En utilisant 6.74-6.75 et (6.51), on obtient :

$$\begin{aligned} \phi(\mathcal{D}(\hat{X})) - \phi(X) &= K_\phi \bar{A} \vartheta(t) \tilde{X} \\ &= K_\phi \bar{A} \vartheta(t) (\Gamma \Delta)^{-1} Z(t) + K_\phi \bar{A} \vartheta(t) (\Gamma \Delta)^{-1} \lambda(t) \tilde{\theta}(t) \end{aligned} \quad (6.84)$$

Pour un réel $0 < \vartheta(t) \leq 1$. En substituant le côté droit de (6.84) à $\phi(\mathcal{D}(\hat{X})) - \phi(X)$ dans (6.56), on obtient :

$$\dot{Z}(t) = \alpha(\bar{A} - LC)Z(t) + K_\phi \vartheta(t) \theta \Gamma \Delta \bar{A} (\Gamma \Delta)^{-1} Z(t) + K_\phi \vartheta(t) \theta \Gamma \Delta \bar{A} (\Gamma \Delta)^{-1} \lambda(t) \tilde{\theta}(t) + \Gamma \Delta F(\tilde{X}) \quad (6.85)$$

De même, à partir de (6.61), on obtient, en utilisant (6.51) :

$$\dot{\tilde{\theta}}(t) = -r(t) C \lambda(t) C (\Gamma \Delta)^{-1} \lambda(t) \tilde{\theta}(t) - r(t) C \lambda(t) C (\Gamma \Delta)^{-1} Z(t) \quad (6.86)$$

Pour analyser le système (6.85)-(6.86), considérons la fonction de Lyapunov :

$$V = Z^T(t)PZ(t) + \gamma r^{-1}(t)\tilde{\theta}^2(t) \quad (6.87)$$

où P est comme dans 6.63 et $\gamma > 0$ est un scalaire réel quelconque. La différentiation de (6.87) permet d'utiliser (6.85)-(6.86) :

$$\dot{V} = \dot{Z}^T P Z + Z^T P \dot{Z} + \gamma \left(\frac{d}{dt} (r^{-1}) \tilde{\theta}^2(t) + 2r^{-1} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \right) \quad (6.88)$$

Le premier couple de termes du côté droit de (6.88) se développe comme suit, en utilisant (6.74)-(6.76) :

$$\begin{aligned} \dot{Z}^T P Z + Z^T P \dot{Z} = & -\alpha |Z|^2 + 2Z^T P K_\phi \vartheta \theta A_1 Z + 2Z^T P K_\phi \vartheta \theta A_1 \lambda \tilde{\theta} \\ & + 2\beta Z^T P Z + 2Z^T P \lambda \tilde{\theta} \end{aligned} \quad (6.89)$$

avec $A_1 = \Gamma \Delta \bar{A} (\Gamma \Delta)^{-1}$, où l'argument "t" a été omis pour alléger l'expression. On vérifie facilement, en utilisant (6.47) et (6.75), que :

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.90)$$

En appliquant l'inégalité de Young à (6.89), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{Z}^T P Z + Z^T P \dot{Z} \leq & -\alpha |Z|^2 + 2(1 + \beta) Z^T P Z + |P| (K_\phi \vartheta \theta)^2 |Z|^2 + |P| (K_\phi \vartheta \theta + 1)^2 \lambda_M^2 |\tilde{\theta}|^2 \\ \leq & -\left(\frac{\alpha}{p_M} - 2(1 + \beta) - \frac{|P|}{p_m} (K_\phi \vartheta \theta)^2 \right) Z^T P Z + |P| (K_\phi \vartheta \theta + 1)^2 \lambda_M^2 |\tilde{\theta}|^2 \end{aligned} \quad (6.91)$$

où p_m et p_M désignent les valeurs propres les plus petites et les plus grandes de la matrice P .

Traisons maintenant le deuxième couple de termes du côté droit de (6.88). En utilisant (6.86) et (6.69), on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (r^{-1}) \tilde{\theta}^2 + 2r^{-1} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} = & (-r + (C\lambda)^2) \tilde{\theta}^2 + 2r^{-1} \tilde{\theta} (-r C \lambda C (\Gamma \Delta)^{-1} \lambda \tilde{\theta} - r C \lambda C (\Gamma \Delta)^{-1} Z) \\ = & (-r^{-1} + (C\lambda)^2) \tilde{\theta}^2 + 2r^{-1} \tilde{\theta} (-r (C\lambda)^2 \tilde{\theta} - r C \lambda C Z) \\ = & -r^{-1} \tilde{\theta}^2 - (C\lambda)^2 \tilde{\theta}^2 - 2\tilde{\theta} C \lambda C Z \\ = & -r^{-1} \tilde{\theta}^2 + |Z|^2 \end{aligned} \quad (6.92)$$

où nous avons utilisé le fait que $C(\Gamma \Delta)^{-1} = C$ dans la deuxième égalité et l'inégalité de Young dans la dernière inégalité. En combinant (6.88) avec (6.91) et (6.92), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\left(\frac{\alpha}{p_M} - 2(1 + \beta) - \frac{|P|}{p_m} (K_\phi \vartheta \theta)^2 \right) Z^T P Z + |P| (K_\phi \vartheta \theta + 1)^2 \lambda_M^2 |\tilde{\theta}|^2 - \gamma r^{-1} \tilde{\theta}^2 + \gamma |Z|^2 \\ \leq & -\left(\frac{\alpha}{p_M} - 2(1 + \beta) - \frac{|P|}{p_m} (K_\phi \vartheta \theta)^2 - \frac{\gamma}{p_m} \right) Z^T P Z - \left(\gamma - r_M |P| (K_\phi \vartheta \theta + 1)^2 \lambda_M^2 \right) r^{-1} \tilde{\theta}^2 \end{aligned} \quad (6.93)$$

Utilisant l'équation (6.68), et considérant que :

$$\begin{cases} \gamma = 2r_M |P| (K_\phi \vartheta \theta + 1)^2 \lambda_M^2 \\ \alpha^* = \max \left(\alpha_1, 2p_M \left(2(1 + \beta) + \frac{|P|}{p_m} (K_\phi \vartheta \theta)^2 + \frac{\gamma}{p_m} \right) \right) \end{cases}$$

Il en découle alors de (6.93) que, pour $\alpha > \alpha^*$, on a :

$$\dot{V} \leq -\frac{\alpha}{2p_M} Z^T P Z - \frac{\gamma}{2} r^{-1} \tilde{\theta}^2 \leq -\sigma V \quad (6.94)$$

avec $\sigma = \min \left(\frac{\alpha}{2p_M}, \frac{1}{2} \right)$. Il découle de (6.94) que $V(t) \leq V(0) e^{-\sigma t}$ ce qui, compte tenu de (6.87), (6.68) et du fait que P est défini positif, implique que $Z(t)$ et $\tilde{\theta}(t)$ convergent exponentiellement vers zéro.

D'après (6.51), on obtient en utilisant (6.47) :

$$|\tilde{X}(t)|^2 \leq \|(\Gamma \Delta)^{-1}\|^2 |Z(t)|^2 + \|(\Gamma \Delta)^{-1}\|^2 \lambda_M^2 |\tilde{\theta}(t)|^2$$

Ce qui implique que $|\tilde{X}(t)|$ converge également vers zéro, de manière exponentielle.

6.4.5 Analyse comparative des topologies de WECS

Dans cette sous-section, une étude comparative est présentée dans le tableau 6.1 afin de mettre en évidence les caractéristiques de la topologie proposée. La Figure 6.3 illustre une comparaison graphique des performances de différentes topologies de WECS, chaque qualité étant représentée par des valeurs entières allant de 1 à 10. Le premier intervalle (-1-) correspond à la topologie proposée dans ce travail, tandis que l'intervalle (-2-) représente tous les types de générateurs connectés à un redresseur à diodes. L'intervalle (-3-) représente un générateur à induction à double alimentation (DFIG) connecté à un convertisseur à six commutations, et le dernier intervalle représente un générateur asynchrone à cage d'écureuil (SCIG) connecté à un convertisseur à six commutations.

Table 6.1: Analyse comparative : Topologie proposée par rapport à la topologie existante

	Proposed topologie	Generators Diode rectifier [22–24]	DFIG Six-switch rectifier [25–27]	SCIG Six-switch rectifier [28–30]
Efficiency	High	Low	Low-Medium	Low-Medium
Control complexity	High	Very low	Low	Low
Power quality	High	Low	Medium	Medium
Harmonic distortion	Low	High	Medium-High	Medium-High
Cost	High	Low	Medium-High	Medium-High
Switching losses	Very low	Medium	Medium	Medium
Reliability	High	Medium	Low-Medium	Low-Medium
Maintenance	Low	Medium	Medium-High	Medium-High

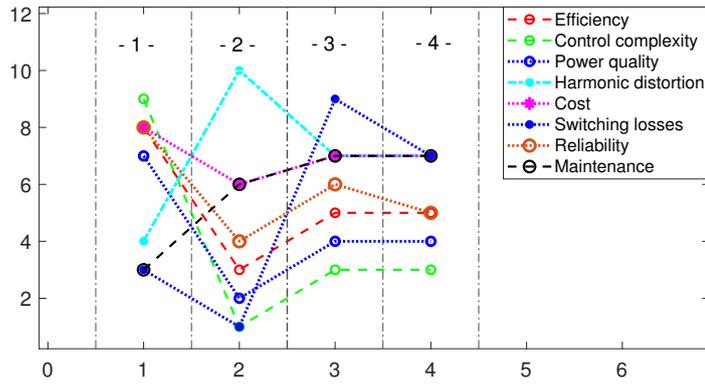


Figure 6.3: Comparaison graphique des topologies.

6.5 Simulation

6.5.1 Protocole de simulation

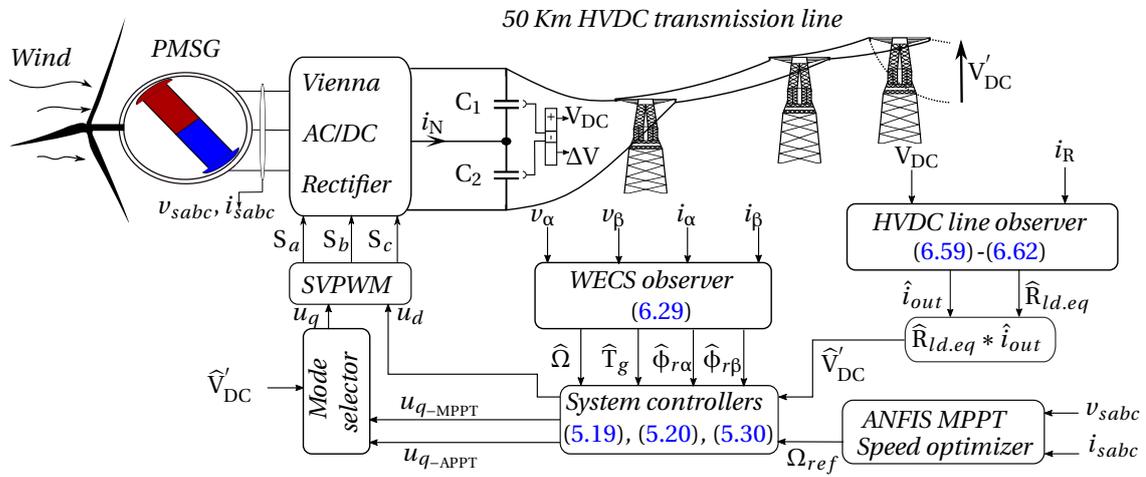


Figure 6.4: Protocole de simulation

Le système WECS-Vienna connecté à la ligne HVDC est contrôlé en deux modes de fonctionnement. Dans le premier mode, on cherche à extraire la puissance maximale de l'éolienne (mode MPPT). Le deuxième mode est appelé APPT (adaptive power point tracking) ; dans ce mode, on adapte la production d'énergie aux besoins du réseau. L'ensemble du système est simulé dans MATLAB/Simulink en utilisant la configuration illustrée dans la Fig-

Table 6.2: Paramètres de simulation du système

Paramètres de la PMSG	
$p = 4$	Number of pole pairs
$\Omega_n = 78.54 \text{ rad/s}^{-1}$	Nominal rotor speed
$J = 8.21 \text{ Kg.m}^2$	Total inertia
$R_s = 0.3 \Omega$	Stator resistor
$L = 0.0175 \text{ mH}$	Stator cyclic inductor
Paramètres de l'observateur de la PMSG	
$\theta = 1000;$	
$K = [3I_2 \quad 3I_2 \quad I_2]^T.$	
HVDC line observer parameters	
$\alpha = 500; L = [120 \quad 10 \quad 0.1]^T; \lambda_M = 30.$	
Paramètres de l'observateur de la ligne HVDC	
$R_L = 0.3 \Omega/\text{Km}; L_L = 1.05e-2 \text{ H}/\text{Km};$	
$C_L = 11e-8 \text{ F}/\text{Km}.$	

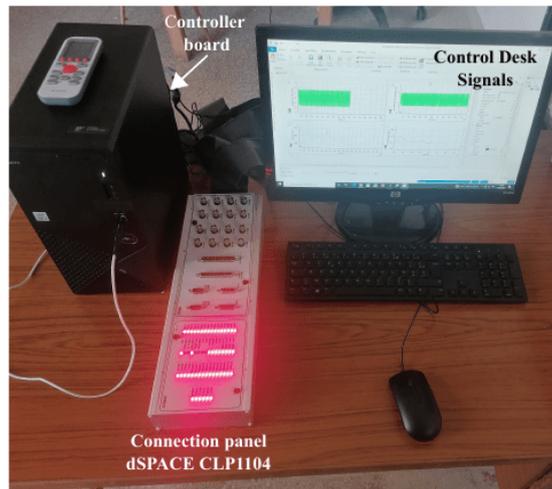


Figure 6.5: Carte de contrôle RTDS dSPACE

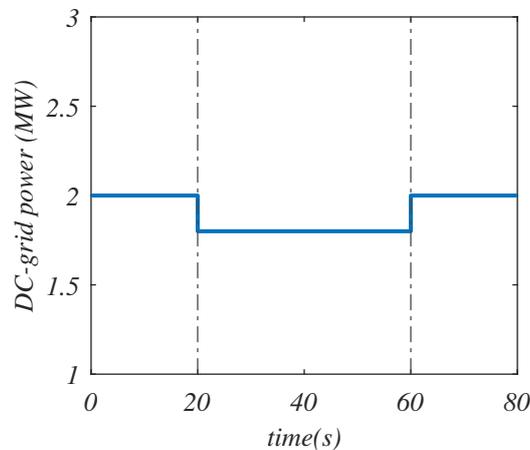


Figure 6.6: Variation de charge coté réseau continu (MW)

ure 6.4. Une expérience RTDS (simulateur numérique temps réel) est menée en utilisant le matériel CLP1104 de dSPACE, comme illustré dans la Figure 6.5, afin de valider les résultats de la simulation. L'observateur adaptatif HVDC conçu, défini par les équations (6.59)-(6.62), l'observateur PMSG défini par l'équation (6.29) et le régulateur à rétroaction de sortie développé dans le chapitre 5 sont implémentés à l'aide du logiciel Matlab/Simulink et des blocs de la boîte à outils Simscape.

Le profil de vitesse du vent illustré dans la Figure 6.7-a est utilisé. L'intervalle de simulation est divisé en trois parties : dans la première plage de temps $t \in [0s, 20s]$, le système fonctionne en mode MPPT, puis, dans le deuxième intervalle $t \in [20s, 60s]$, on passe en mode APPT, enfin, nous retournons en mode MPPT pour le reste de la simulation.

Enfin, un test de robustesse est effectué sur les paramètres de la ligne HVDC ainsi que sur les paramètres de la WECS afin d'évaluer les performances de l'observateur face aux variations des paramètres.

6.5.2 Résultats de simulation et interprétations

Dans cette section, les résultats de simulation pour le système représenté dans la Figure 6.4 sont présentés et discutés.

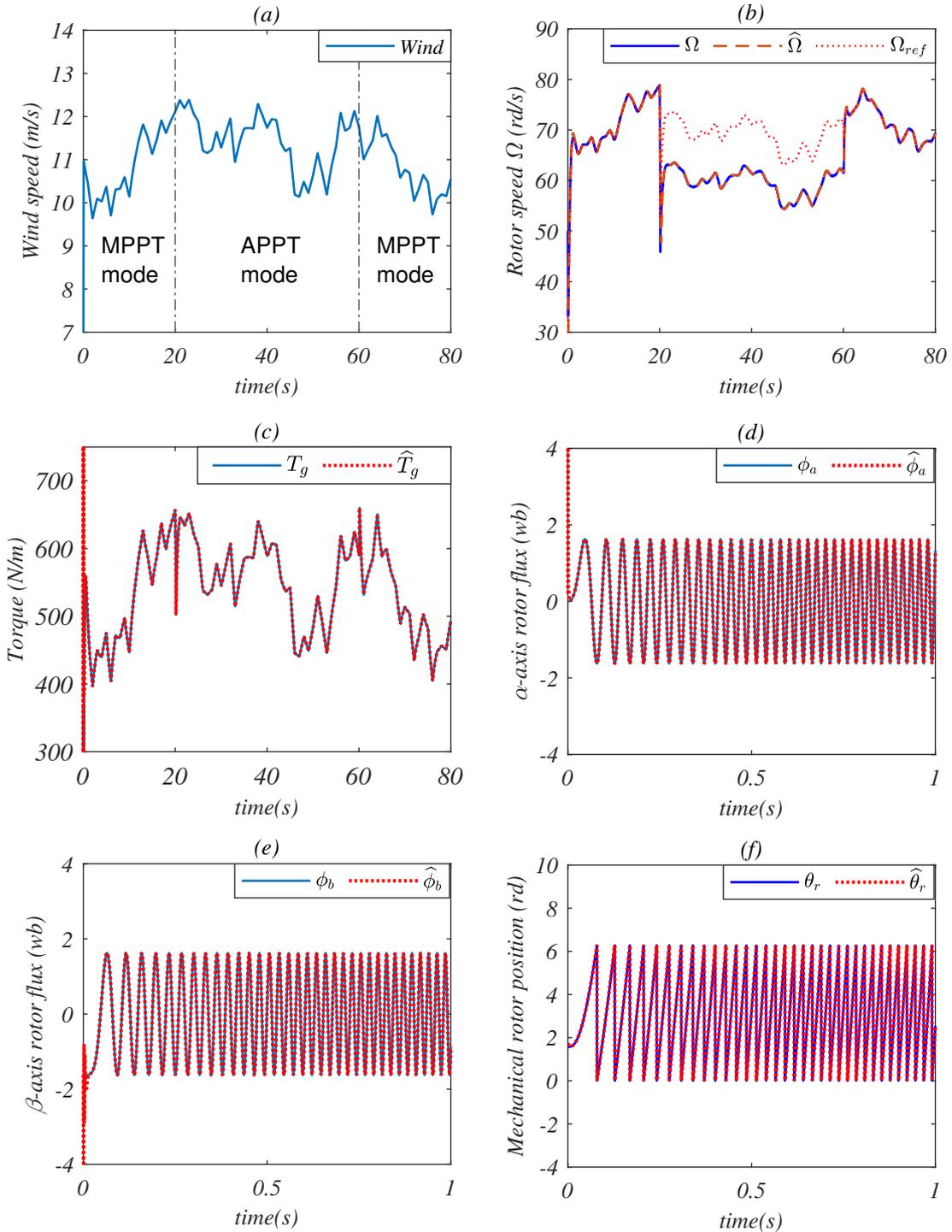


Figure 6.7: (a) Wind speed profile (m/s); (b) Rotor speed Ω , $\hat{\Omega}$ and Ω_{ref} (rad/s); (c) Torque (Nm); (d) α -axis rotor flux (wb); (e) β -axis rotor flux (wb); (f) Mechanical rotor position $\theta_r(t)$ (rd).

Dans la Figure 6.7-b, nous affichons trois signaux : la vitesse de rotation du rotor Ω , la valeur estimée $\hat{\Omega}$ et la vitesse de référence du rotor Ω_{ref} qui assure le suivi du point de puissance maximale (MPPT). On peut observer que dans le mode MPPT, les trois signaux de vitesse

sont égaux. Cependant, dans le mode APPT, Ω et $\hat{\Omega}$ semblent similaires mais distincts de la vitesse de référence Ω_{ref} .

Le couple d'entrée estimé du PMSG \hat{T}_g correspond à sa valeur réelle T_g , après une brève transition, comme illustré dans la Figure 6.7-c. Les valeurs du flux rotor, représentées dans les coordonnées $\alpha\beta$ dans les Figures 6.7-d et 6.7-e, montrent clairement que les estimations du flux rotor correspondent à leurs valeurs réelles ($\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$). De plus, la position mécanique du rotor θ_r a la même variation que son estimation $\hat{\theta}_r$.

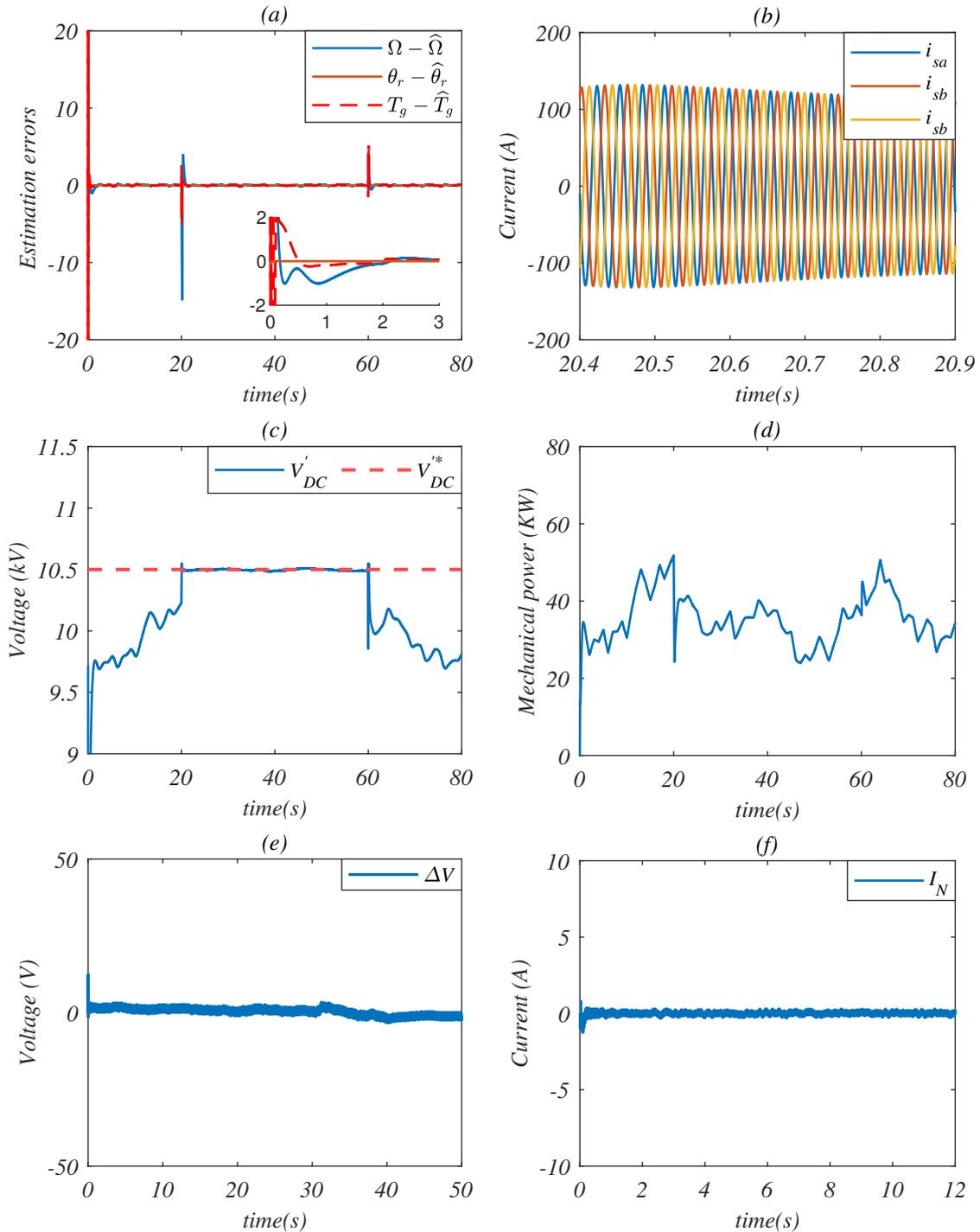


Figure 6.8: (a) Estimation errors; (b) Stator current (i_{sabc}) (A); (c) HVDC-line voltage V'_{DC} (kV); (d) Mechanical power (KW); (e) Voltage balance ΔV ; Neutral point current i_N (A).

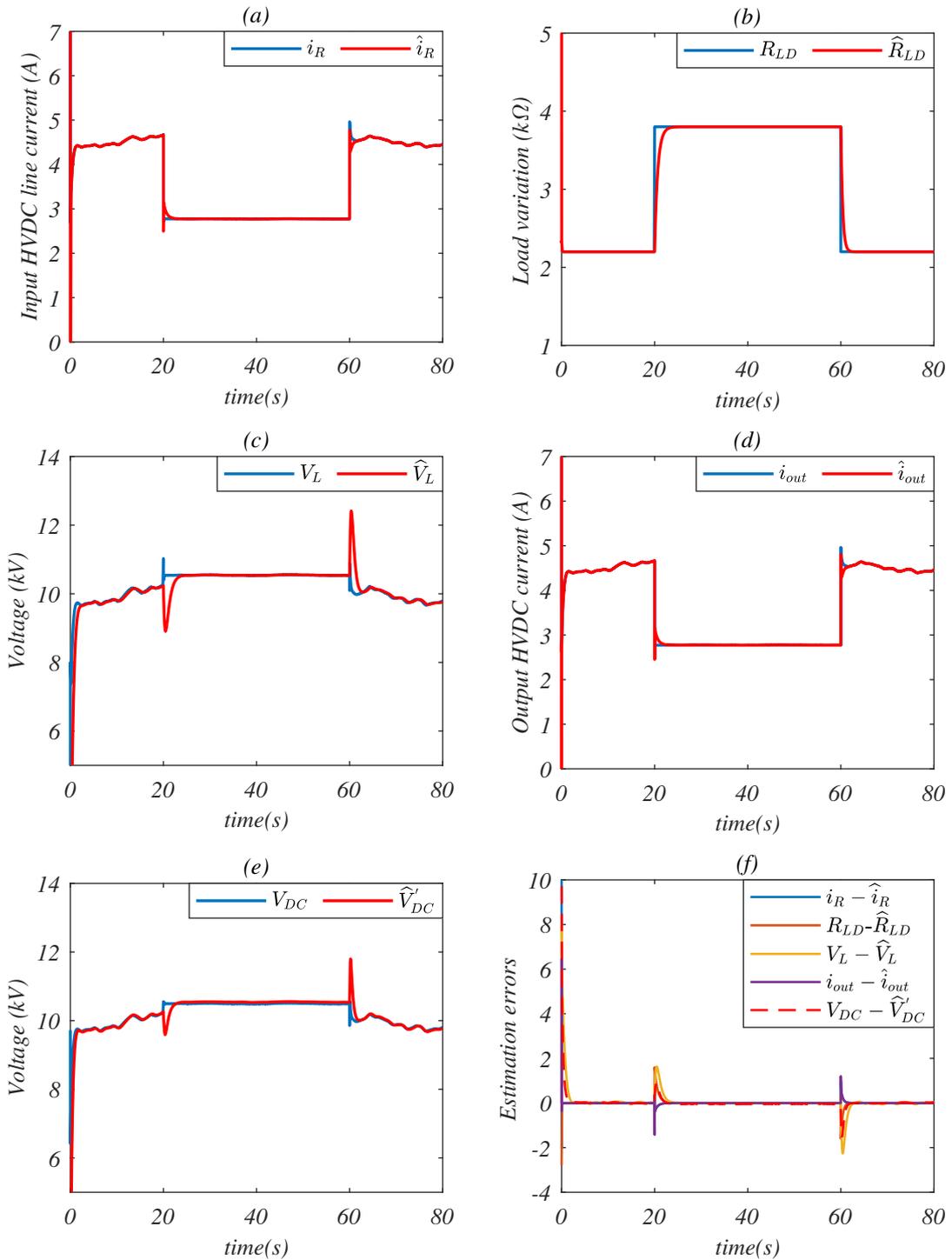


Figure 6.9: (a) Vienna output current i_R and \hat{i}_R ; (b) Equivalent load $R_{ld.eq}$ and $\hat{R}_{ld.eq}$; (c) HVDC capacitor voltage V_L and \hat{V}_L ; (d) HVDC output current i_{out} and \hat{i}_{out} ; (e) HVDC output voltage V'_{DC} and \hat{V}'_{DC} (KV); (f) Estimation errors.

Dans la Figure 6.8-a, nous démontrons les performances de l'observateur en combinant les valeurs d'erreur d'estimation, qui convergent vers zéro après une période transitoire, prouvant ainsi la pertinence de l'observateur. La Figure 6.8-b illustre l'un des principaux avantages du redresseur Vienna; les courants statoriques i_{sabc} sont sinusoïdaux, ce qui entraîne une faible distorsion harmonique (THD) et une réduction de la dégradation prématurée des composants du système. La Figure 6.8-c montre la tension de la ligne HVDC en sortie (V'_{DC}

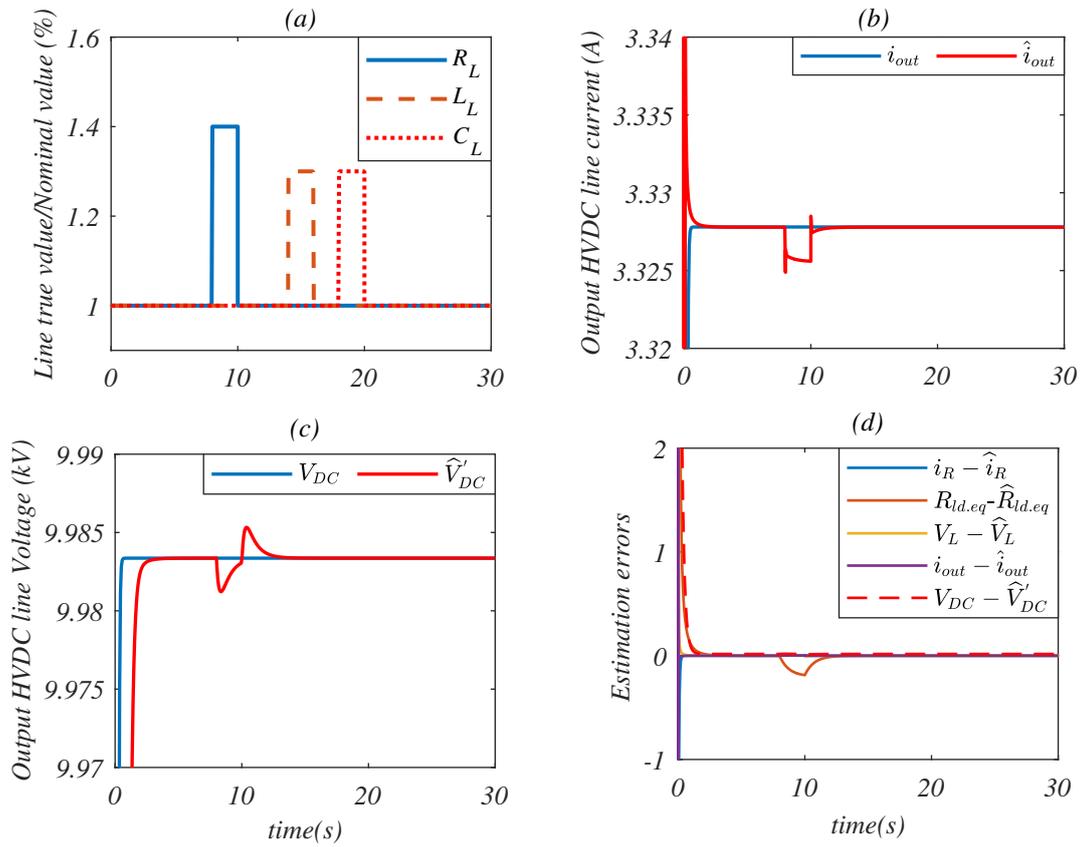


Figure 6.10: Robustness test of the HVDC line observer: (a) Parameters' relative variation, (b) HVDC output current i_{out} and \hat{i}_{out} ; (c) HVDC output voltage V'_{DC} and \hat{V}'_{DC} (KV); (d) Estimation errors.

en mode MPPT), où $V'_{DC} < V'^*_{DC}$. Lorsque les besoins de charge diminuent, V'_{DC} tend à augmenter, et lorsqu'il est égal à V'^*_{DC} , le système passe en mode APPT et régule V'_{DC} à V'^*_{DC} . La puissance mécanique extraite est illustrée dans la Figure 6.8-d. Il est évident que la courbe de puissance varie avec la vitesse du vent et dépend du mode de fonctionnement. Cette puissance est maximale dans le premier mode et adaptative dans le second. Les Figures 6.8-e et 6.8-f représentent les performances du redresseur Vienna sous la stratégie de contrôle conçue, en utilisant les valeurs estimées des deux observateurs. Le courant neutre i_N et l'équilibre de tension ΔV fluctuent autour de zéro.

Les résultats de simulation dans la Figure 6.9 démontrent les performances de l'observateur adaptatif conçu pour la ligne HVDC. La Figure 6.9-a montre le courant de sortie Vienna i_R et son estimation \hat{i}_R . Il n'y a qu'une légère variation pendant le changement de mode, et les deux courbes de courant sont similaires. $R_{ld.eq}$ modélise les besoins en puissance de la charge. Dans la Figure 6.9-b, on peut voir que son estimé $\hat{R}_{ld.eq}$ correspond à sa valeurs réelle après une brève période transitoire. La Figure 6.9-c illustre la tension du condensateur de la ligne HVDC (V_L), et son estimation \hat{V}_L converge vers la même valeur après une brève période induite par le changement de mode.

La valeur actuelle du courant à l'extrémité de la ligne de transmission HVDC (i_{out}), est utilisée pour calculer la tension de la charge V'_{DC} . Les Figures 6.9-d et 6.9-e montrent que les valeurs estimées \hat{i}_{out} et \hat{V}'_{DC} correspondent à leurs valeurs réelles, respectivement. En résumé, toutes les erreurs d'estimation sont regroupées dans la Figure 6.9-f, ce qui nous permet

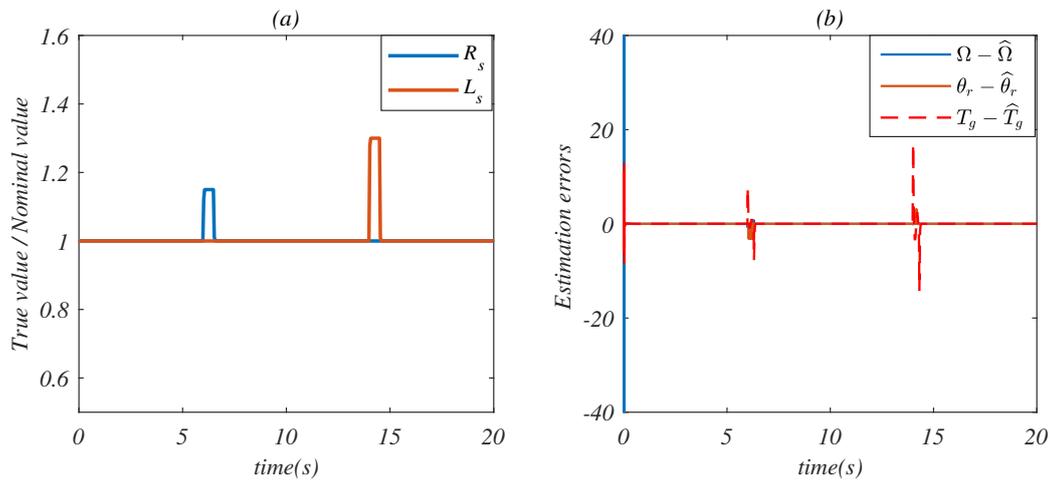


Figure 6.11: Test de robustesse de l'observateur du WECS.

d'évaluer les performances de l'observateur conçu.

La robustesse de l'observateur adaptatif proposé est évaluée en présence de variations des valeurs nominales des paramètres de ligne, comme illustré dans la Figure 6.10-a. Les paramètres de la ligne (R_L, L_L, C_L) sont tous sujets à des variations à différents intervalles de temps. Comme le montrent les Figures 6.10-b-6.10-d, la variation de la résistance R_L n'a qu'un impact mineur sur les erreurs d'estimation, tandis que les variations de L_L et C_L n'affectent pas les états et les paramètres estimés générés par l'observateur.

Pour le teste de robustesse de l'observateur du WECS cette fois-ci, on a proposé de l'évaluer en présence de variations des paramètres nominales, comme illustré dans la Figure 6.11. À la fois (R_s et L_s) sont soumis à des variations à différents moments. Comme le montre la Fig.6.11-a, les variations de L_s et R_s ont un impact mineur sur les erreurs d'estimation Fig.6.11-b. Enfin, pour valider expérimentalement les résultats obtenus par simulation, une expérience RTDS est utilisée pour tester les signaux estimés par l'observateur. La Figure 6.12 illustre la similitude entre les résultats obtenus et ceux obtenus via MATLAB Simulink, confirmant ainsi les performances de l'observateur conçu dans cette étude.

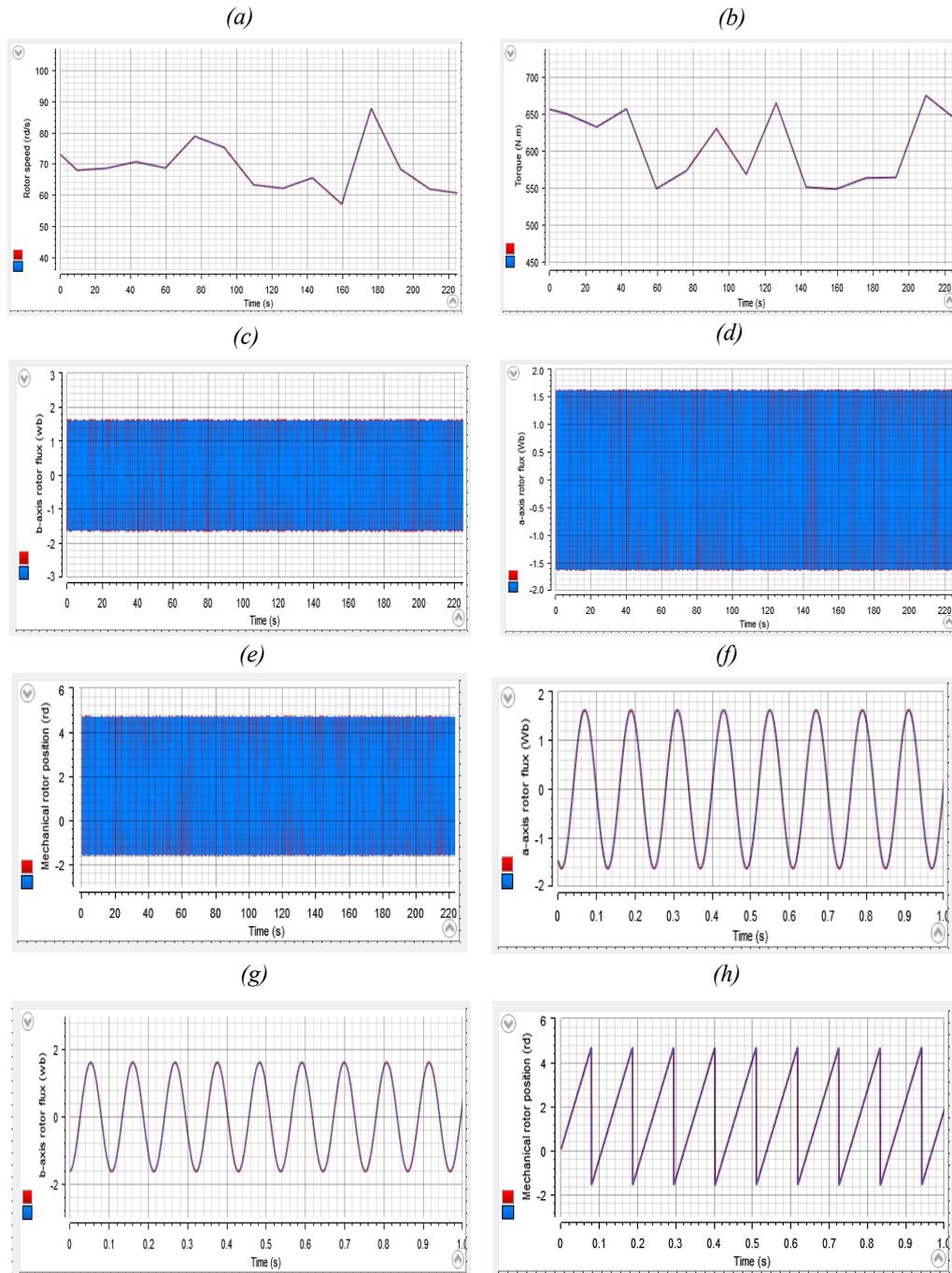


Figure 6.12: Résultats de l'expérience RTDS : (a) Vitesse de rotation du rotor $\Omega, \hat{\Omega}$; (b) Couple (Nm) ; (c) Flux rotorique sur l'axe β ; (d) Flux rotorique sur l'axe α ; (e) Position mécanique du rotor $\theta_r(t)$ (rd) ; Zoom sur le flux sur l'axe α ; Zoom sur le flux sur l'axe β ; Zoom sur $\theta_r(t)$.

6.6 Conclusion

Le premier observateur désigné dans ce chapitre est conçu pour fournir des estimations en ligne de la tension à l'extrémité de la ligne à courant continu à haute tension (HVDC) et des paramètres de charge équivalents. Cela permet de sélectionner le mode de fonctionnement approprié pour la ligne HVDC en fonction des exigences du réseau. Le deuxième observateur vise à optimiser la structure d'un système de conversion d'énergie éolienne (WECS) en utilisant une approche sans capteur. Cet observateur a pour objectif d'améliorer les performances et l'efficacité du WECS sans nécessiter de capteurs supplémentaires. Dans

l'ensemble, les deux observateurs adaptatifs à grand gain présentés dans ce chapitre ont le potentiel d'améliorer considérablement les performances et la fiabilité des systèmes HVDC et WECS dans les contextes de réseaux électriques intelligents.

6.7 Références

- [1] Anjana Jain, S. Shankar, and Vanitha Venkataraman. Power generation using permanent magnet-synchronous generator (pmsg) based variable speed wind energy conversion system (weecs): An overview. *Journal of Green Engineering*, 7, 01 2018. [117](#)
- [2] A. Mansouri, A. El Magri, R. Lajouad, F. Giri, and A. Watil. An adaptive non-linear control of a wind energy conversion system connected to an hvdc line involving a vienna rectifier. *IFAC-PapersOnLine*, 55(12):806–811, 2022. [117](#)
- [3] Gowthamraj Rajendran, Chockalingam Aravind Vaithilingam, Norhisam Misron, Kanendra Naidu, and Md Rishad Ahmed. Voltage oriented controller based vienna rectifier for electric vehicle charging stations. *IEEE Access*, 9:50798–50809, 2021.
- [4] Xiangwu Yan, Fuwei Qin, Jiaoxin Jia, Ziyu Zhang, Xiaoyu Li, and Ying Sun. Virtual synchronous motor based-control of vienna rectifier. *Energy Reports*, 6:953–963, 2020.
- [5] Amirhossein Rajaei, Mustafa Mohamadian, and Ali Yazdian Varjani. Vienna-rectifier-based direct torque control of pmsg for wind energy application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(7):2919–2929, 2013. [117](#)
- [6] Yaxing Ren, Ruotong Wang, Saqib Jamshed Rind, Pingliang Zeng, and Lin Jiang. Speed sensorless nonlinear adaptive control of induction motor using combined speed and perturbation observer. *Control Engineering Practice*, 123:105166, 2022. [117](#)
- [7] Yongjian Yang, Yangyang Cui, Jianzhong Qiao, and Yukai Zhu. Adaptive periodic-disturbance observer based composite control for sgcmg gimbal servo system with rotor vibration. *Control Engineering Practice*, 132:105407, 2023. [117](#)
- [8] Sandy Rahme and Nader Meskin. Adaptive sliding mode observer for sensor fault diagnosis of an industrial gas turbine. *Control Engineering Practice*, 38:57–74, 2015. [117](#)
- [9] Xiaoquan Lu, Heyun Lin, and Junlin Han. Load disturbance observer-based control method for sensorless pmsm drive. *IET Electric Power Applications*, 10, 04 2016. [117](#)
- [10] Xinda Song, Jiancheng Fang, Bangcheng Han, and Shiqiang Zheng. A novel compensation method for high-speed surface pmsm sensorless drives of emf-based position estimation error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31:1–1, 01 2015. [117](#)
- [11] Abdullah Alfehaid, Elias Strangas, and Hassan Khalil. Sensorless speed control of pmsm using extended high-gain observers. pages 2576–2581, 07 2019. [117](#)
- [12] Young Man Cho and R. Rajamani. A systematic approach to adaptive observer synthesis for non-linear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 42(4), 1997. [117](#)

- [13] M. Ekramian, F. Sheikholeslam, S. Hosseinnia, and M.J. Yazdanpanah. Adaptive state observer for lipschitz nonlinear systems. *Systems Control Letters*, 62(4):319–323, 2013. [117](#)
- [14] Aziz Watil, Abdelmounime El Magri, Abdelhadi Raihani, Rachid Lajouad, and Fouad Giri. An adaptive nonlinear observer for sensorless wind energy conversion system with pmsg. *Control Engineering Practice*, 98:104356, 05 2020.
- [15] I. El Myasse, A. El Magri, M. Kissaoui, R. Lajouad, F. Giri, A. Watil, and L. Bahatti. Observer and nonlinear control design of vsc-hvdc transmission system. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 145:108609, 2022.
- [16] A. El Magri, F. Giri, A. Abouloifa, and A. El fadili. Nonlinear control of associations including wind turbine, pmsg and ac/dc/ac converters. 2009. [118](#)
- [17] Fadili, Abdelmounime El Magri, Fouad Giri, and Abderrahim El . *Control Models for Synchronous Machines*, chapter 3, pages 41–56. 2013. [118](#)
- [18] Rixin Lai, Rolando Burgos, Dushan Boroyevich, Dong Jiang, and Di Zhang. Average modeling and control design for vienna-type rectifiers considering the dc-link voltage balance. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24:2509 – 2522, 12 2009. [120](#)
- [19] Serge Poullain, Frederic Heliodore, A. Henni, Jean-Luc Thomas, and Eric Courbon. Modelling of the dynamic characteristics of the dc line for vsc transmission scheme. pages 305 – 310, 12 2001. [121](#)
- [20] Kwon Dohoon, Youngjin Kim, Seungil Moon, and Chanki Kim. Modeling of hvdc system to improve estimation of transient dc current and voltages for ac line-to-ground fault—an actual case study in korea. *Energies*, 10:1543, 10 2017. [121](#)
- [21] Petros A. Ioannou and Jing Sun. *Robust Adaptive Control*. Prentice-Hall, Inc., USA, 1995. [134](#)
- [22] Mohsen Rahimi. Modeling, control and stability analysis of grid connected pmsg based wind turbine assisted with diode rectifier and boost converter. *International Journal of Electrical Power Energy Systems*, 93:84–96, 2017. [138](#)
- [23] Zheren Zhang, Yanqiu Jin, and Zheng Xu. Grid-forming control of wind turbines for diode rectifier unit based offshore wind farm integration. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 38(2):1341–1352, 2023.
- [24] Huangqing Xiao, Xiaowei Huang, Ying Huang, and Yilu Liu. Self-synchronizing control and frequency response of offshore wind farms connected to diode rectifier based hvdc system. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 13(3):1681–1692, 2022. [138](#)
- [25] Younes Sahri, Salah Tamalouzt, Sofia Lalouni Belaid, Mohit Bajaj, Youcef Belkhier, Arvind R. Singh, Mohamed F. El-Naggar, and Salah Kamel. Effectiveness analysis of twelve sectors of dtc based on a newly modified switching table implemented on a wind turbine dfig system under variable wind velocity. *Ain Shams Engineering Journal*, page 102221, 2023. [138](#)

- [26] Kai Shi, Xin Yin, Lin Jiang, Yang Liu, Yihua Hu, and Huiqing Wen. Perturbation estimation based nonlinear adaptive power decoupling control for dfig wind turbine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(1):319–333, 2020.
- [27] Milton Ernesto Barrios Aguilar, Denis Vinicius Coury, Romeu Reginatto, and Renato Machado Monaro. Multi-objective pso applied to pi control of dfig wind turbine under electrical fault conditions. *Electric Power Systems Research*, 180:106081, 2020. [138](#)
- [28] A.T. Nguyen and DC. Lee. Sensorless vector control of scig-based small wind turbine systems using cascaded second-order generalized integrators. *J. Power Electron.*, 20:764–773, 2020. [138](#)
- [29] Ahmed A. Salem and Azza A. ElDesouky. Fuzzy logic-pitch angle controller for scig based wind turbine. In *2021 31st Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, pages 1–6, 2021.
- [30] Adel Sotoudeh and Mohammad Mahdi Rezaei. An adaptive control strategy for grid-forming of scig-based wind energy conversion systems. *Energy Reports*, 10:114–122, 2023. [138](#)

Conclusion générale

Ce rapport de thèse met en évidence l'importance croissante des énergies renouvelables, en particulier l'énergie solaire photovoltaïque et l'énergie éolienne, dans le contexte énergétique actuel. Les énergies renouvelables offrent une solution durable pour répondre à la demande croissante en énergie tout en réduisant les émissions de gaz à effet de serre.

Ce travail de recherche s'est concentré sur diverses problématiques liées à la commande des systèmes de conversion d'énergie renouvelable. Un des axes traités concernait la modélisation précise des composants des systèmes de conversion d'énergie renouvelable. Comprendre le comportement des turbines éoliennes, des panneaux photovoltaïques et des aérogénérateurs synchrones à aimant permanent était essentiel pour optimiser leur fonctionnement dans des conditions variables.

La conception de stratégies de commande non linéaire et d'optimisation des systèmes hybrides de conversion des énergies renouvelables était également un objectif important de ce travail. Il était nécessaire de développer des régulations avancées pour maintenir la stabilité et maximiser la production d'énergie en prenant en compte des facteurs tels que la régulation de la vitesse de rotor de turbine et la gestion de la tension du circuit intermédiaire.

Un autre axe traité dans ce travail de recherche concerne l'intégration de techniques avancées de contrôle et de gestion énergétique pour optimiser l'utilisation des systèmes éoliens connectés à des redresseurs Vienna et des lignes HVDC. En plus de l'optimisation de la conversion et du transport de l'énergie, ces développements visent à maximiser l'efficacité globale du système et à répondre aux besoins énergétiques croissants de manière durable.

Dans cette perspective, des techniques de régulation avancées sont utilisées pour contrôler la vitesse des turbines éoliennes, afin de maximiser la capture d'énergie éolienne disponible. De plus, une stratégie de gestion basée sur la quantification de la demande énergétique est mise en place, permettant une production d'énergie adaptée aux besoins réels. Cela contribue à éviter les gaspillages et à optimiser l'utilisation des sources d'énergie renouvelable.

Pour atteindre ces objectifs, l'utilisation d'observateurs adaptatifs à grand gain est d'une grande importance. Ces observateurs permettent d'estimer de manière indirecte les paramètres électriques essentiels tels que la tension de ligne HVDC et les paramètres mécanique de la PMSG, facilitant ainsi une meilleure gestion de la production d'énergie. Cette approche évite les coûts élevés liés à la mesure directe de ces paramètres et garantit une fiabilité accrue du système.

Pour les perspectives futures de recherche, nous prévoyons de poursuivre nos travaux en se concentrant principalement sur la validation expérimentale des résultats obtenus par simulation. Cette approche nous permettra d'évaluer avec précision l'efficacité et la fiabilité de nos stratégies de commande et d'observation d'état. Nous prévoyons de développer des stratégies de commande adaptatives et non linéaires spécifiquement adaptées à des systèmes d'énergie renouvelable interconnectés, en tenant compte des interactions complexes entre les différentes sources d'énergie.

Ces perspectives de recherche nous permettront de consolider nos avancées actuelles et d'explorer de nouvelles opportunités pour améliorer l'intégration et l'efficacité des systèmes d'énergie renouvelable. En menant des expérimentations réelles, en élargissant notre approche à d'autres systèmes interconnectés et en abordant les problématiques liées aux câbles, nous contribuerons à l'avancement des technologies de commande adaptative et non linéaire dans le domaine des énergies renouvelables. Ces efforts soutiendront notre vision d'un avenir énergétique durable et prometteur.

COMMANDE AVANCÉE ET OPTIMISATION DE L'INTERACTION ENTRE SOURCES
D'ÉNERGIE RENOUVELABLES ET RÉSEAUX ÉLECTRIQUES

Résumé

Les énergies renouvelables jouent un rôle crucial dans la production mondiale d'énergie électrique pour répondre au changement climatique et à la diminution des combustibles fossiles. Les centrales d'énergies renouvelables, utilisant diverses sources, y compris des systèmes hybrides, offrent des avantages en termes d'efficacité. Cependant, la gestion de ces sources hybrides est complexe en raison de leurs caractéristiques intermittentes et imprévisibles.

La conception de systèmes de contrôle non linéaires multi-objectifs repose sur des modèles non linéaires décrivant les interactions du système de conversion d'énergie. Différentes techniques de contrôle non linéaire, telles que le contrôle par mode glissant, le backstepping et la commande adaptative, peuvent être utilisées pour contrôler les convertisseurs statiques. Cela améliore la qualité des signaux électriques, réduit les pertes et améliore l'efficacité énergétique.

La mesure des paramètres du système est essentielle pour concevoir les contrôleurs, mais certains paramètres sont difficiles à mesurer, coûteux ou variables dans le temps. Les commandes adaptatives et robustes ainsi que les observateurs d'état sont des solutions pour estimer ces paramètres non mesurés, réduisant ainsi la complexité et les coûts des systèmes d'énergie.

Mots-clés : Contrôle non linéaire ; observateur adaptatif ; système de conversion d'énergie ; redresseur Vienna ; Ligne de transmission HVDC.

Advanced Control and Optimization of the Interaction Between Renewable Energy Sources
and Electrical Grids

Abstarct

Renewable energies play a crucial role in global electricity production to address climate change and the depletion of fossil fuels. Renewable energy plants, utilizing various sources including hybrid systems, offer efficiency advantages. However, managing these hybrid sources is complex due to their intermittent and unpredictable characteristics.

The design of multi-objective nonlinear control systems relies on nonlinear models describing the interactions within the energy conversion system. Various nonlinear control techniques, such as sliding mode control, backstepping, and adaptive control, can be employed to control static converters. This enhances the quality of electrical signals, reduces losses, and improves energy efficiency.

Measuring system parameters is essential for controller design, but some parameters are challenging, expensive, or time-varying. Adaptive and robust control methods, along with state observers, are solutions to estimate these unmeasured parameters, reducing both system complexity and energy costs.

Keywords: Nonlinear control; adaptive observer; energy conversion system; Vienna rectifier; HVDC transmission line.