

École Nationale Supérieure d'Informatique et d'Analyse des Systèmes

Centre des Études Doctorales en Sciences des Technologies de l'Information et
de l'Ingénieur

T H È S E DE DOCTORAT

Contribution à l'Optimisation de la Chaîne de Conversion Éolienne à base d'une GSAP en utilisant le MPPT sans Capteurs

Présentée par

Amina ECHCHAACHOUAI

soutenue le : 23 Juillet 2019

Formation doctorale : Sciences de l'Ingénieur - Génie Électrique

Structure de recherche : Research Team on 'Energy Optimization,
Diagnosis and Control' ENSET de Rabat

Jury :

Professeur Najib Bennis ENSET, Université Mohammed V de Rabat	Président
Professeur Ahmed Hammouch ENSET, MENFPESRS - Maroc	Directeur de thèse
Professeur Soumia El Hani ENSET, Université Mohammed V de Rabat	Co-Directrice de thèse
Professeur Mustapha Ramzi EST, Université Mohammed V de Rabat	Rapporteur
Professeur Aziz Soulhi ENSMR, Rabat	Rapporteur
Professeur Abdelmajid Abouloifa Faculté des sciences, Université Hassan II, Casablanca	Rapporteur
Professeur Said Guedira ENSMR, Rabat	Examineur
Professeur Ahmed Essadki ENSET, Université Mohammed V de Rabat	Examineur

REMERCIEMENTS

C'est un agréable plaisir pour moi d'exprimer mes remerciements à Madame **Soumia El Hani**, Professeur à l'ENSET, Université Mohammed V de Rabat qui, en acceptant de diriger ces travaux de recherche m'a fait profiter de ses connaissances, ses conseils précieux qu'il m'a prodigués pour l'élaboration de ce travail, et surtout de son énergie, merci pour votre patience, votre rigueur et votre engagement.

Je suis profondément reconnaissante envers Monsieur **Ahmed Hammouch**, Professeur à l'ENSET, MENFPESRS - Maroc pour son soutien et son encouragement.

Je remercie Monsieur **Najib Bennis**, Professeur à l'ENSET, Université Mohammed V de Rabat d'avoir accepté de présider mon Jury de thèse. Je suis reconnaissante pour ce grand honneur.

Mes vifs remerciements vont également à Monsieur **Mustapha Ramzi**, Professeur de l'EST, Université Mohammed V de Rabat, Monsieur **Aziz Soulhi**, Professeur à l'ENSMR, Rabat, et Monsieur **Abdelmajid Abouloifa**, Professeur à la Faculté des sciences, Université Hassan II, Casablanca, d'avoir bien voulu accepté être rapporteurs et de juger ce travail.

Je tiens à remercier également, Monsieur **Said Guedira**, Professeur à l'ENSMR, Rabat et Monsieur **Ahmed Essadki**, Professeur à ENSET, Université Mohammed V de Rabat, d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie aussi toute l'équipe EODiC de l'ENSET de Rabat, spécialement, Monsieur **Ilias Ouachtouk** et Monsieur **Imad Aboudrar** pour l'ambiance et la collaboration. Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur **Osama A. Mohammed**, Directeur de "Energy Systems Research Laboratory, FIU Miami Florida, USA, de me donner l'opportunité d'effectuer un stage au sein de son laboratoire et tous les membres de ce dernier, particulièrement Mademoiselle **Abla O. Hariri**, Monsieur **Mohamad El Hariri** et Monsieur **Tarek Youssef** pour leur soutien et leur accueil chaleureux.

Je ne peux clore mes remerciements, sans rendre un grand hommage à mes parents Monsieur **Boujema Echchaachouai** et Madame **Fatima Azzin**, qui n'ont épargné aucun effort pour me soutenir durant toute ma vie et surtout durant ma thèse, à ma famille surtout mon grand frère **Mohamed**, mon petit frère **Abdellah** et ma tante **Fatiha**.

Je tiens également à remercier chaleureusement, mon mari Monsieur **Younès EL-Rharb**, pour sa confiance et son encouragement tout au long de la durée de thèse.

Table des matières

1	Contexte de l'étude	3
1.1	Introduction générale	3
1.2	Contexte et objectifs	6
1.3	Motivation	7
1.4	Organisation de la thèse	8
2	Modélisation de la chaîne de conversion éolienne	9
2.1	Introduction	10
2.2	Généralités sur les systèmes éoliens	10
2.2.1	Classification des turbines éoliennes	10
2.2.2	Généralités sur les génératrices	13
2.2.3	Types de raccordement au réseau	15
2.3	Aérodynamiques de la turbine éolienne	16
2.3.1	Puissance éolienne	17
2.3.2	Densité de la puissance	18
2.3.3	Vitesse spécifique de la turbine	19
2.3.4	Coefficient de performance	20
2.3.5	Modélisation du multiplicateur de vitesse	22
2.3.6	Modèle de l'arbre mécanique	22
2.3.7	Modélisation du système d'orientation des pales	23
2.3.8	Modèle global de la turbine éolienne	24
2.4	Modélisation de la GSAP	24
2.4.1	Introduction	24
2.4.2	Classification des génératrices synchrones	25
2.4.3	Description de la GSAP	26
2.4.4	Modélisation de la GSAP	27
2.4.5	Modèle d'état non linéaire de la GSAP	31
2.5	Conversion AC/DC/AC	32
2.6	Modélisation du filtre de liaison et du Bus Continu	35
2.6.1	Modélisation du filtre de liaison	35
2.6.2	Modélisation du bus continu	35
2.7	Conclusion	36
3	Modélisation, simulation et commande de la chaîne éolienne	37
3.1	Introduction	38
3.2	Fonctionnement en mode îlotage	38
3.2.1	Redresseur à diodes suivi d'un hacheur élévateur	39
3.2.2	Redresseur MLI avec commande à flux orienté	41
3.2.3	Comparaison des deux convertisseurs AC/DC	44
3.3	Fonctionnement en mode connecté au réseau	46
3.3.1	Stratégie de la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking)	46

3.3.2	Commande du convertisseur côté génératrice par le régulateur PI	48
3.3.3	Commande du convertisseur côté réseau	48
3.3.4	Boucle à verrouillage de phase	50
3.3.5	Synthèse de régulateur PI pour la boucle du courant direct i_d	52
3.3.6	Synthèse de régulateur PI pour boucle externe de tension du bus continu V_{DC}	54
3.4	Résultats de simulation et Discussion	55
3.5	Commande de la GSAP par mode de glissement	60
3.5.1	Le mode de glissement cas particulier de la CSV	60
3.5.2	Les types du régime glissant	61
3.5.3	Commande par mode de glissement	62
3.5.4	Application de la commande par mode de glissement à la GSAP	65
3.6	Contrôle du convertisseur côté génératrice avec CMG	69
3.6.1	Commande de la vitesse de rotation de la génératrice	69
3.6.2	Commande de la composante directe du courant	71
3.6.3	Commande de la composante en quadratique du courant	71
3.7	Théorème de stabilité	72
3.8	Contrôle du convertisseur côté réseau avec CMG	72
3.9	Résultats de simulation	75
3.9.1	Test de poursuite	75
3.9.2	Test de robustesse	79
3.10	Conclusion	80
4	Commande non linéaire sans capteurs	81
4.1	Introduction	81
4.2	Importance du MPPT	82
4.2.1	Systèmes de Conversion Eolienne à Vitesse Fixe	82
4.2.2	Systèmes de Conversion Eolienne à Vitesse Variable	83
4.2.3	Comparaison des SCEVF et SCEVV	84
4.3	Analyse de la maximisation de la puissance de la GSAP	85
4.4	Stratégie du MPPT à deux niveaux	86
4.4.1	MPPT niveau 1	87
4.4.2	MPPT niveau 2	87
4.5	Conclusion	88
5	Conception des estimateurs	89
5.1	Introduction	89
5.2	Objectifs de l'observation	90
5.3	Analyse de l'observabilité de la MSAP	92
5.3.1	Observabilité des systèmes non linéaires	92
5.3.2	Observabilité de la MSAP avec mesure de vitesse ni de position	93
5.4	L'observateur de poursuite d'angle	95
5.4.1	Resumé sur les observateurs de poursuite d'angle	95
5.4.2	Structure de l'observateur de poursuite d'angle proposé	97
5.4.3	Simulation de l'OPA	99

5.5	Filtre de Kalman Etendu (FKE)	100
5.5.1	Rappel sommaire sur le FKE	100
5.5.2	Application à la GSAP	101
5.5.3	Simulation du FKE	103
5.6	SRF-PLL comme estimateur d'angle et de vitesse	104
5.6.1	La SRF-PLL	104
5.6.2	Simulation de la SRF-PLL	106
5.7	Comparaison des trois estimateurs	108
5.8	Expérimentation	111
5.8.1	Le banc d'essai expérimental	112
5.8.2	Résultats expérimentaux	112
5.9	Conclusion	116
6	Conclusion générale et perspectives	117
A	Paramètres des composants de la chaine	119
A.1	Paramètres de la simulation	119
A.2	Paramètres de l'expérimentation	120
	Bibliographie	121

Table des figures

1.1	Structure globale de la chaine ce conversion éolienne	6
2.1	Composants de la turbine éolienne à axe horizontal	11
2.2	Composants de la turbine éolienne à axe vertical	11
2.3	Puissance de la turbine	17
2.4	Le vent traversant un anneau	18
2.5	Vitesse spécifique	20
2.6	Coefficient de performance $C_p(\lambda, \beta)$	21
2.7	Modèle de la turbine éolienne avec le système d'orientation des pales	25
2.8	Représentation des axes de la GSAP	26
2.9	Principaux composants et tension triphasée induite dans l'enroulement du stator	27
2.10	Schéma équivalent de la GSAP dans le repère dq	30
2.11	Classification des stratégies de contrôle des convertisseurs côté réseau	32
2.12	Convertisseurs AC/DC/AC de fréquence	33
2.13	Convertisseur de puissance côté réseau fonctionnant en mode onduleur	33
3.1	Zones de fonctionnement de la turbine éolienne	38
3.2	Convertisseur AC/DC à pont de diodes triphasé suivi d'un hacheur élévateur	39
3.3	Convertisseur AC/DC actif avec CFO	41
3.4	Structure de la CFO	42
3.5	Structure du découplage	43
3.6	Puissance de la génératrice à la vitesse du vent $12m/s$	44
3.7	Vitesse du rotor à la vitesse du vent $12m/s$	44
3.8	Couples mécanique et électromagnétique à la vitesse du vent $12m/s$	45
3.9	Puissance pour le redresseur actif	45
3.10	Puissance pour le redresseur à diodes suivi d'un hacheur	45
3.11	Structure globale de la chaine éolienne à pont complet	46
3.12	Schéma de contrôle du convertisseur côté génératrice	48
3.13	Schéma de contrôle du convertisseur connecté au réseau électrique	49
3.14	contrôle de convertisseur côté réseau	51
3.15	Schéma-bloc de la PLL	52
3.16	Schéma-bloc de la synthèse du régulateur PI	53
3.17	Schéma-bloc de la boucle du courant i_d	53
3.18	Synthèse de régulateur PI pour la boucle externe de tension du bus continu V_{DC}	54
3.19	Synthèse de régulateur PI pour la boucle de tension V_{DC}	54
3.20	Profil de la vitesse du vent variable pour simulation PI	55
3.21	Angle d'orientation des pales	56
3.22	Vitesse mécanique de la turbine	56
3.23	coefficient de puissance C_p	56
3.24	Puissance mécanique de la turbine	57
3.25	Couple Électromagnétique de la génératrice	57

3.26	composante de l'axe direct du courant statorique	57
3.27	composante de l'axe quadrature du courant statorique	58
3.28	courants produits par la génératrice	58
3.29	Tension du bus continu V_{DC}	58
3.30	composante de l'axe direct du courant traversant le filtre de liaison	59
3.31	composante de l'axe en quadrature du courant traversant le filtre de liaison	59
3.32	Puissance réactive injectée dans le réseau	59
3.33	Puissance active injectée dans le réseau	60
3.34	courant et tension de la phase a du réseau	60
3.35	Convergence du système glissant	61
3.36	types du régime glissant	62
3.37	Structure de la commande en mode de glissement avec la commande équivalente	64
3.38	La fonction "sgn"	66
3.39	Schéma de la commande par mode de glissement de la GSAP	67
3.40	Contrôle du convertisseur côté génératrice avec mode glissant	69
3.41	Contrôle du convertisseur côté réseau avec mode glissant	73
3.42	Profil de la vitesse du vent variable pour simulation de la CMG	75
3.43	Puissance mécanique de la turbine	75
3.44	Vitesse mécanique de la turbine	76
3.45	Couple Électromagnétique de la génératrice	76
3.46	Composante de l'axe direct du courant statorique	76
3.47	Composante de l'axe en quadrature du courant statorique	77
3.48	Tension du bus continu V_{dc}	77
3.49	Composante de l'axe direct du courant traversant le filtre de liaison	77
3.50	composante de l'axe en quadrature du courant traversant le filtre de liaison	78
3.51	Puissance réactive injectée dans le réseau	78
3.52	Puissance active injectée dans le réseau	78
3.53	courant et tension de la phase a du réseau	79
3.54	Régulation du courant statorique de l'axe d par PI et par mode glissant	79
3.55	Régulation du courant statorique de l'axe q par PI et par mode glissant	80
4.1	Plages de fonctionnement du couple et de la vitesse pour les SCEVF	82
4.2	Plages de fonctionnement du couple et de la vitesse pour les SCEVV	83
4.3	Boucle de régulation de la puissance	87
4.4	Détermination de K_{opt}	88
5.1	Objectifs de l'observation des machines électriques	90
5.2	Structure globale adoptée	91
5.3	Structure typique de l'observateur de position angulaire	96
5.4	Diagramme de l'observateur de position angulaire	97
5.5	Compensation de position	98
5.6	Profil de la vitesse du vent (m/s) pour la simulation de l'OPA	99
5.7	La vitesse du rotor (rad/s) estimée par l'OPA	99
5.8	Étapes du FKE	102
5.9	profil de la vitesse du vent pour la simulation du FKE	103

5.10	Vitesse du rotor estimée par le FKE (rad/s)	104
5.11	Vitesse du rotor (rad/s) estimée par le FKE à la vitesse du vent de $12m/s$	104
5.12	Puissance à la sortie du redresseur actif et la puissance maximale théorique avec le FKE	105
5.13	Structure de la SRF-PLL	105
5.14	Représentation de phase de la SRF-PLL	106
5.15	Vitesse du vent (m/s) pour simulation de la SRF-PLL	107
5.16	Tension $V_a(V)$ et la position (rad) du rotor estimée par la SRF-PLL	107
5.17	La vitesse du rotor réelle (rad/s) et la vitesse estimée (rad/s) par la SRF-PLL	107
5.18	Vitesse du vent variable pour la comparaison des estimateurs	108
5.19	Tension $V_a (V)$ et le position (rad) du rotor estimée par l'OPA	108
5.20	Vitesse réelle du rotor (rad/s) et la vitesse estimée (rad/s) par l'OPA	109
5.21	Tension $V_a (V)$ et la position (rad) estimée par le FKE	109
5.22	Vitesse réelle du rotor (rad/s) et vitesse (rad/s) estimée par le FKE	110
5.23	Tension $V_a (V)$ et la position (rad) du rotor estimée par la SRF-PLL	110
5.24	Vitesse du rotor (rad/s) réelle et la vitesse (rad/s) estimée par la SRF-PLL	110
5.25	Configuration du banc d'essai expérimental	112
5.26	Schéma complet de la chaîne et du banc d'essai	113
5.27	Profil de la vitesse du vent variable pour l'expérimentation	113
5.28	Tension $V_a (V)$ et la position (rad) du rotor estimée dans l'expérimentation	114
5.29	Vitesse réelle du rotor (tr/min) et la vitesse estimée par la SRF-PLL (tr/min) dans l'expérimentation	114
5.30	Tensions triphasées à la sortie de la génératrice dans l'expérimentation	115
5.31	Tension (V) et courant continu (A) dans l'expérimentation	115
5.32	Puissance à la charge résistive (W) et puissance active de la génératrice (W) dans l'expérimentation	116

Liste des tableaux

2.1	Comparaison des deux types de turbines	12
2.2	Les tensions de l'onduleur selon les états des interrupteurs	34
3.1	Comparaison des performances des deux convertisseurs AC/DC : redresseur à diodes suivi d'un hacheur(1), et redresseur actif(2) à vitesse de vent constante	46
5.1	Avantages et inconvénients des trois estimateurs	111

GLOSSAIRE : Sigles et Notations

La plupart des notations utilisées dans ce rapport correspondent à celles les plus couramment utilisées dans la littérature. Toutefois, afin de faciliter la lecture du manuscrit et d'éviter toute équivoque, l'élaboration d'une liste des principales notations (sigles) s'avère importante. La majorité des sigles sont détaillées dans le texte la première fois qu'elles apparaissent.

Considérons x un signal physique, ou un vecteur de signaux physiques, qui varient en fonction du temps.

t	Variable temporelle
\dot{x}	Dérivée temporelle de x
\tilde{x}	Valeur estimée de x
x_k	Composante de x suivant l'axe k

Acronymes

AC	Courant alternatif
CCD	Contrôle de Couple Direct
CFO	Commande à Flux Orienté
CMG	Commande par Mode de Glissement
COV	Contrôle par Orientation Vectorielle
DC	Courant continu
f.e.m.	Force électromotrice
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion
MPPT	Recherche du Maximum de la Puissance (Maximum Power Point Tracking)
MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent
OPA	Observateur de Poursuite d'Angle
PCC	Point de Couplage Commun
PI	Proportionnel Intégral
PLL	Boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop)
SCE	Système de Conversion Eolienne
SCEVF	Système de Conversion Eolienne à Vitesse Fixe
SCEVV	Système de Conversion Eolienne à Vitesse Variable
SRF-PLL	PLL à Référence de rotation synchrone (Synchronous Reference Frame PLL)
TEAH	Turbine Eolienne à Axe Horizontal
TEAV	Turbine Eolienne à Axe Vertical
TSR	rapport de vitesse de pointe (Tip Speed Ratio)

Machine Électrique

Repères de modélisation

abc	Repère triphasé stationnaire d'une machine AC triphasée
$\alpha\beta$	Repère diphasé lié au stator d'une machine AC
dq	Repère diphasé lié au champ tournant d'une machine AC

Grandeurs électromagnétiques

ψ	Flux magnétique
i	Courant électrique
v	Tension électrique
e	Force électromotrice
v_a, v_b, v_c	Tensions triphasé dans les trois phases
i_a, i_b, i_c	Courants dans les trois phases

' R ' c'est la résistance d'un circuit électrique :

R_s	Résistance statorique dans une MSAP
-------	-------------------------------------

' L ' c'est l'inductance d'un circuit électrique :

L_s	Inductance statorique d'une MSAP
M_{kl}	Inductance mutuelle

Grandeurs électromécaniques

C_{em}	Couple électromagnétique
p	Nombre de paires de pôles d'une machine électrique
Ω	Vitesse angulaire mécanique ($\omega = p\Omega$)
J	Inertie totale de l'arbre de la machine
f_v	Coefficient de frottement visqueux sur l'arbre de la machine

CONTRIBUTIONS SCIENTIFIQUES

Les résultats de nos travaux de recherche, rassemblés dans ce rapport, font l'objet des publications suivantes :

Type de publication	Nombre
Publications dans des revues internationales	4
Conférences internationales avec comité de lecture et publications des actes	4
Conférences nationales	2

- Publications dans des revues internationales

- Amina Echchaachouai, Soumia El Hani, Ahmed Hammouch, "Sensorless strategy of a two-level MPPT for Permanent Magnet Wind Generation System using SRF-PLL" International Review on Modelling and Simulations (I.RE.MO.S.), Vol. 11, NO 1, 2018.
<https://www.praiseworthyprize.org/jsm/index.php?journal=iremos&page=article&op=view&path%5B%5D=20893>
- Amina Echchaachouai, Soumia El Hani, Ahmed Hammouch, "Comparison of three estimators used in a sensorless MPPT strategy for a wind energy conversion chain based on a PMSG" PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, R. 94 NR 3/2018.
<http://yadda.icm.edu.pl/yadda/element/bwmeta1.element.baztech-37dba454-4a6c-4439-a34d-5f7646901839>
- Amina Echchaachouai, Soumia El Hani, Ahmed Hammouch, Imad Aboudrar, "A Two-Level Sensorless MPPT Strategy Using SRF-PLL on a PMSG Wind Energy Conversion System". ADVANCES IN ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (AEEE), ISSN : 1804-3119. September Issue, 2017.
<http://advances.utc.sk/index.php/AEEE/article/view/2215>
- Amina Echchaachouai, Soumia El Hani, Said Guedira, "A method of tracking the peak Power Points for wind turbine based on Permanent Magnet Generator". International Journal of Smart Grid and Clean Energy (SGCE), 1 Janvier 2014, vol. 44, pp. 4752-4757.
- Imad Aboudrar, Soumia El Hani, Hamza Mediouni, Najib Bennis, Amina Echchaachouai, "Hybrid algorithm and active filtering dedicated to the optimization and the improvement of photovoltaic system connected to grid energy quality". International Journal of Renewable Energy Research, vol. 7, N. 2 (2017).

- Conférences internationales avec comité de lecture

- Amina Echchaachouai, Soumia Elhani, Ahmed Hammouch, Said Guedira. Low-cost Maximum Power Point Tracking Structure of a Grid Connected Wind Conversion Chain based on a PMSG. In : 2nd International Conference on Electrical and Information Technologies 2016 (ICEIT), 978-1-4673-8469-8/16/\$31.00 2016 p 93-98. IEEE 2016.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7519569>
- Amina Echchaachouai, Soumia Elhani, Ahmed Hammouch, Said Guedira. Extended Kalman Filter Used To Estimate Speed Rotation For Sensorless MPPT Of Wind Conversion Chain Based On A PMSG. In : 1st International Conference on Electrical and Information Technologies 2015 (ICEIT), 978-1-4799-7479-5/15/\$31.00 2015 p 172-177. IEEE 2015.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7162989>
- Amina Echchaachouai, Soumia Elhani, Ahmed Hammouch, Said Guedira. A New Sensorless Maximum Power Point Tracking Technologies Of Wind Conversion Chain Based On A PMSG. In : International Conference on Renewable And Sustainable Energy 2014 (IRSEC) 10.1109/IRSEC.2014.7059789, p 328-333. IEEE 2014.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7059789>
- Amina Echchaachouai, Soumia Elhani, Said Guedira. A Method of Tracking the Peak Power Points for Wind Turbine Based on Permanent Magnet Generator With a complete converter. In : 1st International Electrical Engineering Conference for Young Researchers (IEECYR), 2013.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7059789>
- Imad Abouddrar, Soumia El Hani, Hamza Mediouni, Amina Echchaachouai, Comparative analysis on current control methods of shunt active power filter for the improvement of grid energy quality. In Proceedings of International Conference on Electrical and Information Technologies, ICEIT 2017.
- Khalid Dahi, Soumia El Hani, Said Guedira, Ilyas Ouachtouk, Amina Echchaachouai, Diagonis of rotor asymmetries in Induction motor using ESA. In Proceedings of International Conference on Electrical and Information Technologies, ICEIT 2016.
- Sadiki Lhabib, Soumia El Hani, Said Guedira, Amina Echchaachouai, Rotor electrical fault detection in wound rotor of asynchronous machine by Gabor transform : Application in wind turbine and offshore turbine generator. In Proceedings of IEEE International Renewable and Sustainable Energy Conference, IRSEC 2015.

- Conférences nationales

- Amina Echchaachouai, Soumia El Hani, Ahmed Hammouch, Said Guedira, Hassan Hamdi. An Approach To Sensorless Mppt Strategies Wind Energy Conversion System With A PMSG. *1er Colloque Franco-Marocain sur les Energies Nouvelles et Renouvelables (COFMER'01)* 2014.

- Amina Echchaachouai, Soumia Elhani, Said Guedira. Low-cost Sensorless MPPT Algorithm of wind conversion chain based on a PMSG. *2ème Journée Doctorale En Sciences de l'Ingénieur (JDSI'14)* organisée à l'ENSET Rabat 2014.

RÉSUMÉ

Titre : Contribution à l'Optimisation de la Chaîne de Conversion Éolienne à base d'une GSAP en utilisant le MPPT sans Capteurs.

Ce mémoire présente une méthode optimale de la recherche du maximum de la puissance (MPPT) sans capteurs implémentée dans une chaîne de conversion éolienne avec une turbine à axe horizontal faisant tourner une génératrice synchrone à aimant permanent destinée à alimenter une charge continue. L'avantage principal de cette méthode est que la connaissance de la vitesse du vent et des paramètres de la génératrice n'est pas exigée.

Après une présentation du contexte général de cette thèse, nous avons abordé la modélisation des différents composants de la chaîne de conversion éolienne (turbine, génératrice et redresseur), et pour bien situer notre sujet, nous avons donné un aperçu sur la chaîne à pont complet raccordée au réseau électrique à travers la comparaison de la commande de la génératrice avec des régulateurs PI et celle avec le mode de glissement.

L'importance du MPPT a été mise en exergue en comparant les systèmes éoliens à vitesse fixe et à vitesse variable. Nous avons également effectué une analyse de l'efficacité énergétique de la chaîne qui montre que le meilleur rendement, en terme de puissance, est atteint en utilisant un redresseur MLI commandé par une commande à flux orienté. Vu que la stratégie du MPPT adoptée dans ce travail est sans capteurs mécaniques, nous avons exposé la conception des estimateurs de vitesse choisis. Des simulations et des résultats expérimentaux montrent la faisabilité et l'efficacité de cette approche.

Mots clés :

- l'Énergie Éolienne
- GSAP
- Contrôle à Flux Orienté (CFO)
- MPPT sans Capteurs
- Observateur de poursuite angulaire (OPA)
- Filtre de Kalman Étendu (FKE)
- SRF-PLL

ABSTARCT

Title : Contribution to the Optimization of a Wind Conversion Chain based on a PMSG using the Sensorless MPPT.

This thesis presents an optimal method of the sensorless maximum power point tracking research (MPPT) implemented in a wind turbine conversion chain with an horizontal axis turbine driving a permanent magnet synchronous generator to feed a continuous load. The main advantage of this method is that the knowledge of wind speed or generator parameters is not required .

After the presentation of the general context of this thesis, we approach the modeling of different components of the wind energy conversion chain (turbine, generator and rectifier), and to properly situate the subject, we gived a preview of the complete chain connected to the grid through the comparison of control of the generator with PI regulators and that with the sliding mode.

The importance of MPPT was justified by comparing fixed speed and variable speed wind systems. We also performed an energy efficiency analysis of the chain that shows that the best power efficiency is achieved by using a PWM rectifier controlled by a field oriented control. The MPPT strategy adopted in this work is without mechanical sensors, therefore, the design of the speed estimators used is presented. Simulations and experimental results show the feasibility and effectiveness of this approach.

Keywords :

- Wind Energy
- PMSG
- Field Oriented Control
- sensorless MPPT
- Angle Tracking Observer
- Extended Kalman Filter
- SRF-PLL

Contexte de l'étude

Sommaire

1.1	Introduction générale	3
1.2	Contexte et objectifs	6
1.3	Motivation	7
1.4	Organisation de la thèse	8

1.1 Introduction générale

Depuis le *VII^e* siècle, l'énergie extraite du vent est exploitée dans plusieurs domaines et pour plusieurs fonctions comme faire avancer des bateaux, moudre du grain ou pomper de l'eau. En Europe, il a fallu attendre le *XIII^e* siècle, au retour des croisés qui les ramèneront du Proche-Orient, pour voir apparaître les premiers moulins à vent.

Depuis quelques années, la production électrique éolienne est en plein développement industriel. Elle présente plusieurs avantages :

- Il s'agit tout d'abord d'une énergie renouvelable non polluante qui contribue à une meilleure qualité de l'air et à la lutte contre l'effet de serre.
- Il s'agit aussi d'une énergie qui utilise les ressources locales et contribue donc à l'indépendance énergétique nationale et à la sécurité des approvisionnements.
- Enfin, l'élimination des installations et la gestion des déchets générés pourront se faire sans difficultés majeures et les sites d'implantation pourront être réutilisés facilement pour d'autres usages.

Malgré tout, quelques inconvénients apparaissent notamment :

- La gestion technique de la production sur le réseau électrique.
- Certains impacts environnementaux comme le bruit, la perturbation de la migration de l'avifaune et l'occupation du paysage.

Le système de conversion éolienne (SCE) exploite l'énergie mécanique du vent pour faire tourner un rotor. Ce rotor est relié à une génératrice qui est responsable de la production de l'électricité, cette dernière doit être régulée pour la rendre utile. Les éoliennes industrielles fonctionnent avec des vents de 5 à 200km/h, alors que les vents de 10 à 90km/h sont exigés par les modèles des éoliennes domestiques. Pourtant, pour une production correcte, des vents supérieurs à 20km/h sont souvent nécessaires. L'énergie éolienne dépend également de la taille de l'aérogénérateur : les éoliennes industrielles produisent entre 5kW et 5MW, alors que celles des particuliers produisent une puissance entre 100W et 20kW d'électricité.

Une éolienne se compose d'un système dont le rôle est de capter l'énergie cinétique du vent, ce système est couplé à une génératrice électrique. Les modèles des éoliennes se divisent en deux catégories qui se distinguent selon l'orientation de leur axe de rotation, les modèles horizontaux et les modèles verticaux. Il importe de comparer les deux types de turbines éoliennes, la turbine à axe horizontal et celle à axe vertical. Nous déduirons (paragraphe : Classification des turbines éoliennes dans le deuxième chapitre) que la turbine à axe horizontal présente des avantages et des performances plus convenables aux SCE intégrant les turbines de petite taille et permettant une extraction de puissance plus optimale.

Selon les caractéristiques des différentes génératrices utilisées dans les SCE, la génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP) est considérée pour ses avantages garantissant un rapport Coût/Qualité important [SHUHUI LI 2012].

Selon l'objectif de l'installation des éoliennes, ces dernières se divisent en deux catégories : celles raccordées au réseau électrique afin de l'alimenter en électricité, ou celles autonomes dédiées uniquement à la consommation locale.

Pour obtenir une conversion d'énergie efficace, différentes stratégies de commande peuvent être mises en œuvre telles que le Contrôle par Orientation Vectorielle (COV), le Contrôle de Couple Direct (CCD) et la Commande à Flux Orienté (CFO). La CFO utilisant le contrôleur PI a une régulation linéaire et le réglage devient plus facile. Les composants électriques et mécaniques de l'éolienne sont principalement linéaires et leur modélisation est facile. Pourtant, le profil du vent faisant tourner la turbine est non linéaire ce qui rend le modèle du système global non linéaire. La CFO est utilisé pour la commande du convertisseur côté génératrice et la COV est utilisé pour la commande du convertisseur côté réseau.

Afin d'étudier la chaîne raccordée au réseau, nous avons appliqué à la génératrice dans un premier temps le contrôle par mode de glissement et dans un deuxième temps le contrôle avec des régulateurs PI. Ensuite, nous avons concentré nos travaux sur la génératrice connectée à une charge résistive par le biais d'un redresseur.

Le système de conversion de l'énergie éolienne qui sera modélisé comme indiqué dans la figure 1.1 peut ne pas être optimal pour extraire un maximum d'énergie de la ressource éolienne et par conséquent, diverses techniques d'optimisation sont utilisées pour atteindre cet objectif. Ces techniques se rassemblent dans le cadre de ce qu'on appelle la recherche du maximum de la puissance (MPPT).

Dans la perspective d'appliquer une commande de la génératrice qui permet l'extraction du maximum de la puissance [S.H. Hosseini 2013] [Ali M. Eltamaly 2013], il convient de réaliser une analyse de l'optimisation de la puissance produite par le SCE considéré. Celle-ci nous a permis de déduire que la puissance est maximale lorsque la composante directe du courant i_d est égale à zéro ce qui nous a conduit à l'application de la CFO à la génératrice synchrone.

La mise en œuvre des lois de commande visant la recherche du maximum de la puissance, basées sur le modèle mathématique du système, repose forcément sur l'hypothèse que toutes les variables d'état sont connues en temps réel. Pour des raisons technologiques, par exemple de matériel ou de réalisabilité du système, de fiabilité (pannes des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs élevé [Khedidja 2012] et [OSTERTAG 2004]), il est alors nécessaire d'utiliser des estimateurs permettant de reconstruire les variables d'état, cela conduit à des stratégies du MPPT dites sans capteurs. Ces estimateurs ou observateurs sont des systèmes dynamiques qui estiment en temps réel, l'état courant d'un système à partir des entrées de ce système, des mesures disponibles, et une connaissance à priori du modèle. Ils permettent alors de suivre l'évolution de l'état en tant qu'une information sur le système étudié.

En règle générale, les estimateurs sont utilisés dans différents domaines afin d'évaluer un paramètre inconnu. Une première méthode repose sur le calcul de la Force-Contre-Electro-Motrice à partir de la relation incluant les flux et les tensions. Dans [Esmaili], les auteurs ont utilisé la relation qui lie la tension et le courant dans le bus continu avec la vitesse de rotation. Cette méthode est appliquée afin de fournir les valeurs de la vitesse au système responsable de la recherche du maximum de puissance et cela, lorsque la conversion AC/DC est réalisée par un pont de diodes. Cette méthode n'est pas efficace dans le cas du redresseur MLI vu l'absence de l'information sur la position du rotor. Aussi, cette méthode nécessite de connaître la valeur des inductances et de la résistance du stator de la génératrice qui varie avec la température, par conséquent, la mesure de cette dernière devient nécessaire. Une deuxième méthode est basée sur le principe d'injecter des signaux haute fréquence qui est difficile à mettre en œuvre. Dans [L. G. Gonzalez 2009], les auteurs ont exposé quatre méthodes qui mettent en œuvre soit un filtre de Kalman étendu, un observateur de Kalman, une PLL triphasée ou un observateur à mode glissant, ce papier montre que les meilleures performances sont obtenues avec un observateur de Kalman. Dans [Abdelmounime El Magri 2013], les auteurs mettent en œuvre un observateur de type Kalman pour estimer les variables d'état mécaniques de la GSAP (position et vitesse de rotation du rotor et couple résistant) pour réaliser une commande sans capteur d'une éolienne de 20kW.

Dans cette thèse, nous avons utilisé trois types d'estimateurs, un Observateur de Poursuite Angulaire (OPA), le Filtre de Kalman Etendu (FKE) et la SRF-PLL. Le modèle d'éolienne développé nécessite un temps de calcul raisonnable pour permettre son intégration dans des systèmes complexes mais robustes tout en considérant les fluctuations de la vitesse du vent qui est un paramètre aléatoire. Par ailleurs, dans ce travail, nous avons considéré que les interrupteurs sont idéaux, aussi nous avons diminué le temps de calcul de ce modèle afin d'avoir une plus grande précision des résultats obtenus.

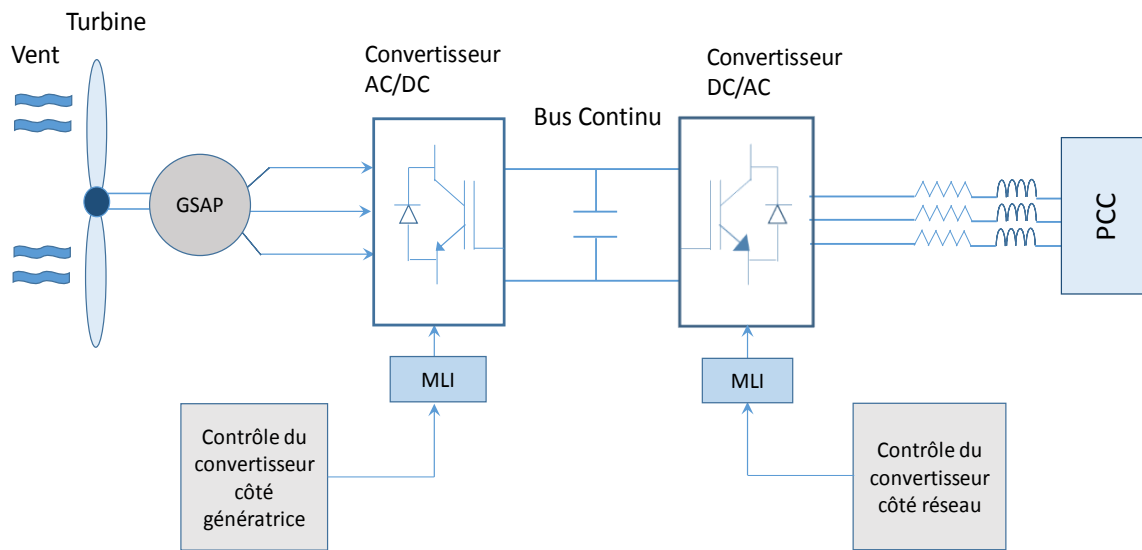


FIGURE 1.1 – Structure globale de la chaîne de conversion éolienne

1.2 Contexte et objectifs

Aujourd'hui, l'approvisionnement énergétique mondial repose en grande partie sur les combustibles fossiles et l'énergie nucléaire. Ces sources d'énergie ne dureront pas éternellement et se sont révélées être une cause majeure de problèmes de pollution. Depuis la révolution industrielle, l'humanité a brûlé environ la moitié des combustibles fossiles accumulés sous la surface de la Terre pendant des centaines de millions d'années. L'énergie nucléaire repose également sur des ressources limitées telles que l'Uranium et son utilisation crée plusieurs risques que les centrales nucléaires ne peuvent éviter.

Les sources d'énergie renouvelables s'inscrivent dans une stratégie globale de développement durable. À une échelle nationale, ils contribuent à réduire la dépendance vis-à-vis des importations d'énergie garantissant ainsi une sécurité d'approvisionnement durable. En outre, les sources d'énergie renouvelables peuvent améliorer la compétitivité des industries à long terme et avoir un effet positif sur le développement régional et sur le domaine de l'emploi. Les technologies d'énergie renouvelable conviennent aux services hors réseau, ils peuvent desservir des régions isolées du monde sans infrastructure de réseau coûteuse et complexe.

Les énergies renouvelables sont dérivées directement du soleil (énergie thermique, photochimique et photosynthétique, par exemple), indirectement (énergie éolienne, hydraulique et photosynthétique stockée dans la biomasse), ou indirectement de l'environnement (comme l'énergie géothermique et l'énergie marémotrice). À long terme, les énergies renouvelables domineront nécessairement le système mondial d'approvisionnement en énergie du fait

qu'elles sont la seule alternative existante.

La Terre est chauffée de manière inégale par le soleil, de sorte que les pôles reçoivent moins d'énergie du soleil que l'équateur, de plus, les terres sèches se réchauffent (et se refroidissent) plus rapidement que les mers. Cette différence de température entraîne un système de convection atmosphérique global allant de la surface de la Terre à la stratosphère, qui agit comme un plafond virtuel. La majeure partie de l'énergie emmagasinée dans ces mouvements de vent se trouve à haute altitude, où les vents atteignent des vitesses continues de plus de 160Km/h . Finalement, l'énergie éolienne est convertie par frottement en chaleur diffusé sur toute la surface de la Terre et dans l'atmosphère.

L'énergie éolienne est la conversion de l'énergie extraite du vent en une forme d'énergie utile qui peut être utilisée pour la production de l'électricité, l'alimentation mécanique ou le pompage de l'eau. Les grands parcs éoliens sont connectés au réseau de transport d'électricité, des installations plus petites sont utilisées pour fournir de l'électricité à des endroits isolés. Les entreprises de services publics rachètent de plus en plus le surplus d'électricité produit par de petites turbines domestiques. L'énergie éolienne en tant que source d'énergie est une alternative intéressante aux combustibles fossiles, car elle est abondante, renouvelable, largement distribuée, propre et ne produit aucune émission de gaz à effet de serre pendant son fonctionnement. Cependant, la construction de parcs éoliens n'est pas universellement bien accueillie en raison de leur impact visuel et de leurs autres effets sur l'environnement.

1.3 Motivation

Plusieurs études ont été réalisées visant la présentation des différents types d'éléments constituant les éoliennes [MARUF HOSSAIN 2015]. D'après ces études, il apparaît clairement que la recherche scientifique doit mettre l'accent sur l'amélioration du rapport coût/qualité des SCE. Les recherches dans ce domaine se focalisent sur la combinaison des différentes technologies et sur l'exploitation d'algorithmes robustes et efficaces appliqués dans d'autres domaines et leur intégration dans les éoliennes afin d'optimiser l'extraction de la puissance.

La motivation affichée derrière cette thèse est donc de répondre au besoin de réduire le coût de la conception et la maintenance de la chaîne de conversion éolienne. La recherche bibliographique que nous avons réalisée au début de nos travaux, nous a permis de déduire deux méthodes pour atteindre notre objectif qui sont : le choix des différents composants de la chaîne et l'utilisation des observateurs qui permet d'éviter les capteurs mécaniques. Le choix de ces composants est justifié le long de ce rapport, aussi les observateurs intégrés sont présentés.

Dans le cadre de ces recherches, nous avons eu l'opportunité d'effectuer un stage au sein du laboratoire 'Energy Systems Research Laboratory ECE Department, Florida International University Miami, Florida USA'. Ce laboratoire mène des projets de recherche liés à la modélisation basée sur la physique pour la conception et l'optimisation d'entraînements élec-

triques dans leur environnement d'exploitation. Une partie de ce travail utilise l'optimisation des paramètres dynamiques en ligne pour le développement de contrôleurs dans les systèmes énergétiques. Dans ce Laboratoire, les installations de recherche comprennent un banc d'essai Smart Grid pour la recherche sur les réseaux intelligents. Il s'agit d'une installation unique aux États-Unis qui permet la réalisation des systèmes de puissance pouvant atteindre $72kW$ en sources de courant alternatif et en courant continu. L'installation comprend également tous les types de sources d'énergie alternatives et conventionnelles et d'émulateurs de charge. Bref, il s'agit d'un Laboratoire complet pour l'électronique de puissance et les entraînements électriques est disponible pour le développement de convertisseurs et de contrôleurs en plus des systèmes intégrés.

1.4 Organisation de la thèse

Pour étayer le sujet de cette thèse, ce rapport sera réparti en cinq chapitres avec une introduction générale et une conclusion générale.

Le premier chapitre est introductif qui permet de cerner le sujet à travers trois parties. D'abord, l'introduction générale décrit le domaine dans lequel le sujet s'intègre. Ensuite, le paragraphe Contexte Général et Objectifs précise les desseins visés par ce travail. Enfin, le paragraphe Motivation met l'accent sur les travaux de recherche précédents qui traitent différents estimateurs et permettent de souligner leurs avantages et inconvénients.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation des composants de la chaîne de conversion éolienne prise en compte et qui sont la turbine, la génératrice, le bus continu, le filtre de liaison et les convertisseurs de puissance côté génératrice et côté réseau. Des généralités sur les types des composants de la chaîne sont données à la lumière desquelles, le choix de ces composants a été effectué. Développer une telle synthèse mène à aborder les aérodynamiques de la turbine éolienne, la modélisation de la génératrice synchrone et la conversion AC/DC/AC.

Le troisième chapitre a été développé afin de détailler la modélisation de la chaîne à pont complet contrôlée par les régulateurs PI d'abord, et par la commande par mode de glissement par la suite. La comparaison des deux types de commande est effectuée à travers les résultats de simulation.

Le quatrième chapitre concerne la commande sans capteurs de la chaîne et la stratégie du MPPT à deux niveaux, le premier niveau est une boucle de régulation de la puissance, et le deuxième est un algorithme pour la recherche des extremums.

Avec l'intérêt que suscitent les estimateurs dans notre sujet, le dernier chapitre fournit une description détaillée des trois estimateurs considérés ainsi que leurs modèles de simulation employés pour la conception du système de contrôle sans capteur. Aussi, la partie expérimentation concerne la configuration du banc d'essai et de tests expérimentaux réalisés pour la validation expérimentale de la structure implémentant l'estimateur SRF-PLL.

Modélisation de la chaîne de conversion éolienne

Sommaire

2.1	Introduction	10
2.2	Généralités sur les systèmes éoliens	10
2.2.1	Classification des turbines éoliennes	10
2.2.2	Généralités sur les génératrices	13
2.2.3	Types de raccordement au réseau	15
2.3	Aérodynamiques de la turbine éolienne	16
2.3.1	Puissance éolienne	17
2.3.2	Densité de la puissance	18
2.3.3	Vitesse spécifique de la turbine	19
2.3.4	Coefficient de performance	20
2.3.5	Modélisation du multiplicateur de vitesse	22
2.3.6	Modèle de l'arbre mécanique	22
2.3.7	Modélisation du système d'orientation des pales	23
2.3.8	Modèle global de la turbine éolienne	24
2.4	Modélisation de la GSAP	24
2.4.1	Introduction	24
2.4.2	Classification des génératrices synchrones	25
2.4.3	Description de la GSAP	26
2.4.4	Modélisation de la GSAP	27
2.4.5	Modèle d'état non linéaire de la GSAP	31
2.5	Conversion AC/DC/AC	32
2.6	Modélisation du filtre de liaison et du Bus Continu	35
2.6.1	Modélisation du filtre de liaison	35
2.6.2	Modélisation du bus continu	35
2.7	Conclusion	36

2.1 Introduction

Ce chapitre permet de donner une idée générale sur le sujet ainsi que son contexte en détaillant la modélisation de la chaîne de conversion éolienne complète considérée dans ce travail. Il se compose de cinq parties. La première donne des généralités sur les systèmes éoliens existants [Datta]. La deuxième concerne les aérodynamiques de la turbine éolienne ainsi que les paramètres les plus importants de celle-ci. Par la suite, dans la troisième partie, la modélisation de la génératrice synchrone à aimant permanent est détaillée afin de déduire le modèle d'état non linéaire de cette génératrice nécessaire à l'application des commandes adoptées [N. Femia 2013]. Dans la quatrième partie, et pour faire le choix convenable du convertisseur AC/DC, nous comparons deux types de celui-ci, un convertisseur composé d'un redresseur à pont de diodes suivi d'un hacheur élévateur et un convertisseur sous forme d'un redresseur actif commandé par la CFO [A. Mirecki 2007]. Enfin, la dernière partie est consacrée à la modélisation du filtre de liaison et du Bus continu.

2.2 Généralités sur les systèmes éoliens

Cette section est consacrée à la présentation des différents SCE existant en détaillant les types de turbines ainsi que leurs aérodynamiques et les types de génératrices implémentées dans ces systèmes. L'objectif est de justifier le choix des types des différents composants considérés dans ce travail.

2.2.1 Classification des turbines éoliennes

Généralement, les turbines éoliennes peuvent être classées selon l'alignement de l'axe de rotation. Dans cette section, les deux types d'axe de rotation des turbines éoliennes sont discutés.

2.2.1.1 Turbines à axe horizontal

Une Turbine Éolienne à Axe Horizontal (TEAH) est représentée dans la figure 2.1. Il s'agit du type le plus utilisé aujourd'hui. Son arbre de transmission principal, sa boîte de vitesse, sa génératrice électrique, ses freins, ses actionneurs et le transformateur dans certains modèles sont placés à l'intérieur d'une nacelle au sommet d'une tour. Les composants de base d'une TEAH sont illustrés dans la figure 2.1 et sont les suivants :

- Une tour qui maintient les pales rotatives à une hauteur suffisante pour augmenter leur exposition au vent. Les grandes éoliennes peuvent avoir des tours de longueur jusqu'à 250m au-dessus de la base de la turbine ;
- Des pales rotatives qui captent l'énergie cinétique du vent. elles sont normalement construites de matériaux tels que le polyester renforcé de fibres de verre ou l'époxy de bois. La longueur des pales varie de 5 à plus de 100m ;
- Un moyeu connecté à l'arbre basse vitesse de la boîte de vitesse. Les lames sont montées sur le moyeu et leur angle d'inclinaison peut être ajusté par des actionneurs ;
- Un lacet qui fait tourner la nacelle pour faire face à l'amont et, ainsi, augmenter l'exposition des pales au vent ;

- Une boîte de vitesse qui relie les pales rotatives à basse vitesse à la génératrice électrique à grande vitesse ;
- Une génératrice montée sur l'arbre à grande vitesse de la boîte de vitesse pour convertir l'énergie mécanique des pales rotatives en énergie électrique ;
- Un frein à disque pour empêcher les pales de tourner lorsque les conditions de vent ne sont pas propices à la production de l'électricité ;
- Un transformateur de la tension de sortie de la génératrice ;
- Différents contrôleurs qui assurent différentes fonctions comme l'extraction du maximum de la puissance [Kazmi] et l'intégration du SCE dans le réseau électrique ainsi que la régulation de la puissance générée. Ces contrôleurs protègent également la turbine contre des conditions sévères telles que les défauts du réseau et les tempêtes.

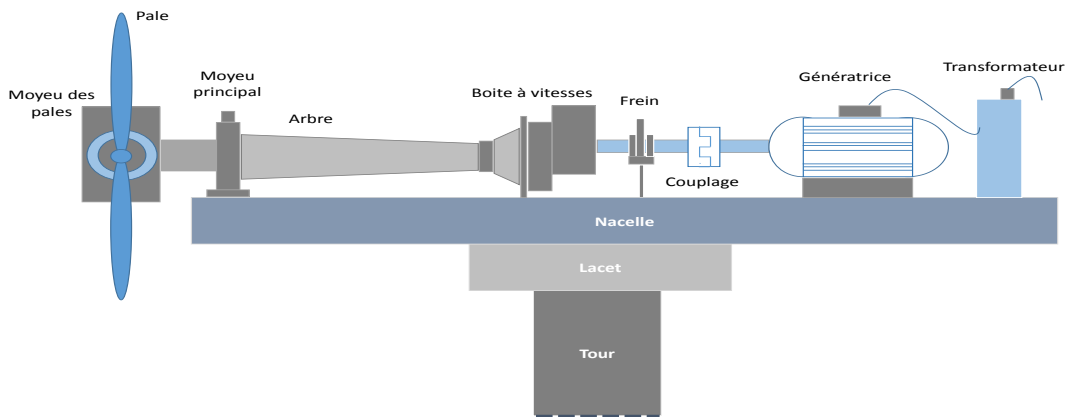


FIGURE 2.1 – Composants de la turbine éolienne à axe horizontal

2.2.1.2 Turbines à axe vertical

Une Turbine Éolienne à Axe Vertical (TEAV) est représentée dans la figure 2.2. Elle est plus connue par le nom "Darrieus", ses composants sont principalement les mêmes que la TEAH mais sans le lacet.

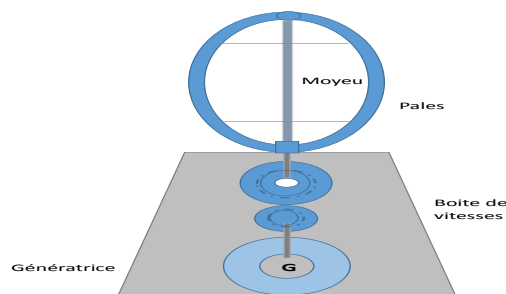


FIGURE 2.2 – Composants de la turbine éolienne à axe vertical

2.2.1.3 Comparaison des deux types de turbines

Pour réaliser la comparaison des deux types de turbines, nous avons établi le tableau 2.1.

TABLE 2.1 – Comparaison des deux types de turbines

Type d'axe de rotation	Avantages	Inconvénients
Horizontal	<ul style="list-style-type: none"> – La grande tour permet l'exposition de la turbine au vent fort. – Une turbine à haut rendement grâce à ses pales recevant continuellement de l'énergie du vent pendant la rotation. – Les fluctuations rapides des variables électriques (tension, puissance réactive) sont insignifiantes puisque la vitesse des pales est assez constante pendant une seule rotation. 	<ul style="list-style-type: none"> – Construction massive de la tour pour supporter l'équipement de la nacelle. – La génératrice, la boîte de vitesse et le transformateur dans la nacelle doivent être soulevés pendant la construction et la maintenance. – Nécessite un système supplémentaire de contrôle du lacet pour faire tourner les pales vers le vent.
Vertical	<ul style="list-style-type: none"> – La génératrice, la boîte de vitesse et les transformateurs sont tous situés au niveau du sol, ce qui facilite leur installation et entretien par rapport aux TEAHs. – Le mécanisme de lacet pour diriger les pales vers le vent est inutile. C'est un avantage pour les sites avec des directions de vent variables. – La vitesse de démarrage d'une TEAV est généralement inférieure à celle d'une TEAH. 	<ul style="list-style-type: none"> – La vitesse du vent est plus lente près du sol. Par conséquent, l'énergie éolienne disponible pour une TEAV est inférieure à celle pour une TEAH. – Le flux d'air près du sol crée un écoulement turbulent introduisant des vibrations mécaniques dans les composantes de la turbine ce qui réduit sa durée de vie. – Inertie massive nécessitant une source d'alimentation externe pour démarrer. – Le palier à la base supporte la charge des pales. Leur taux de défaillance est élevé.

D'après cette comparaison des deux types de turbine, on constate que les TEAHs présentent des avantages importants par rapport aux TEAVs au niveau du rendement et du coût de fabrication et de maintenance.

De plus, la plupart des éoliennes à axe horizontal, se constituent de trois pales orientables. Ce choix s'explique par un compromis entre le rendement de l'éolienne, ses coûts de fabrication

et ses contraintes de fonctionnement.

Dans le cas des éoliennes avec un nombre de pale élevé, le couple transmis à l'arbre du rotor est grand et par conséquent, l'éolienne peut démarrer à une vitesse de vent faible. Cependant, chaque pale provoque des turbulences pour les autres pales et cela conduit à limiter la vitesse de rotation de l'éolienne. Par ailleurs, un nombre de pales élevé entraîne une plus grande exposition au vent ce qui interrompt leur fonctionnement lorsque le vent est fort, et augmente les nuisances sonores et les coûts de fabrication.

Dans le cas d'une éolienne bipale, la différence des forces qui s'appliquent entre la pale du haut et la pale du bas crée une torsion au niveau de l'axe du rotor puisque la vitesse du vent augmente avec l'altitude ce qui nécessite d'ajouter des mécanismes spécifiques qui servent pour équilibrer le rotor et éviter ce problème.

Pour toutes ces raisons, le meilleur compromis entre le rendement et la vitesse de démarrage de l'éolienne est ainsi atteint avec les éoliennes tripales à axe horizontale.

2.2.2 Généralités sur les génératrices

Généralement, la conversion électromécanique de l'énergie occupe une place très importante dans le traitement de celle-ci. Particulièrement, dans le domaine des éoliennes, les machines électriques tournantes permettent la conversion de l'énergie mécanique, produite par le mouvement tournant de l'arbre de la turbine, en énergie électrique. Ces machines sont classées en quatre grandes familles [El-Sharkawi 2016] :

2.2.2.1 Les machines asynchrones

Historiquement, la machine à induction ou la machine asynchrone était principalement utilisée comme moteur. Elle existe en deux versions principales : les machines asynchrones à cage d'écureuil et à rotor bobiné. Depuis son invention au XIXe siècle, elle a été largement utilisée dans l'industrie et cela grâce à sa robustesse et son faible coût d'entretien. Cependant, dans les SCE, cette machine partage un inconvénient avec les machines synchrones, la plage de fonctionnement de ces deux machines se limite à des vitesses de rotation beaucoup plus élevées que la vitesse de rotation de la turbine et par conséquent, les systèmes implémentant ce type de génératrices nécessitent un multiplicateur mécanique de vitesse exigeant un coût de maintenance et d'entretien supplémentaire.

Ce type de machines nécessite aussi un contrôle précis de la vitesse de rotation de son arbre pour que cette dernière se situe aux alentours de la vitesse de synchronisme liée à la fréquence de la tension. D'un côté, la machine asynchrone est plus facile à raccorder directement au réseau (puisque une simple mise sous tension permet d'effectuer cette opération), alors que la machine synchrone nécessite une opération préalable de synchronisation qui demande plus de temps et de matériels. Mais d'un autre côté, la machine asynchrone provoque des contraintes sur le réseau vu que le courant appelé est élevé.

Un type dérivé de ces machines est celui des machines asynchrones à double alimentation. Leur rotor bobiné est généralement en triphasé connecté à l'extérieur de la machine par des bagues. Ce rotor peut donc être alimenté à travers un onduleur réversible. Afin de permettre

une plus grande plage de fonctionnement en regard de la vitesse de rotation, le contrôle de ces machines a pour objectif de régler la fréquence des courants rotoriques pour la faire fonctionner soit en mode dit hypo-synchrone au dessous de sa vitesse de synchronisme, soit en mode hyper-synchrone au dessus de cette vitesse. Les SCE équipés de ce type de machines, entraînées par un multiplicateur mécanique, permettent la génération de la puissance réactive sur le réseau électrique.

2.2.2.2 Les machines synchrones

Les machines synchrones existent en deux versions, les machines synchrones à excitation séparée ou à aimants permanents. Pour le cas de génération de puissances de valeurs importantes, un bobinage rotorique est responsable de l'excitation magnétique. La tension aux bornes est ajustée avec le courant d'excitation. Dans le cas de puissances relativement plus faibles, les aimants permanents assurent la magnétisation de la machine. Dans les deux cas précités, nous avons un couplage très fort entre la fréquence des grandeurs électriques de sortie et la vitesse de rotation de l'arbre de la machine. L'aspect aléatoire de la vitesse du vent conduit à des difficultés de régler la phase et la fréquence adéquates, ce qui rend l'accouplement direct sur le réseau difficile. De ce fait, ce type de machines est toujours associé avec un convertisseur de puissance qui a pour rôle [S. Samanvorakij 2013] d'adapter la sortie de la machine au réseau ou de réaliser la charge des batteries dans le cas d'un site isolé.

2.2.2.3 Les machines à reluctance variable

La forme à dents multiples des circuits magnétiques de cette machine associé à une commande adéquate, permet un fonctionnement à vitesse lente ce qui conduit à un couplage direct sur l'axe de la turbine. L'absence de bobinage rotorique rend la structure du rotor simple. Pourtant, ces machines nécessitent un circuit magnétique important ce qui augmente leur masse. Il convient de mentionner que plusieurs travaux de recherche s'inscrivent dans le cadre de la résolution des problèmes liés à la production de l'électricité en utilisant des systèmes fonctionnant à une vitesse de rotation lente.

2.2.2.4 Les machines à courant continu

Les machines à courant continu existent en deux versions, celles à stator bobiné ou celles à aimants permanents. Ces machines transmettent la puissance électrique à travers un ensemble collecteur-balais caractérisé par une courte durée de vie par rapport à celle d'une éolienne.

La comparaison des différents types de machines nous a permis de déduire que la MSAP présente des avantages de fiabilité et d'économie par rapport aux autres types de machines et aussi par rapport à la machine synchrone classique. Elle a reçu beaucoup plus d'attention dans les SCE grâce à :

- La durée de vie qui est importante,
- La souplesse d'utilisation,
- L'absence des ballais (pour circuit d'excitation)
- Le rendement élevé (car les pertes cuivre dans le rotor disparaissent),

Aussi, on peut remarquer que pour le bobinage statorique, la production du champ magnétique est conditionnée par l'existence d'une source supplémentaire d'alimentation qui implique des pertes cuivre (donc le rendement est diminué), mais aussi des coûts supplémentaires pour la mise en service de cette source d'alimentation et de la consommation énergétique qui en découle. L'avantage du bobinage est la possibilité de variation du champ magnétique créé, qui est traduite par une capacité de variation de vitesse de la machine électrique dans une large gamme de vitesses. De plus, les aimants eux-mêmes représentent une source de champ puisqu'il n'y a pas besoin d'une source supplémentaire de courant, donc le rendement de la machine est amélioré.

Pour toutes les raisons précitées, dans le domaine des éoliennes, la préférence est portée sur les génératrices synchrones à aimants permanents. Dans ce chapitre, nous allons donner une description détaillée ainsi que le modèle dynamique de cette génératrice.

2.2.3 Types de raccordement au réseau

Dans les SCE, un raccordement direct de la génératrice au réseau signifie que celle-ci est raccordée directement au réseau électrique à courant alternatif (triphase en général). Un raccordement indirect au réseau indique que le courant produit par l'éolienne traverse une série de dispositifs électriques ajustant le courant de façon à correspondre à celui du réseau. Le raccordement direct de ces génératrices au réseau de distribution, dont la fréquence est fixe ($50Hz$), par une simple mise sous tension, est impossible (différemment au génératrices asynchrones). Par conséquent, cette connexion passe à travers deux convertisseurs de puissance : le premier fonctionne avec une fréquence variable et permet alors le fonctionnement à vitesse variable et le deuxième fonctionne à une fréquence fixe ($50Hz$) afin de rendre la connexion au réseau possible.

L'avantage principal d'un raccordement indirect au réseau est qu'il permet de faire fonctionner l'éolienne à une vitesse variable. Ainsi, il est possible d'augmenter la vitesse de rotation du rotor lors de rafales, tout en stockant l'énergie supplémentaire en forme d'énergie rotative. Cela requiert évidemment un système de contrôle très intelligent qui est en mesure de distinguer entre une vraie rafale et simplement des vitesses élevées du vent. De cette manière, on arrive à réduire le couple maximal ainsi que les charges de fatigue de la tour et des pales du rotor. Un autre avantage est la possibilité de contrôler la puissance réactive (contrôler le déphasage du courant par rapport à la tension dans le réseau de courant alternatif), améliorant ainsi la qualité de puissance du réseau électrique. Cela peut être très utile, surtout dans le cas d'une éolienne raccordée à un réseau électrique faible.

2.2.3.1 Systèmes éoliens à vitesse fixe

Dans les systèmes éoliens à vitesse fixe, il existe deux modes de fonctionnement des génératrices selon leur application.

Mode autonome

En mode autonome, Les éoliennes alimentent des charges isolées avec un ou plusieurs groupes électrogènes en appui. Pour ce mode, un système de stockage est nécessaire en cas d'absence de ces groupes, et bien évidemment en cas des vitesses de vent faibles. Les batteries sont utilisées pour le stockage d'énergie à long terme.

Mode réseau

Lorsque l'éolienne est connectée au réseau, la vitesse de rotation de la génératrice doit rester pratiquement proche de la vitesse de synchronisme pour permettre un fonctionnement stable. La fréquence du réseau impose la vitesse de rotation de la machine.

2.2.3.2 Systèmes éoliens à vitesse variable

Afin d'optimiser la puissance produite en fonction du vent, il est convenable de régler la vitesse de rotation de l'éolienne. Le principe repose sur la réalisation d'une génératrice qui fonctionne à fréquence fixe et vitesse variable. La génératrice à vitesse variable garantit un fonctionnement dans une large gamme des vitesses de vent et donc de récupérer un maximum de la puissance. Dans le cas de la vitesse variable, on effectue la régulation du système afin que pour toute vitesse de vent, l'éolienne fonctionne à la puissance maximale correspondante, c'est le principe du Maximum Power Point Tracking (MPPT).

Principalement, les systèmes à vitesse variable fonctionnent en mode réseau et nécessitent des convertisseurs de fréquence qui ramènent la fréquence variable du courant généré à celle du réseau.

Les convertisseurs de fréquence

Dans le cas des SCE à vitesse variable, la fréquence et l'amplitude de la tension, en sortie de la génératrice, sont variables. Afin de les ramener à celles fixes du réseau, on utilise des convertisseurs de puissance agissant comme des convertisseurs de fréquence, installés entre la génératrice et le réseau. Les convertisseurs règlent la fréquence du courant ou de la tension, transforment les signaux (courant ou tension) alternatifs en signaux continus et les filtrent dans le but de rendre la connexion au réseau possible. La génératrice ainsi équipée, peut subir les rafales, et réduire les sollicitations mécaniques.

2.3 Aérodynamiques de la turbine éolienne

L'évolution de la puissance générée par la turbine en fonction de la vitesse de cette dernière pour différentes vitesses de vent est représentée dans la figure 2.3. L'expression de cette puissance est donnée par l'équation 2.7.

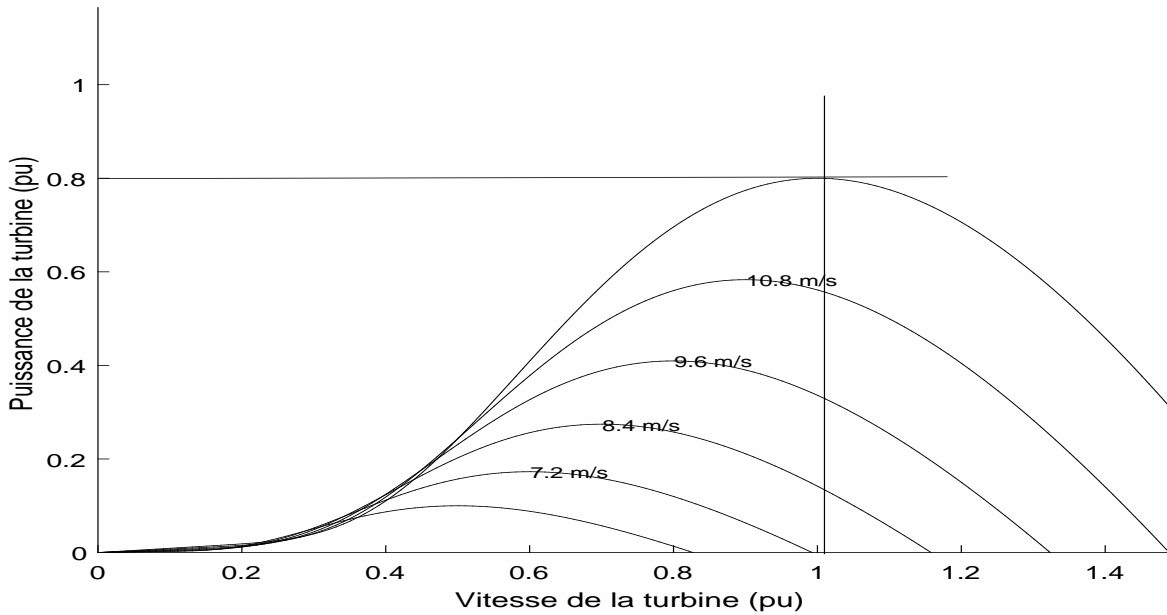


FIGURE 2.3 – Puissance de la turbine

2.3.1 Puissance éolienne

Dans tout SCE, le rôle de la turbine est d'exploiter l'énergie cinétique du vent et de la transformer en énergie mécanique faisant tourner une génératrice électrique. Selon la deuxième loi de mouvement de Newton, l'énergie cinétique d'un objet est l'énergie que cet objet possède lorsqu'il est en mouvement :

$$E_c = \frac{1}{2}mv^2 \quad (2.1)$$

Avec :

m : La masse de l'objet

v : La vitesse de l'objet

Si l'objet en mouvement est l'air, l'énergie cinétique de l'air en mouvement (vent) peut être calculée d'une manière similaire. Dans la figure 2.4, la masse d'air traversant un anneau est [El-Sharkawi 2016] :

$$m = v\delta \quad (2.2)$$

Avec :

δ : La densité de l'air

v : Le volume de l'air traversant un anneau

Le volume de l'air traversant l'anneau est la surface de l'anneau multipliée par la longueur de la colonne d'air :

$$v = Sd \quad (2.3)$$

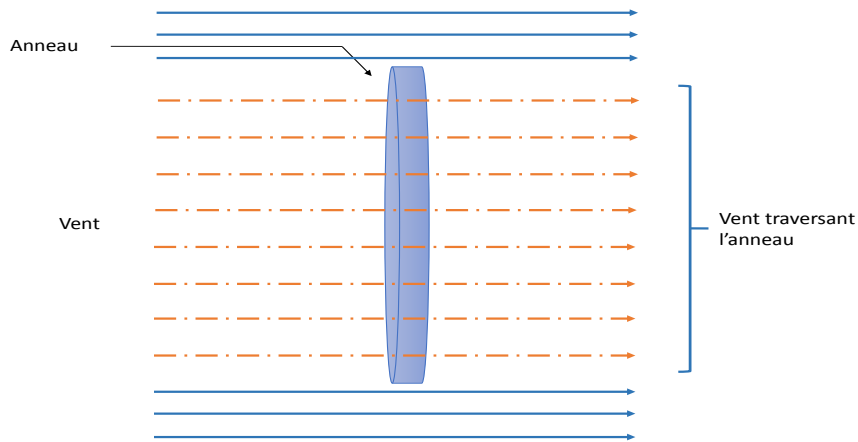


FIGURE 2.4 – Le vent traversant un anneau

Avec :

S : La surface de l'anneau

d : La longueur de la colonne d'air qui change avec le temps

la longueur de la colonne d'air dépend de la vitesse du vent et du temps :

$$d = vt \quad (2.4)$$

Avec :

t : Le temps

v : La vitesse du vent

Par conséquent, la masse d'air traversant l'anneau pendant un temps donné est :

$$m = Sv\delta t \quad (2.5)$$

En remplaçant la masse dans l'équation 2.1 on obtient :

$$E_c = \frac{1}{2}S\delta tv^3 \quad (2.6)$$

Comme l'énergie est la puissance multipliée par le temps, la puissance éolienne P_v en Watt est [M. Druga 2010] :

$$P_v = \frac{E_c}{t} = \frac{1}{2}S\delta v^3 \quad (2.7)$$

2.3.2 Densité de la puissance

Notant que l'énergie cinétique et la puissance du vent sont proportionnelles au cube de la vitesse du vent, si la vitesse du vent augmente de seulement 10%, l'énergie cinétique du

vent augmente de 33,1%. Parce que à un instant donné l'énergie cinétique peut s'écrire sous la forme d'une constante C multipliée par le cube de la vitesse :

$$E_c = C.v^3$$

Alors si la vitesse varie de 10% sa valeur, cette expression devient :

$$E_c + \Delta E_c = C.(v + \Delta v)^3$$

$$E_c + \Delta E_c = C.(v + 0.1v)^3$$

$$E_c + \Delta E_c = C.v^3(1.1)^3$$

$$E_c + \Delta E_c = C.v^3 1.331$$

$$E_c + \Delta E_c = C.v^3(1 + 0.331)$$

$$E_c + \Delta E_c = E_c + 0.331E_c$$

De l'équation 2.7, la densité de la puissance du vent peut être écrite comme suit :

$$\rho = \frac{P_v}{S} = \frac{1}{2}\delta v^3 \quad (2.8)$$

La densité de la puissance du vent est utilisée souvent pour évaluer le potentiel de production de l'énergie électrique des sites.

2.3.3 Vitesse spécifique de la turbine

La figure 2.5 montre une vue frontale de la pale rotative. La vitesse linéaire à l'extrémité de la pale est notée par V_{sp} , qui est fonction de la vitesse angulaire de la pale ω et la longueur de la pale r .

$$V_{sp} = \omega r = 2\pi N r \quad (2.9)$$

Avec :

N : Le nombre de tour du pale en une seconde

r : La longueur du pale

Ainsi, le nombre de tours effectués par la pale en une seconde est donné par :

$$N = \frac{V_{sp}}{2\pi r} \quad (2.10)$$

La turbine est souvent conçue de telle sorte à avoir une vitesse à l'extrémité des pales plus rapide que la vitesse du vent afin de permettre la génération de l'électricité même à des vitesses de vent faibles. Cependant, une vitesse élevée à l'extrémité produit généralement un bruit audible. Dans la plupart des conceptions de turbines, cette vitesse est limitée à environ 80m/s dans les zones soumises à des restrictions de bruit. Le rapport entre la vitesse V_{sp} et la vitesse du vent V_v est connu par " la vitesse spécifique " notée λ [El-Sharkawi 2016] :

$$\lambda = \frac{V_{sp}}{V_v} = \frac{\Omega R}{V_v} \quad (2.11)$$

La vitesse spécifique λ permet une mesure plus facile du coefficient de performance vu qu'elle s'appuie simplement sur la mesure de la vitesse du vent au niveau de la turbine. Les turbines modernes ont une gamme de λ d'environ 5 – 10.

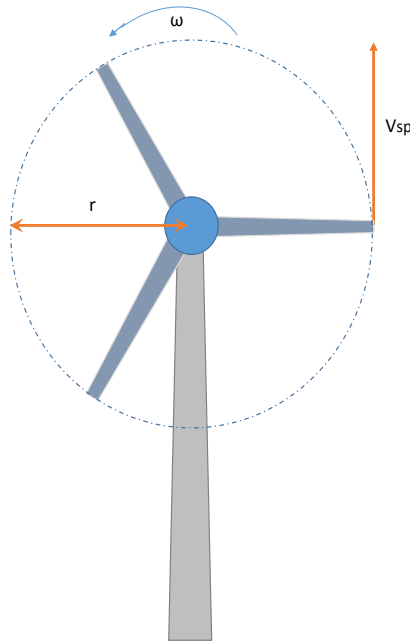


FIGURE 2.5 – Vitesse spécifique

2.3.4 Coefficient de performance

Le coefficient de performance de la turbine est défini comme le rapport entre la puissance de la turbine et la puissance du vent. On définit le rapport de vitesse du vent γ par le rapport entre la vitesse du vent en aval et celle en amont :

$$\lambda = \frac{V_{av}}{V_{am}} \quad (2.12)$$

Selon la théorie de la conservation de la vitesse linéaire, on considère que la vitesse du vent à la pale est la moyenne de V_{av} et V_{am} . $V = \frac{V_{av} + V_{am}}{2}$

Aussi l'énergie cinétique dans la pale s'écrit : $E_{cp} = \frac{1}{2}mV_{av}^2 - \frac{1}{2}mV_{am}^2$

On déduit alors l'expression de la puissance de la turbine exprimée dans l'équation 2.13 en fonction de la vitesse spécifique λ :

$$P_t = \frac{1}{4}\delta S V_{av}^3 (1 + \lambda)(1 - \lambda^2) \quad (2.13)$$

Par conséquent, le coefficient de performance est :

$$C_p = \frac{P_t}{P_v} \quad (2.14)$$

$$C_p(\lambda) = \frac{1}{2}(1 + \lambda)(1 - \lambda^2) \quad (2.15)$$

Le maximum de ce coefficient s'obtient en résolvant l'équation suivante :

$$\frac{\partial C_p(\lambda)}{\partial \lambda} = \frac{1}{2}(1 - 2\lambda - 3\lambda^2) = 0 \quad (2.16)$$

$$\lambda_{max} = \frac{1}{3} \quad (2.17)$$

Ce résultat nous permet de calculer la valeur maximale du coefficient de performance [KALA 2016] :

$$C_{pmax} = \frac{1}{2}(1 + \lambda_{max})(1 - \lambda_{max}^2) = 0.593 \quad (2.18)$$

Cette valeur du maximum de C_p est connue par "la limite de Betz" [Infield D 2013]. Il s'agit d'un maximum théorique développé par Albert Betz en 1920. Cette limite montre que les turbines éoliennes peuvent capturer jusqu'à 59,3% de l'énergie du vent si la vitesse du vent en aval est d'un tiers de la vitesse en amont.

Chaque turbine éolienne se dispose de son propre coefficient de performance, la turbine utilisée dans ce travail est représentée par l'équation suivante [Heier 1998] :

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_i}} + 0,0068\lambda \quad (2.19)$$

Avec :

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{1 + \beta^3} \quad (2.20)$$

Les caractéristiques C_p - λ , pour différentes valeurs de l'angle d'orientation des pales β , sont illustrées dans la figure 2.6. La valeur maximale de C_p ($C_{pmax} = 0,48$) est atteinte pour $\beta = 0$ degré et pour $\lambda = 8,1$. Cette valeur particulière de λ est définie comme la valeur optimale λ_{opt} .

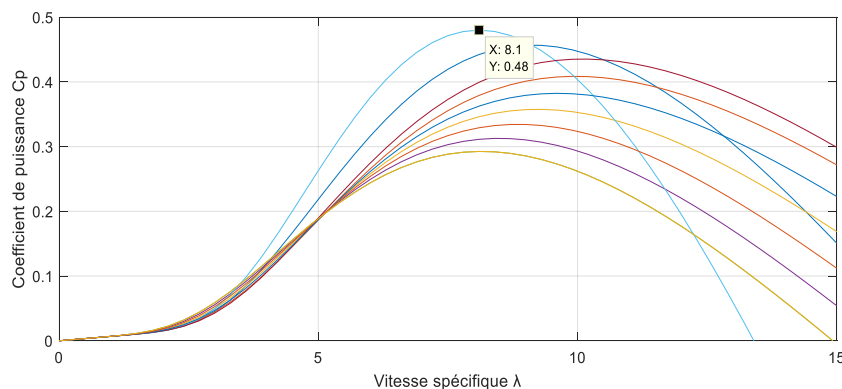


FIGURE 2.6 – Coefficient de performance $C_p(\lambda, \beta)$

2.3.5 Modélisation du multiplicateur de vitesse

Le multiplicateur de vitesse, qui relie l'arbre lent de la turbine à l'arbre rapide qui entraîne la génératrice, a pour but d'adapter la vitesse de la turbine à celle que nécessite la génératrice. Les multiplicateurs utilisés comportent généralement deux à trois trains d'engrenages épicycloïdaux permettant d'obtenir des rapports élevés de multiplication (de 50% à 100%).

Le multiplicateur de vitesse est modélisé en utilisant un gain en couple et en vitesse correspondant au rapport de multiplication :

$$\begin{cases} \Omega_t = \frac{1}{G}\Omega_{mec} \\ C_{mec} = \frac{1}{G}C_t \end{cases} \quad (2.21)$$

Avec :

Ω_{mec} : la vitesse mécanique du rotor de la génératrice

C_{mec} : le couple issu du multiplicateur et appliqué à l'arbre de la génératrice

Ω_t : la vitesse mécanique de la turbine

C_t : Couple de la turbine

G : Rapport des vitesses turbine-générateur

2.3.6 Modèle de l'arbre mécanique

2.3.6.1 Modèle à deux moments d'inertie

Dans cette partie, nous considérons le modèle d'arbre d'entraînement à deux moments d'inertie. Ce modèle est le plus proche du modèle réel vu qu'il permet l'intégration du concept de torsion de l'arbre mécanique. Les équations différentielle gouvernant les dynamiques mécaniques de ce modèle sont données par les équations suivantes [C. N. Bhende 2011] :

$$2H_t \frac{d\omega_t}{dt} = C_t - C_{sh} \quad (2.22)$$

Avec :

H_t : La constante d'inertie de la turbine

ω_t : Vitesse angulaire de la turbine exprimée en valeur réduite

C_{sh} : Couple à l'arbre (shaft)

$$\frac{1}{W_{elb}} \frac{d\theta_{sh}}{dt} = \omega_t - \omega_g \quad (2.23)$$

Avec :

W_{elb} : Vitesse électrique de base en (rad/s)

θ_{sh} : Angle de torsion de l'arbre

ω_g : Vitesse du rotor de la GSAP exprimée en valeur réduite

$$2H_g \frac{d\omega_g}{dt} = C_{sh} - C_g \quad (2.24)$$

Avec :

H_g : La constante d'inertie de la GSAP

Le couple à l'arbre C_{sh} est :

$$C_{sh} = K_{sh}\theta_{sh} + D_t \frac{d\theta_{sh}}{dt} \quad (2.25)$$

Avec :

D_t : Coefficient d'amortissement

K_{sh} : Coefficient de la raideur de l'arbre

Notant que les couples et les vitesses angulaires, qui figurent dans les équations précédentes, sont exprimées en valeurs réduites.

Pour les simulations, nous n'avons pas retenu le modèle à deux moments d'inertie vu que sa consommation en temps de calcul est exorbitante.

2.3.6.2 Modèle à un moment d'inertie

La partie mécanique du SCE est constituée des pales, d'un arbre à basse vitesse de la turbine, d'un multiplicateur de gain G et d'un arbre à haute vitesse du rotor de la génératrice.

La masse des pales et la masse du rotor de la turbine sont reportées sur l'arbre de la turbine sous forme d'une inertie J_t . L'inertie totale J est constituée de l'inertie de la turbine J_t ramenée sur l'axe rapide et de l'inertie de l'arbre de la génératrice J_g .

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (2.26)$$

Afin d'établir l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple total appliqué au rotor de la génératrice, on applique l'équation fondamentale de la dynamique :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} - C_{em} - f\Omega_{mec} \quad (2.27)$$

Avec :

C_{em} : le couple électromagnétique produit par la génératrice.

$f\Omega_{mec}$: le couple des frottements visqueux.

À partir de toutes les équations précédentes décrivant les sous-systèmes de la turbine éolienne, une représentation globale, utilisant toutes les grandeurs qui interviennent dans le fonctionnement de la turbine, est donnée par la figure 2.7.

Ce modèle montre que la vitesse de rotation de la turbine peut être contrôlée soit par action sur l'angle d'orientation des pales ou par action sur le couple électromagnétique de la génératrice.

2.3.7 Modélisation du système d'orientation des pales

Le système d'orientation des pales consiste à varier l'angle de calage β au cours du fonctionnement de l'éolienne afin de lui permettre de s'adapter aux différents profils de

vitesses du vent.

Pour ajuster la portance des pales afin de limiter la puissance extraite du vent à une valeur inférieure à sa valeur nominale, le système d'orientation des pales génère un angle de calage β qui suit sa valeur de référence β_{ref} issue de la commande. La dynamique de l'actionneur du dispositif de commande appelé "pitch control" est décrite de manière simplifiée, dans la plupart des travaux de recherche, par la fonction de transfert du premier ordre suivante :

$$\beta = \frac{K_\beta}{1 + T_\beta \cdot s} \beta_{ref} \quad (2.28)$$

La valeur de β_{ref} est donnée par un simple régulateur PI dont les entrées sont la puissance nominale et celle mesurée.

Avec :

T_β : constante du temps de l'actionneur du système d'orientation des pales.

K_β : le gain statique de l'actionneur

En pratique, et en raison des contraintes mécaniques exercées sur les pales, la vitesse de variation de l'angle de calage $\frac{d\beta}{dt}$ est généralement limitée par la commande du système à environ $\pm 10^\circ/s$ lors d'un fonctionnement normal et à $\pm 20^\circ/s$ pour des cas d'urgence. La régulation de l'angle de calage doit être modélisée de telle sorte à générer aussi une référence de la vitesse de variation de l'angle β .

2.3.8 Modèle global de la turbine éolienne

En général, on peut simplifier la modélisation de la turbine éolienne par le système d'équations suivant [Heier 1998] :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_t = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R^2 v^3 \\ C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{\frac{-21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \\ \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{1 + \beta^3} \\ \lambda = \frac{R\Omega_t}{v} \\ J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} - C_{em} - f\Omega_{mec} \end{array} \right. \quad (2.29)$$

Le modèle simplifié de la turbine éolienne avec son système d'orientation des pales est donné par la figure suivante :

2.4 Modélisation de la GSAP

2.4.1 Introduction

La machine synchrone est la machine la plus populaire utilisée pour produire de l'électricité dans les centrales électriques [H. Polinder 2006]. En effet, la production d'énergie électrique actuelle, réalisée très largement par des groupes tournants comprenant des machines synchrones, consomme le tiers de l'énergie primaire mondiale et les moteurs électriques en convertissent une part importante (environ deux tiers dans les applications industrielles).

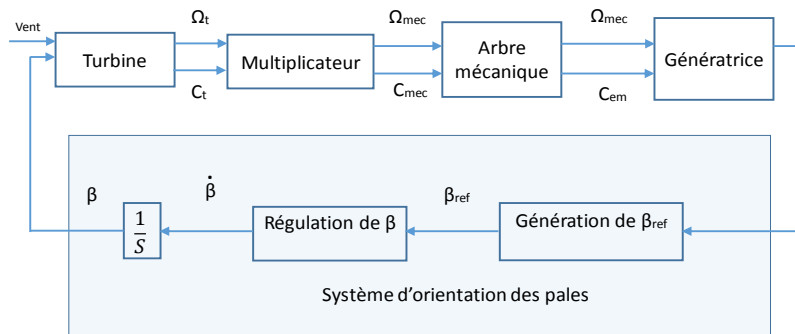


FIGURE 2.7 – Modèle de la turbine éolienne avec le système d'orientation des pales

Généralement, la machine synchrone a un circuit d'excitation connecté au rotor [Babu 2013]. Pour les génératrices de petite taille, la magnétisation est assurée par un aimant permanent, ce qui permet une conception plus économique. Cette conception est valable pour les machines qui ne subissent pas de piques de courant pouvant démagnétiser le rotor [Chan 2007]. Lorsque le rotor est en mouvement, les aimants génèrent un champ magnétique tournant dans le stator. Ce champ magnétique circule à travers les trois bobinages induisant une tension alternative dans ceux-ci. Les tensions présentes des trois bobinages vont constituer un système triphasé synchrone avec la vitesse de rotation du rotor.

Dans de meilleures conceptions, le rotor est fait de matériau magnétique permanent tel que le samarium-cobalt pour produire des champs magnétiques plus forts. Un avantage important des génératrices construites avec ces matériaux est leur rapport puissance/volume élevé qui les rend petites en taille et en poids. Ce matériau magnétique permanent permet aux concepteurs de construire des génératrices d'une puissance allant jusqu'à $1.0MW$. Un autre avantage est que ce type d'aimant permanent ne peut pas être facilement démagnétisé. En raison de ces avantages, la génératrice synchrone à aimant permanent est largement utilisée dans les SCE [SM. Muyeen 2007].

Pour la production de haute puissance, le champ de la génératrice est créé électriquement, ce qui permet de produire une forte intensité de flux, ceci permet également de contrôler la tension et la puissance réactive de la génératrice. Ce type est utilisé dans les centrales électriques classiques et certaines grandes éoliennes.

2.4.2 Classification des génératrices synchrones

Il existe deux types de génératrices synchrones : les génératrices synchrones à rotor cylindrique et celles à pôle saillant. Avec un rotor cylindrique, l'entrefer entre le stator et le rotor est toujours constant. Pour le rotor saillant, présenté dans la figure 2.9, l'entrefer entre n'importe quel point sur la surface du stator et le rotor change en fonction de la position du

rotor. Le type de rotor cylindrique convient aux applications à grande vitesse telles que les centrales thermiques par contre, le rotor à pôle saillant est plus adapté aux applications à faible vitesse telles que les centrales hydroélectriques et les SCE.

Les axes des enroulements de la GSAP sont illustrés dans la figure 2.8. Les axes a , b et c correspondent aux enroulements du stator. Ces axes sont fixes. L'axe d (axe direct) est aligné sur le flux du rotor qui tourne à la vitesse du rotor. L'axe q (axe en quadrature) est à 90° de l'axe direct et tourne également à la vitesse du rotor. L'angle θ entre l'axe de la phase a et l'axe d évolue avec le temps en fonction de la vitesse du rotor.

$$\theta = \omega t \quad (2.30)$$

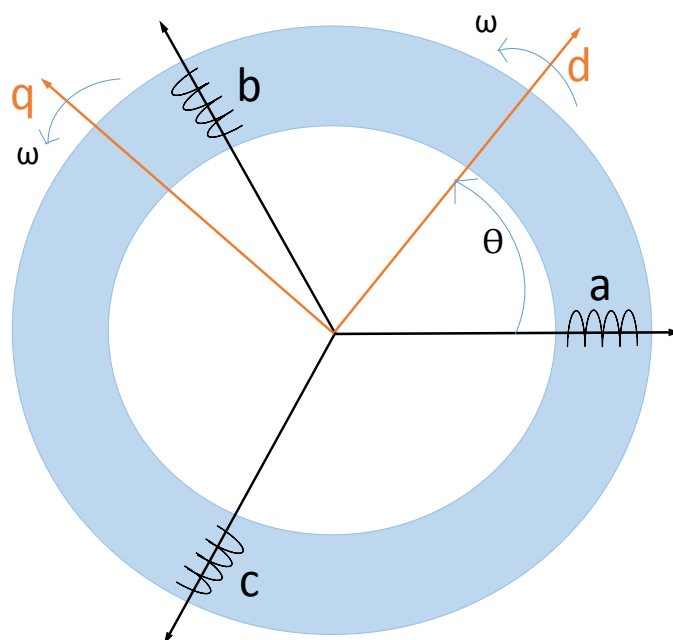


FIGURE 2.8 – Représentation des axes de la GSAP

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [Hong-Woo Kim 2010]. On note :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (2.31)$$

2.4.3 Description de la GSAP

La génératrice synchrone à aimant permanent est constituée d'un stator et d'un rotor [Shehata 2017], comme présenté dans la figure 2.9. Le stator se compose d'un bobinage qui est alimenté en triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence

d'alimentation, le rotor comporte un champ magnétique produit par des aimants permanents.

Lorsqu'une éolienne fait tourner la génératrice synchrone, le champ magnétique traverse le rotor, induisant ainsi des tensions sinusoïdales à travers le stator. Comme les trois enroulements du stator sont équidistants les uns des autres, les tensions induites à travers les enroulements de phase sont décalées de 120° les unes par rapport aux autres, comme le montre la figure 2.8.

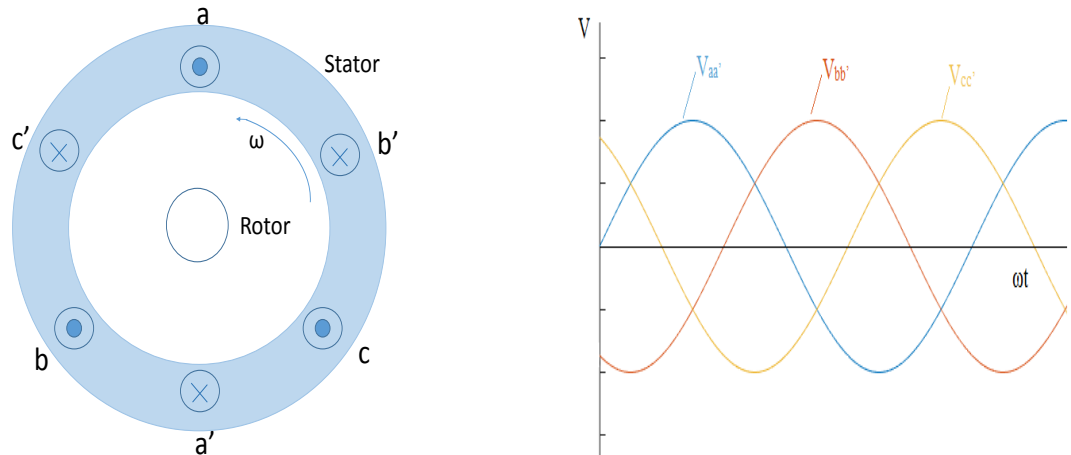


FIGURE 2.9 – Principaux composants et tension triphasée induite dans l'enroulement du stator

La fréquence de la tension induite dépend de la vitesse du rotor. La relation entre la vitesse du champ magnétique et la fréquence de la tension induite est donnée par l'expression suivante [El-Sharkawi 2016] :

$$N = 60 \frac{f}{p} \quad (2.32)$$

2.4.4 Modélisation de la GSAP

La modélisation de la GSAP repose sur les paramètres électriques et mécaniques (Le moment d'inertie, le frottement visqueux, les résistances et les inductances, le flux d'excitation des aimants,...) décrivant les phénomènes électromécaniques et électromagnétiques. On considère les hypothèses suivantes :

- **Premier harmonique** : Dans l'entrefer, en fonction de la variable d'espace, le champ magnétique a une distribution sinusoïdale.
- **Linéarité** : Les flux sont proportionnels aux courants qui les ont créés.
- **Symétrie** : Les enroulements triphasés sont identiques et décalés dans l'espace d'un angle électrique de $\frac{2\pi}{3}$.
- **Hypothèses classiques** : Pour assurer une simplicité dans la modélisation et une bonne efficacité on néglige l'effet de peau, l'hystérésis, les courants de Foucault, etc.

2.4.4.1 Les équations électriques de la GSAP

En respectant ces hypothèses et en se basant sur la figure 2.9, nous pouvons donner, dans ce qui suit, la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent [C. N. Bhende 2011], retenue dans le continu de nos travaux. En utilisant la notation matricielle, les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator s'écrivent :

- **Expression des tensions statoriques :**

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (2.33)$$

- **Expression des flux statoriques :**

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [\phi_{sf}] \quad (2.34)$$

Avec :

Le vecteur des tensions statoriques : $[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$

Le vecteur des courants statoriques : $[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$

Le vecteur des flux statoriques : $[\phi_s] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$

La matrice résistance du stator : $[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$

La matrice inductance du stator : $[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$

Dans ces équations : M_{ab} est l'inductance mutuelle entre les enroulements de la phase a et la phase b .

M_{ac} est l'inductance mutuelle entre les enroulements de la phase a et la phase c .

M_{bc} est l'inductance mutuelle entre les enroulements de la phase b et la phase c .

Cette matrice s'écrit en fonction de la position du rotor :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{1s} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & l_{1s} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta) \\ -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta) & l_{1s} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Le vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique est :

$$[\phi_{sf}] = [\phi_{af} \ \phi_{bf} \ \phi_{cf}]^T$$

L'étude analytique du comportement des équations précédentes est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. La complexité des matrices introduites dans ces équations vient du référentiel fixe considéré. Alors si on bascule vers le référentiel tournant, nous obtenons une matrice d'inductance moins dépendante de la position du rotor. Pour simplifier ces équations et par conséquent la modélisation de la machine synchrone, nous utilisons la transformation de Park afin de passer au référentiel dq .

Physiquement, l'application de la transformation de Park (appelée souvent transformation à deux axes) à la machine synchrone, correspond à une transformation des trois bobines statoriques en deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations en termes de force électromotrice (f.e.m), de flux et de couple.

On définit la même matrice de transformation pour les courants, les tensions et les flux. Elle est orthogonale et conserve l'invariance de la puissance. De plus, elle prend en considération l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé abc au système biphasé dq est donnée par :

$$\begin{aligned} [V_{dq0}] &= [P][V_{abc}] \\ [i_{dq0}] &= [P][i_{abc}] \\ [\phi_{dq0}] &= [P][\phi_{abc}] \end{aligned}$$

Avec :

$[P]$ est la matrice de Park normalisée, donnée par [PARK], [X.Z. Liu] :

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

Le calcul de l'inverse est réalisé en introduisant la transformée de Park inverse. La matrice $[P^{-1}]$ s'écrit :

$$[P^{-1}] = [P^T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

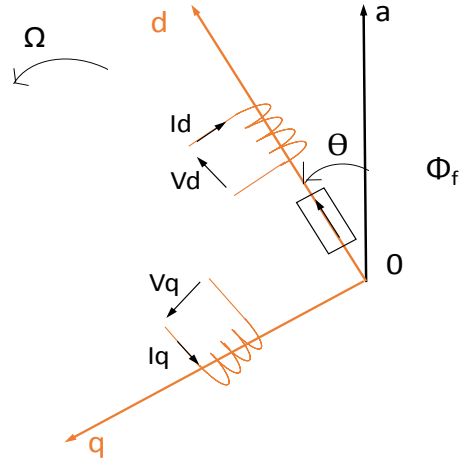
La figure 2.10 illustre la schématisation de la GSAP, biphasée équivalente qui résulte de la transformation de Park.

Nous reportons par la suite les transformations dans les expressions des flux et des tensions, Nous obtenons les expressions suivantes :

Les expressions des tensions [Sahm], [ABDESSEMED 2011] :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ v_q &= R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \omega \phi_d \end{aligned}$$

Les expressions des flux :

FIGURE 2.10 – Schéma équivalent de la GSAP dans le repère dq

$$\begin{aligned}\phi_d &= L_d i_d + \phi_{sf} \\ \phi_q &= L_q i_q\end{aligned}$$

En remplaçant les flux ϕ_d et ϕ_q par leurs expressions et en considérant la convention génératrice, on inverse le sens des courants i_d et i_q dans le repère de Park. Ainsi, le modèle de la GSAP obtenu s'écrit sous la forme :

$$v_d = -R_s i_d + L_q \omega_e i_q - L_d \frac{di_d}{dt}, \quad (2.35)$$

$$v_q = -R_s i_q - L_d \omega_e i_d - L_q \frac{di_q}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{sf} \omega_e, \quad (2.36)$$

2.4.4.2 Le couple électromagnétique

La production de l'énergie électrique à la sortie de la génératrice provoque un couple résistant dont l'expression est donnée par [Sahm], [ABDESSEMED 2011] :

$$C_e = -p \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \psi_f i_q + (L_q - L_d) i_d i_q \right). \quad (2.37)$$

Dans le cas de la génératrice à pôles lisses, pour laquelle $L_d = L_q$, cette expression se simplifie en :

$$C_e = -p \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \psi_f i_q \right) \quad (2.38)$$

2.4.5 Modèle d'état non linéaire de la GSAP

Généralement, pour présenter un modèle d'état, on définit le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y [HANI 2003]. Ce modèle s'écrit alors sous la forme suivante :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.39)$$

$$y = Hx \quad (2.40)$$

Dans le cas de la GSAP, le vecteur d'entrée se constitue des tensions statoriques. Le vecteur d'état est une combinaison des grandeurs électriques (courants) et grandeurs mécaniques (vitesse et/ou position).

2.4.5.1 Modèle d'état dans le repère tournant (dq)

Le modèle non linéaire d'état dans le repère tournant dq peut être écrit sous la forme du système ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ \frac{-\omega L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} & \frac{\psi_f}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{-1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.41)$$

Avec :

$$x = [i_d \ i_q \ \omega \ \theta]^T, u = [v_d \ v_q]^T, y = [i_d \ i_q]^T, H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

2.4.5.2 Modèle d'état dans le repère fixe ($\alpha\beta$)

Le modèle d'état de la GSAP dans le repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator se déduit des équations électriques de la GSAP dans le repère dq . Dans le cas de la génératrice synchrone à pôles lisses il s'écrit :

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & 0 & \psi_f \sin(\theta_e) & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_s} & \psi_f \cos(\theta_e) & 0 \\ -\psi_f \sin(\theta_e) & -\psi_f \cos(\theta_e) & -f & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{-1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.43)$$

L'angle électrique θ_e qui désigne la position du rotor par rapport au stator est donné par :

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega \quad (2.44)$$

Dans la modélisation de la GSAP, nous avons retenu le repère tournant (dq) vu qu'il semble le plus convenable, parce que d'un côté, les paramètres de sa matrice de conversion sont fixes, contrairement au repère fixe ($\alpha\beta$) dont les paramètres dépendent de l'angle (θ_e). D'un autre côté, le repère tournant répond au problème d'anisotropie (Comportement de la machine varie selon l'axe considéré).

Selon le type du repère de référence considéré, la commande vectorielle se divise en trois variantes présentées dans la figure 2.11.

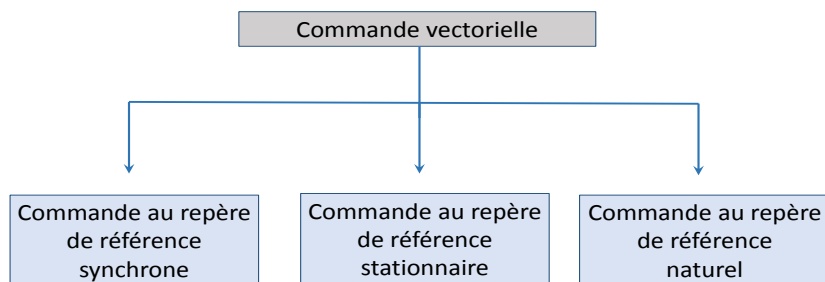


FIGURE 2.11 – Classification des stratégies de contrôle des convertisseurs côté réseau

- **Synchrone** : Il s’agit du repère tournant dq .
- **Stationnaire** : Il s’agit du repère fixe lié au stator.
- **Naturel** : C’est le repère tournant lié au rotor.

Dans ce qui suit, une comparaison de deux types de convertisseur AC/DC est exposée afin de justifier le choix d’un redresseur actif commandé par la CFO.

2.5 Conversion AC/DC/AC

Comme indiqué dans le chapitre précédent, les convertisseurs de fréquence sont des dispositifs primordiaux dans la chaîne de conversion éolienne à vitesse variable. Ils comprennent :

- **Convertisseur Alternatif/Continu ou redresseur** : On utilise un redresseur pour commander la génératrice afin d’extraire le maximum de la puissance produite. Cette maximisation est détaillée dans le chapitre 4 précisément dans l’analyse de la maximisation de la puissance générée par la GSAP.
- **Continu/Alternatif ou onduleur** : Il s’agit d’un convertisseur statique qui permet la connexion au réseau tout en ramenant la fréquence du courant et de la tension à la fréquence du réseau [Poler 2012].

Ces deux convertisseurs sont présentés dans la figure 2.12 suivante :

La chaîne de conversion éolienne étudiée dans ce travail est composée de deux convertisseurs couplés sur un bus continu commun. Ils sont bidirectionnels et constitués de transistors de puissance IGBT associés à des diodes en antiparallèle et commandés par modulation de largeur d’impulsions (MLI).

Le convertisseur côté génératrice permet de contrôler le couple et la vitesse de la machine afin d’extraire le maximum de la puissance. Le convertisseur côté réseau a pour rôle de réguler la tension du bus continu. Cette régulation assure l’échange de la puissance active entre le rotor et le réseau. Ce convertisseur est utilisé aussi pour fournir ou absorber de la

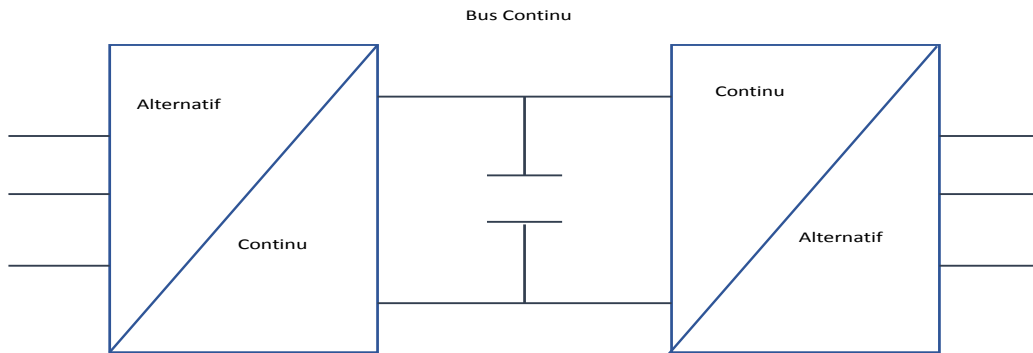


FIGURE 2.12 – Convertisseurs AC/DC/AC de fréquence

puissance réactive du réseau.

Les deux convertisseurs sont identiques et peuvent être utilisés aussi bien en mode onduleur qu'en mode redresseur. Nous nous intéressons dans ce travail à la modélisation du convertisseur de puissance côté réseau présenté dans la figure 2.13.

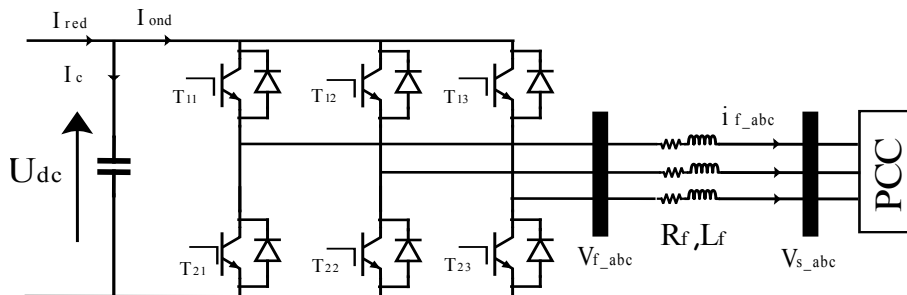


FIGURE 2.13 – Convertisseur de puissance côté réseau fonctionnant en mode onduleur

R_f et L_f représentent les paramètres du filtre.

Chaque ensemble transistor-diode est considéré comme un interrupteur parfait K_{ij} et tous les éléments passifs sont supposés linéaires et invariants. L'état de chaque interrupteur est quantifié par une fonction de connexion :

$$s_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur est ferme} \\ 0 & \text{si l'interrupteur est ouvert} \end{cases} \quad (2.45)$$

Avec $i = 1, 2$ et $j = 1, 2, 3$

TABLE 2.2 – Les tensions de l'onduleur selon les états des interrupteurs

s_{11}	s_{12}	s_{13}	s_{21}	s_{22}	s_{23}	v_{f_a}	v_{f_b}	v_{f_c}
0	0	0	1	1	1	0	0	0
0	0	1	1	1	0	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
0	1	0	1	0	1	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
0	1	1	1	0	0	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	0	0	0	1	1	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
1	0	1	0	1	0	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	0	0	0	1	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Le convertisseur associé à son système de commande est représenté donc par trois cellules de commutation dont les deux interrupteurs sont dans des états complémentaires :

$$s_{1j} + s_{2j} = 1, \forall j \in \{1, 2, 3\} \quad (2.46)$$

Les tensions composées modulées à l'entrée du convertisseur sont obtenues à partir des expressions suivantes :

$$\begin{aligned} v_{f_ab} &= (s_{11} - s_{12})U_{dc} \\ v_{f_bc} &= (s_{12} - s_{13})U_{dc} \\ v_{f_ac} &= (s_{11} - s_{13})U_{dc} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Les tensions simples modulées sont alors déduites des tensions composées selon les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} v_{f_a} &= \frac{2s_{11} - (s_{12} + s_{13})}{3}U_{dc} \\ v_{f_b} &= \frac{2s_{12} - (s_{11} + s_{13})}{3}U_{dc} \\ v_{f_c} &= \frac{2s_{13} - (s_{11} + s_{12})}{3}U_{dc} \end{aligned} \quad (2.48)$$

Les tensions modulées ont 5 valeurs ($-\frac{2}{3}U_{dc}$, $-\frac{1}{3}U_{dc}$, 0 , $\frac{1}{3}U_{dc}$, $\frac{2}{3}U_{dc}$) dont la durée dépend de l'instant d'ouverture et de fermeture des interrupteurs (tableau 2.2).

Le courant modulé i_{ond} est obtenu à partir du courant du filtre et des fonctions de connexion :

$$i_{ond} = s_{11}i_{f_a} + s_{12}i_{f_b} + s_{13}i_{f_c} \quad (2.49)$$

En appliquant la transformation de Park, les équations 2.48 et 2.49 deviennent comme suit :

$$\begin{aligned} v_{df} &= s_d U_{dc} \\ v_{qf} &= s_q U_{dc} \end{aligned} \quad (2.50)$$

et

$$i_{ond} = s_d i_{fd} + s_q i_{fq} \quad (2.51)$$

Avec (v_{fd}, i_{fd}) et (v_{fq}, i_{fq}) sont les composantes directe et en quadrature de la tension à l'entrée du filtre et du courant traversant le filtre de liaison.

2.6 Modélisation du filtre de liaison et du Bus Continu

2.6.1 Modélisation du filtre de liaison

La liaison au réseau électrique moyenne tension est réalisée via un filtre (L_f, R_f) et un transformateur élévateur. Dans ce travail, nous nous limitons à l'établissement du modèle équivalent du filtre de liaison.

Les tensions au point de raccordement avec le réseau sont données par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{aligned} v_{s_a} &= v_{f_a} - R_f i_{f_a} - L_f \frac{di_{f_a}}{dt} \\ v_{s_b} &= v_{f_b} - R_f i_{f_b} - L_f \frac{di_{f_b}}{dt} \\ v_{s_c} &= v_{f_c} - R_f i_{f_c} - L_f \frac{di_{f_c}}{dt} \end{aligned} \quad (2.52)$$

Avec :

v_{s_a} , v_{s_b} et v_{s_c} sont les tensions simples imposées par le réseau électrique.

i_{f_a} , i_{f_b} et i_{f_c} représentent les composantes du courant triphasées transitant entre le convertisseur et le réseau.

En appliquant la transformation de Park, le système d'équations 2.52 devient dans le repère tournant dq comme suit :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= v_{fd} - R_f i_{fd} - L_f \frac{di_{fd}}{dt} + L_f \omega_s i_{fq} \\ v_{sq} &= v_{fq} - R_f i_{fq} - L_f \frac{di_{fq}}{dt} - L_f \omega_s i_{fd} \end{aligned} \quad (2.53)$$

Par application de la transformée de Laplace sur les équations 2.53, on fait apparaître les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{i_{fd}}{v_{bd}} &= \frac{1}{R_f + L_f \cdot s} \\ \frac{i_{fq}}{v_{bq}} &= \frac{1}{R_f + L_f \cdot s} \end{aligned} \quad (2.54)$$

où les composantes directe et en quadrature de la tension aux bornes des éléments (L_f, R_f) du filtre sont définies par :

$$\begin{aligned} v_{bd} &= v_{sd} + v_{fd} + L_f \omega_s i_{fq} \\ v_{bq} &= v_{sq} + v_{fq} - L_f \omega_s i_{fd} \end{aligned} \quad (2.55)$$

2.6.2 Modélisation du bus continu

La tension du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{red} - i_{ond}) \quad (2.56)$$

Avec C est la capacité du bus continu et i_{red} et i_{ond} sont respectivement les courants modulés par le convertisseur côté génératrice et le convertisseur côté réseau.

Le bus continu est donc modélisé par un système ayant la tension U_{dc} comme sortie et les courants i_{mr} et i_{mf} comme entrées.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi les modèles dynamiques des différents constituants de la chaîne éolienne pour pouvoir réaliser les études présentées dans les chapitres suivants. La partie mécanique de la chaîne constituée des pales avec son système d'orientation, du multiplicateur reliant l'arbre lent de la turbine à l'arbre rapide de la génératrice, a été modélisée en tenant compte du coefficient de puissance qui dépend des caractéristiques aérodynamiques de la turbine et de la vitesse du vent. Pour l'élaboration des différentes stratégies de commande, nous avons établi le modèle de la génératrice dans le repère triphasé et biphasé. Nous avons aussi modélisé dans le repère de Park les convertisseurs d'électronique de puissance contrôlés par MLI, le bus continu et le filtre assurant la liaison de l'éolienne avec le réseau électrique.

Modélisation, simulation et commande de la chaîne éolienne

Sommaire

3.1	Introduction	38
3.2	Fonctionnement en mode ilôtage	38
3.2.1	Redresseur à diodes suivi d'un hacheur élévateur	39
3.2.2	Redresseur MLI avec commande à flux orienté	41
3.2.3	Comparaison des deux convertisseurs AC/DC	44
3.3	Fonctionnement en mode connecté au réseau	46
3.3.1	Stratégie de la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking)	46
3.3.2	Commande du convertisseur côté génératrice par le régulateur PI	48
3.3.3	Commande du convertisseur côté réseau	48
3.3.4	Boucle à verrouillage de phase	50
3.3.5	Synthèse de régulateur PI pour la boucle du courant direct i_d	52
3.3.6	Synthèse de régulateur PI pour boucle externe de tension du bus continu V_{DC}	54
3.4	Résultats de simulation et Discussion	55
3.5	Commande de la GSAP par mode de glissement	60
3.5.1	Le mode de glissement cas particulier de la CSV	60
3.5.2	Les types du régime glissant	61
3.5.3	Commande par mode de glissement	62
3.5.4	Application de la commande par mode de glissement à la GSAP	65
3.6	Contrôle du convertisseur côté génératrice avec CMG	69
3.6.1	Commande de la vitesse de rotation de la génératrice	69
3.6.2	Commande de la composante directe du courant	71
3.6.3	Commande de la composante en quadratique du courant	71
3.7	Théorème de stabilité	72
3.8	Contrôle du convertisseur côté réseau avec CMG	72
3.9	Résultats de simulation	75
3.9.1	Test de poursuite	75
3.9.2	Test de robustesse	79
3.10	Conclusion	80

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, en se basant sur des modèles décrits au chapitre précédent, le contrôle de l'ensemble de la chaîne de conversion éolienne sera détaillé. L'accent sera mis en particulier sur la commande des deux convertisseurs côté génératrice et côté réseau pour le cas du mode connecté au réseau et sur le convertisseur AC/DC pour le cas en mode îlotage.

La stratégie de commande sera focalisée sur la zone 2 de fonctionnement de l'éolienne dans la figure 3.1. Dans ce régime d'exploitation, la puissance maximale du vent doit être "capturée". Pour ce, il est nécessaire de se disposer d'un système de régulation de vitesse de la génératrice précis afin d'extraire le maximum de puissance, ce système est connu sous le nom "Maximum Power Point Tracking" (MPPT). Le contrôle du couple est rendu possible par ce système en agissant sur le convertisseur côté machine. Le contrôle de la puissance active et réactive injectées dans le réseau électrique dans le cas mode "connecté au réseau" ainsi que la régulation de la tension du bus continu sont assurés à travers le contrôle du convertisseur côté réseau. Dans ce chapitre nous allons présenter les différentes boucles de régulation pour les deux modes de fonctionnement en utilisant, dans un premier temps, le régulateur PI et par la suite, la commande par mode de glissement.

Puissance mécanique

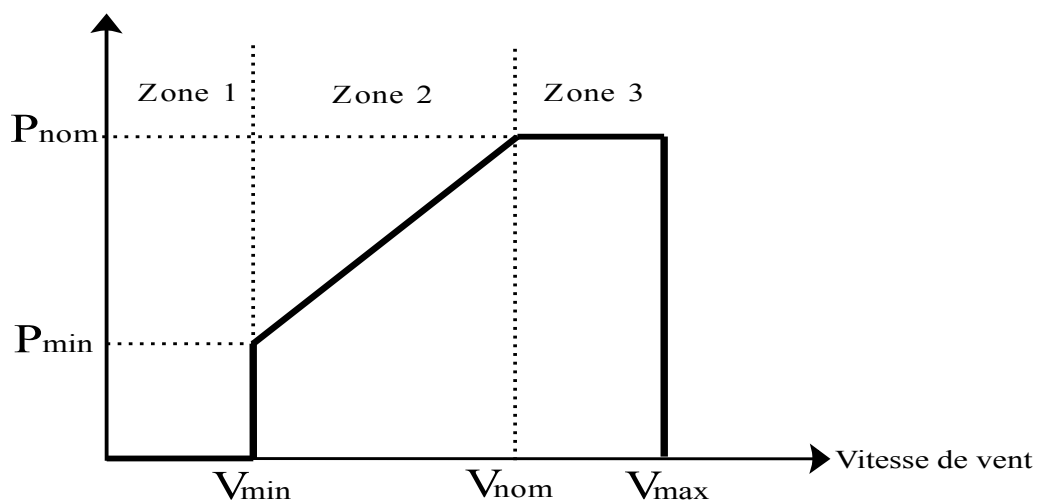


FIGURE 3.1 – Zones de fonctionnement de la turbine éolienne

3.2 Fonctionnement en mode îlotage

Dans notre thèse, la chaîne considérée dans l'élaboration de la stratégie de commande s'arrête à la charge DC donc, l'accent a été porté sur le convertisseur AC/DC. Dans ce cas, la génératrice délivre une tension de forme alternative d'amplitude et de fréquence variables alors que la sortie de la chaîne éolienne complète doit délivrer une tension continue de valeur fixe pour réaliser la charge d'une batterie ou alimenter une installation DC. Le système éolien produit une tension qui varie entre $0V$, lorsque la vitesse du vent est nulle, et une tension

maximale lorsque le système fonctionne dans les limites maximales. Il est plus convenable d'employer un convertisseur AC/DC élévateur de tension dont le rapport de conversion est variable afin de garantir une exploitation maximale du système. De ce fait, la tension du bus DC est sous forme d'une tension continue variable dont la valeur est supérieure à la tension générée par le système électrique constitué par la génératrice et le redresseur.

Les paramètres de la commande du convertisseur AC/DC sont issus des calculs de la stratégie globale du MPPT. La structure considérée a l'avantage de mettre en œuvre des convertisseurs à des composants semi-conducteurs de puissance (MOSFET, IGBT ...) qui peuvent fonctionner à des fréquences supérieures à 10KHz . Ils réalisent les fonctions de commutation commandée nécessaires dans les schémas de convertisseurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI). L'utilisation répandue de ces composants semi-conducteurs rend leur prix de plus en plus attractif. Dans l'approche adoptée, le convertisseur AC/DC permet de réaliser la fonction du MPPT. L'implémentation de ce redresseur élévateur peut être réalisée à travers deux solutions :

- Un redresseur à diodes suivi d'un hacheur élévateur,
- Un redresseur commandé par la CFO.

Dans le but de retenir une de ces deux solutions, une comparaison a été effectuée à travers leurs fonctionnalités, leurs niveaux de complexité et leurs efficacités énergétiques.

3.2.1 Redresseur à diodes suivi d'un hacheur élévateur

Le convertisseur AC/DC composé d'un redresseur à diodes triphasé associé à un hacheur est une solution moins dispendieuse. Ce convertisseur est illustré dans la figure 3.2.

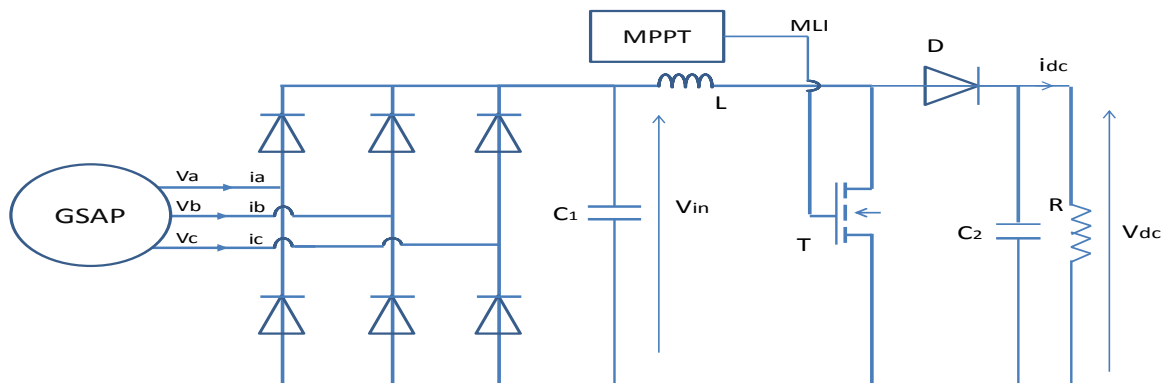


FIGURE 3.2 – Convertisseur AC/DC à pont de diodes triphasé suivi d'un hacheur élévateur

Le redresseur passif est un pont de six diodes commutant naturellement. Du fait que seulement deux diodes conduisent en même temps, la forme du courant à la sortie de la génératrice est discontinu.

Le boost ou le hacheur parallèle est constitué d'un interrupteur commandé T , d'une diode D et d'une inductance L . Il convertit la tension de sortie du redresseur à diodes V_{in} en une tension pour la charge V_{DC} . Il est piloté par un signal périodique avec la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui contrôle l'interrupteur d'alimentation T et donc la puissance délivrée à la charge. L'avantage de cette structure est la possibilité de contrôler la puissance fournie par la génératrice avec un simple signal MLI.

Le courant dans l'inductance L ne reprend jamais la valeur 0 et constitue un signal linéaire périodique variant entre une valeur minimale i_{min} et une valeur maximale i_{max} . Lorsque le transistor est fermé, le courant atteint sa valeur maximale :

$$i_{max} = i_{min} + \frac{V_{in}T_{ON}}{L} \quad (3.1)$$

Lorsque le transistor est ouvert, le courant diminue jusqu'à sa valeur minimale :

$$i_{min} = i_{max} - \frac{(V_{DC} - V_{in})(T1 - T_{ON})}{L} \quad (3.2)$$

$T1$ est la période du signal MLI et T_{ON} est la durée de fermeture du transistor T durant cette période.

En utilisant les deux équations précédentes, on déduit l'expression de la tensions V_{DC} :

$$V_{DC} = \frac{1}{1 - \alpha} V_{in} \quad (3.3)$$

α est le rapport cyclique de la MLI :

$$\alpha = \frac{T_{ON}}{T} \quad (3.4)$$

L'expression de la puissance délivrée à la sortie du hacheur est :

$$P = \frac{V_{DC}^2}{R} = \frac{V_{in}^2}{R(1 - \alpha)^2} \quad (3.5)$$

Par conséquent, le circuit du hacheur peut être considéré comme une charge résistive variable dont la valeur équivalente est :

$$R_{eq} = R/(1 - \alpha)^2 \quad (3.6)$$

La résistance équivalente est importante pour régler la puissance fournie à la charge, cette résistance spécifie le courant donné par la génératrice donc son couple résistant et sa vitesse de rotation. La puissance fournie à la charge peut alors être optimisée à travers le rapport cyclique.

La solution implémentant le redresseur à diodes triphasé présente l'avantage de simplicité et du faible coût. Pourtant, la réalisation d'une analyse de la maximisation de la puissance, fournie par la génératrice, et présentée dans le chapitre 4, nous conduit à déduire que la deuxième solution qui consiste à implémenter un redresseur actif contrôlé par une CFO, permet l'extraction d'une puissance maximale supérieure à celle fournie par cette première solution.

La comparaison des deux convertisseurs est détaillée dans ce qui suit.

3.2.2 Redresseur MLI avec commande à flux orienté

L'analyse de la maximisation de la puissance fournie par la génératrice permet de déduire que le redresseur actif contrôlé par une CFO [KIRAN] garantit l'extraction du maximum de la puissance remplissant ainsi l'objectif de la stratégie du MPPT [Y. Weizheng 2009]. Pour cela, nous avons utilisé un redresseur implémentant six commutateurs contrôlés via six signaux MLI comme le montre la figure 3.3.

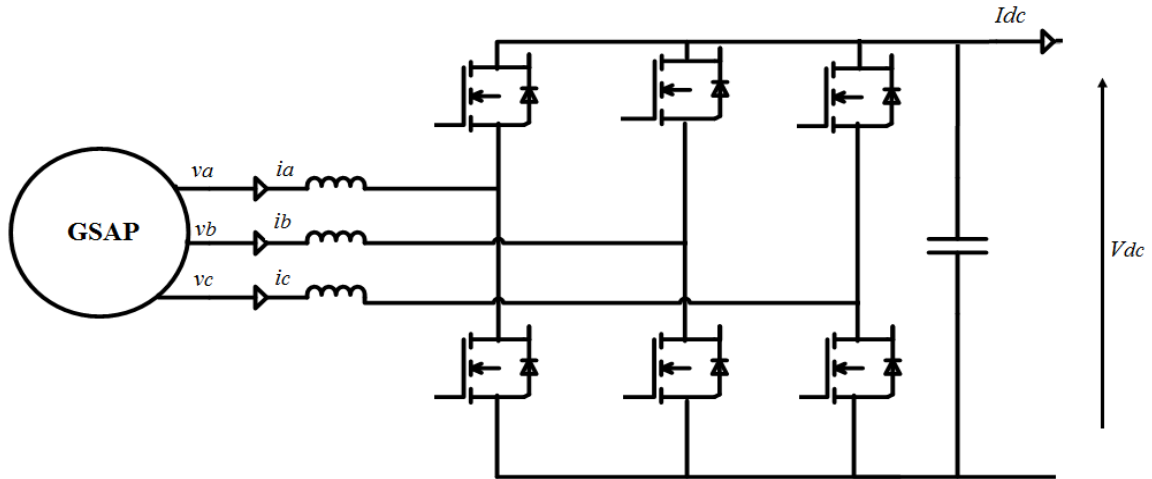


FIGURE 3.3 – Convertisseur AC/DC actif avec CFO

La structure de la CFO est illustrée dans la figure 3.4 [Merzoug 2008]. Cette commande consiste à forcer le courant i_d à zéro, en conséquence, le couple peut être facilement contrôlé à travers le courant i_q avec un coefficient de proportionnalité constant :

$$\psi_d = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{sf} \quad (3.7)$$

Le flux est un paramètre qui ne peut être ni mesuré ni estimé, cette commande permet alors une commande indirecte du flux.

$$C_e = -\sqrt{\frac{3}{2}} p \psi_{sf} i_q \quad (3.8)$$

Le modèle dynamique de la génératrice, présenté précédemment, donne les expressions des tensions et des courants nécessaires au découplage et à la direction du flux [Yan Y.].

Les valeurs des courants i_a , i_b et i_c sont obtenues par la mesure de deux courants, le troisième est déduit des deux autres d'après l'équation $i_a + i_b + i_c = 0A$. Par la suite, la transformée de Park est appliquée à ces courants afin d'obtenir leurs valeurs dans le référentiel dq . Pour annuler l'erreur entre les courants mesurés et les courants de référence i_{dref} et i_{qref} , on implémente les boucles de régulation des courants i_d et i_q . Ensuite, la transformée de Park inverse est appliquée pour calculer les tensions de référence V_{aref} , V_{bref} et V_{cref} qui contrôlent le redresseur actif. Nous utilisons des régulateurs PI (Proportionnel Intégral) [BOURLES 2012].

La figure 3.4, illustre la structure la CFO.

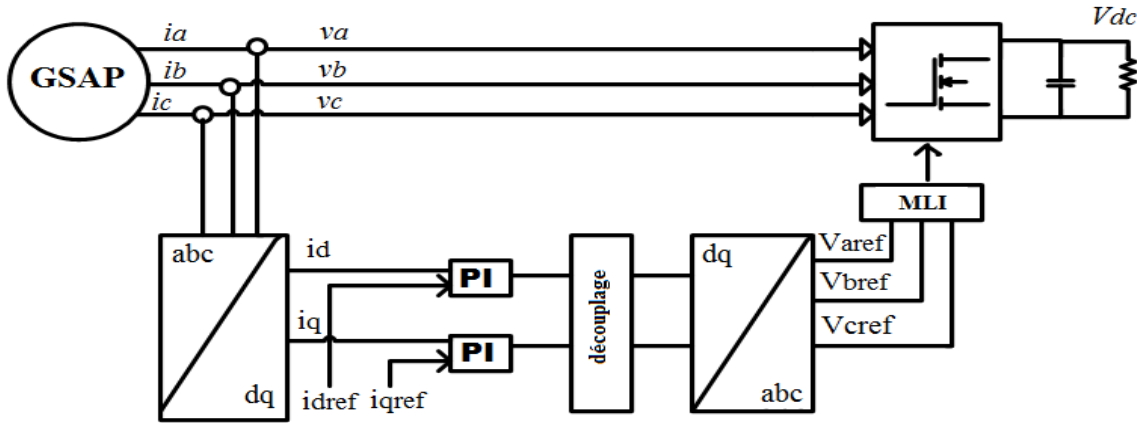


FIGURE 3.4 – Structure de la CFO

Découplage :

Les expressions des tensions V_d et V_q sont données par :

$$v_d = -R_s i_d + L_q \omega_e i_q - L_d \frac{di_d}{dt}, \quad (3.9)$$

$$v_q = -R_s i_q - L_d \omega_e i_d - L_q \frac{di_q}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{sf} \omega_e, \quad (3.10)$$

Ces expressions dépendent des deux courants i_d et i_q . L'objectif est de construire deux équations ne dépendant que d'un seul courant.

Pour cela on déduit les termes de couplages suivants :

- Dans la boucle de régulation du courant i_d : $\omega_e L_q i_q$
- Dans la boucle de régulation du courant i_q : $-\omega_e L_d i_d + \omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{sf}$

Par conséquent les expressions des tensions s'écrivent :

$$v_{d1} = -R_s i_d - L_d \frac{di_d}{dt} = v_d - \omega_e L_q i_q \quad (3.11)$$

$$v_{q1} = -R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} = v_q + \omega_e L_d i_d - \omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{sf} \quad (3.12)$$

Pour réobtenir v_d et v_q , ces deux boucles sont découplées de la façon suivante :

$$v_d = v_{d1} - v_{d2} \quad (3.13)$$

$$v_q = v_{q1} - v_{q2} \quad (3.14)$$

Dans lesquelles :

$$v_{d2} = -\omega_e L_q i_q \quad (3.15)$$

$$v_{q2} = \omega_e L_d i_d - \omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{sf} \quad (3.16)$$

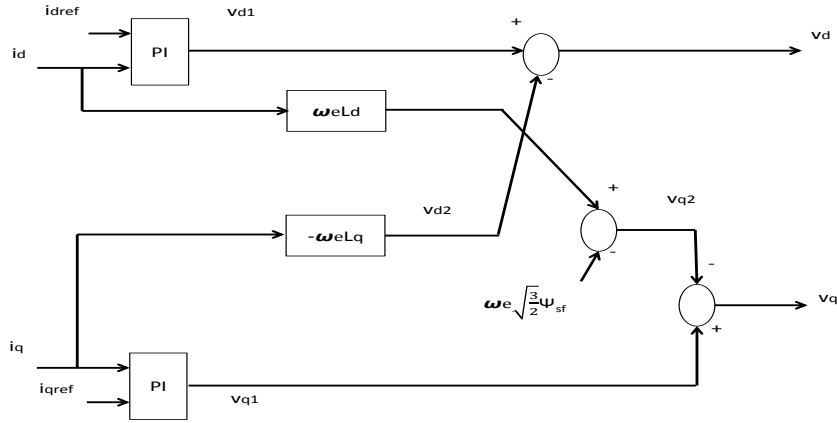


FIGURE 3.5 – Structure du découplage

La figure 3.5 illustre la structure interne du bloc découplage présenté par les équations précédentes.

Cette commande consiste en deux boucles de régulation du courant basées sur deux fonctions de transfert similaires dont la forme est donnée par :

$$G(s) = \frac{i}{v} = \frac{-1}{R + Ls}. \quad (3.17)$$

Ainsi :

$$i = \frac{-1}{R + Ls} \left(K_{pc} i - \frac{K_{ic}}{s} (i_{ref} - i) \right), \quad (3.18)$$

$$\frac{i}{i_{ref}} = \frac{\frac{K_{ic}}{L}}{s^2 + \frac{R + k_{pc}}{L} s + \frac{K_{ic}}{L}}. \quad (3.19)$$

Finalement, on déduit une équation de second ordre de la forme suivante :

$$\frac{i}{i_{ref}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (3.20)$$

Nous considérons les mêmes paramètres pour les deux courants i_d et i_q , les coefficients $K_{ic} = L\omega_n^2$ et $K_{pc} = 2\xi\omega_n L - R$ sont les mêmes pour les deux boucles de régulation [Blaschke 1972].

3.2.3 Comparaison des deux convertisseurs AC/DC

Afin de comparer les deux types de convertisseur AC/DC, nous avons considéré la vitesse du vent $12m/s$. Les figures 3.6, 3.7 et 3.8 présentent respectivement la puissance active (W) à la sortie de la génératrice, la vitesse du rotor (rad/s) et les couples mécanique (N.m) et électromagnétique (N.m).

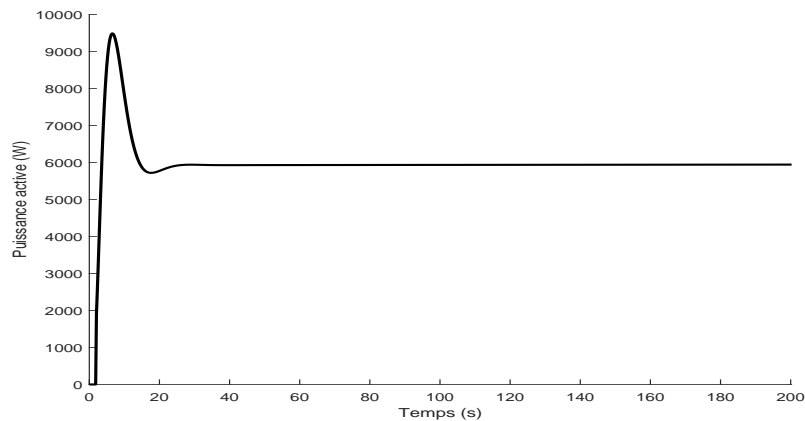


FIGURE 3.6 – Puissance de la génératrice à la vitesse du vent $12m/s$

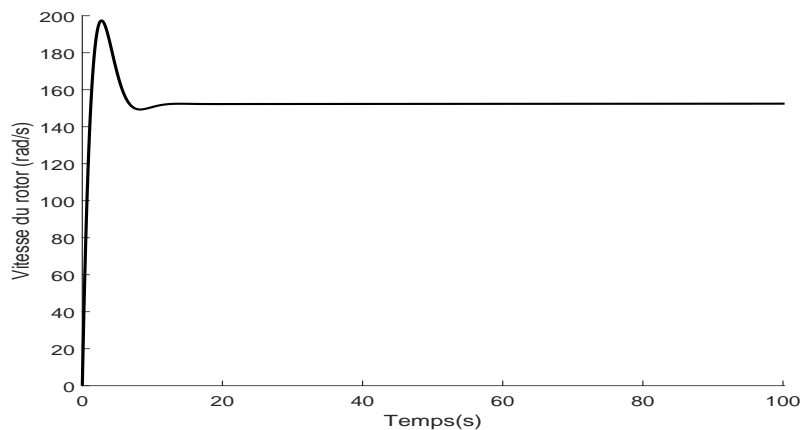


FIGURE 3.7 – Vitesse du rotor à la vitesse du vent $12m/s$

Les puissances générées à la sortie des deux convertisseurs sont présentées dans les figures 3.9 et 3.10, à la vitesse du vent de $12m/s$ et cela pour déduire le convertisseur qui permet l'extraction de la puissance maximale.

Pour plus de précision dans la comparaison des deux structures, nous avons établi le tableau 3.1 contenant les valeurs des puissances générées par ces deux structures pour différentes vitesses de vent.

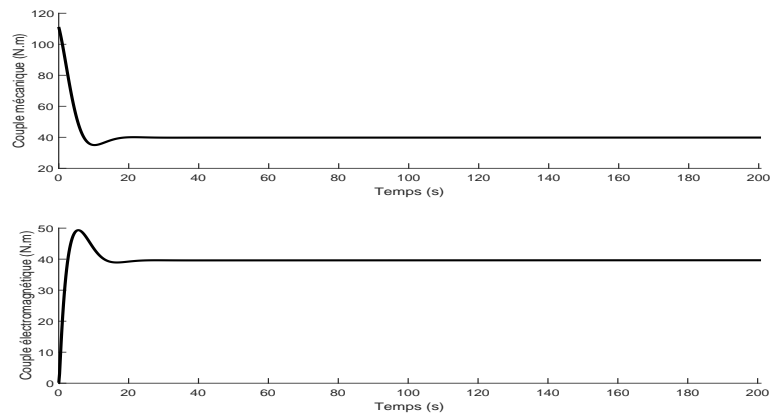
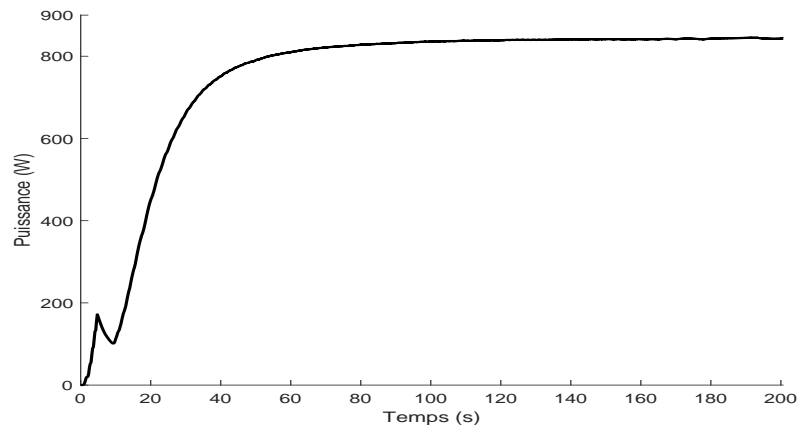
FIGURE 3.8 – Couples mécanique et électromagnétique à la vitesse du vent $12m/s$ 

FIGURE 3.9 – Puissance pour le redresseur actif

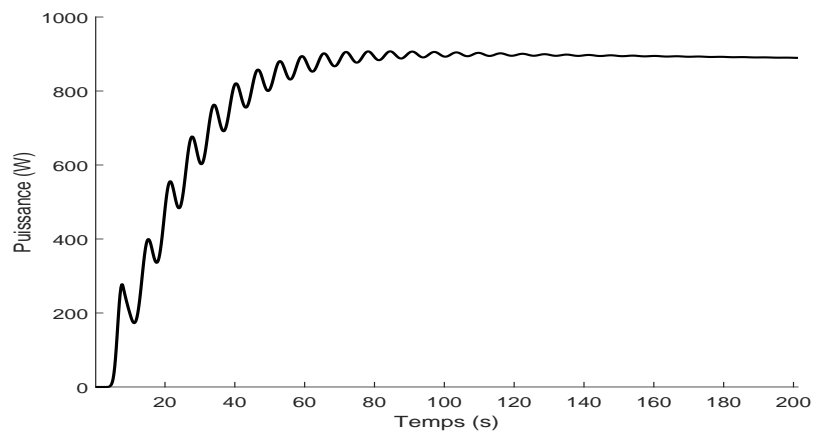


FIGURE 3.10 – Puissance pour le redresseur à diodes suivi d'un hacheur

maximale. Pour ce cas, on prend l'angle d'orientation des pales ($\beta = 0^\circ$).

$$C_p(\lambda = \lambda_{opt}, \beta = 0^\circ) = C_{p_max} \quad (3.22)$$

Le couple aérodynamique développé par la turbine dans ce cas, s'exprime comme suit :

$$C_t = \frac{1}{2} C_{p_max} \rho \pi R^2 \frac{v^3}{\Omega_t} \quad (3.23)$$

Afin de maximiser la puissance capturée, il est nécessaire donc de réguler la vitesse de rotation en fonction de la vitesse du vent. Donc, une mesure erronée de la vitesse conduit forcément à une dégradation de la puissance captée. Dans cette partie on va s'intéresser à une méthode de maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse (ou autrement dit, commande indirecte de la vitesse). Nous pouvons écrire :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \frac{C_t}{G} - C_{em} - f\Omega_{mec} = 0 \quad (3.24)$$

En négligeant le couple des frottements visqueux, nous obtenons :

$$C_{em} = \frac{C_t}{G} \quad (3.25)$$

Une estimation de la vitesse de rotation de la turbine Ω_{t_est} est obtenue à partir de la mesure de la vitesse mécanique de la génératrice :

$$\Omega_{t_est} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (3.26)$$

Une estimation de la vitesse du vent v_{est} est obtenue à partir de la vitesse estimée de la turbine et de la valeur optimale de la vitesse spécifique λ_{opt} , ce qui permet d'avoir un coefficient de puissance maximal :

$$v_{est} = \frac{R\Omega_{t_est}}{\lambda_{opt}} \quad (3.27)$$

Donc, on peut estimer le couple aérodynamique correspondant :

$$C_{t_est} = \frac{1}{2} C_{p_max} \rho \pi R^2 \frac{v_{est}^3}{\Omega_{t_est}} \quad (3.28)$$

À partir des relations 3.25 à 3.28, on peut obtenir le couple électromagnétique de référence permettant d'ajuster la vitesse de rotation afin d'extraire le maximum de la puissance générée par le vent :

$$C_{em_ref} = \frac{1}{2} \frac{\rho \pi R^5}{G^3 \lambda_{opt}^3} C_{p_max} \Omega_{mec}^2 \quad (3.29)$$

La stratégie de commande MPPT impose donc à la génératrice un couple électromagnétique de référence proportionnel au carré de sa vitesse de rotation.

3.3.2 Commande du convertisseur côté génératrice par le régulateur PI

Le rôle du convertisseur côté génératrice est de fournir les tensions statorique adéquates pour assurer le couple électromagnétique nécessaire permettant de faire varier la vitesse mécanique de la génératrice afin d'extraire le maximum de la puissance du vent.

Nous donnons l'expression du courant de référence $i_{(sqref)}$ permettant de réguler le couple électromagnétique produit par la génératrice à sa valeur de référence imposée par la stratégie MPPT.

$$i_{sqref} = \frac{2}{3P\psi_f} C_{em-ref} \quad (3.30)$$

le courant de référence $i_{(sdref)}$ permettant de réguler le flux est imposé à 0 afin de réaliser la CFO.

L'implémentation de cette stratégie de commande est illustrée dans la figure 3.12.

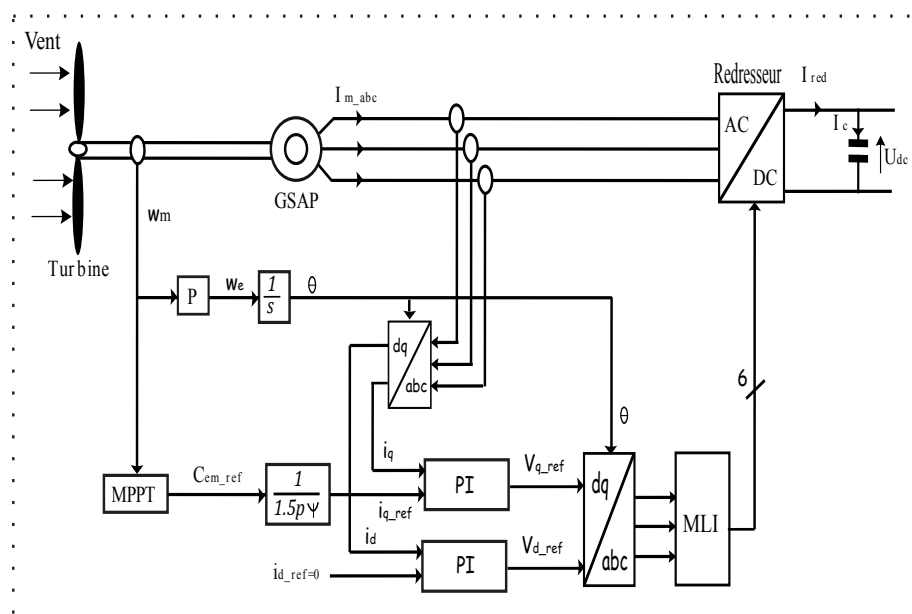


FIGURE 3.12 – Schéma de contrôle du convertisseur côté génératrice

Pour la synthèse des régulateurs PI, elle est similaire à celle présentée dans la partie précédente.

3.3.3 Commande du convertisseur côté réseau

Le convertisseur connecté au réseau transfère la puissance générée en respectant certaines limites spécifiques comme la fréquence et la valeur efficace de la tension, il s'agit d'un onduleur commandé par des signaux MLI. Une PLL (boucle à verrouillage de phase) qui joue le rôle d'un système de contrôle, est mise en œuvre afin de suivre correctement la fréquence de la tension du réseau. La structure est présentée dans la figure 3.13.

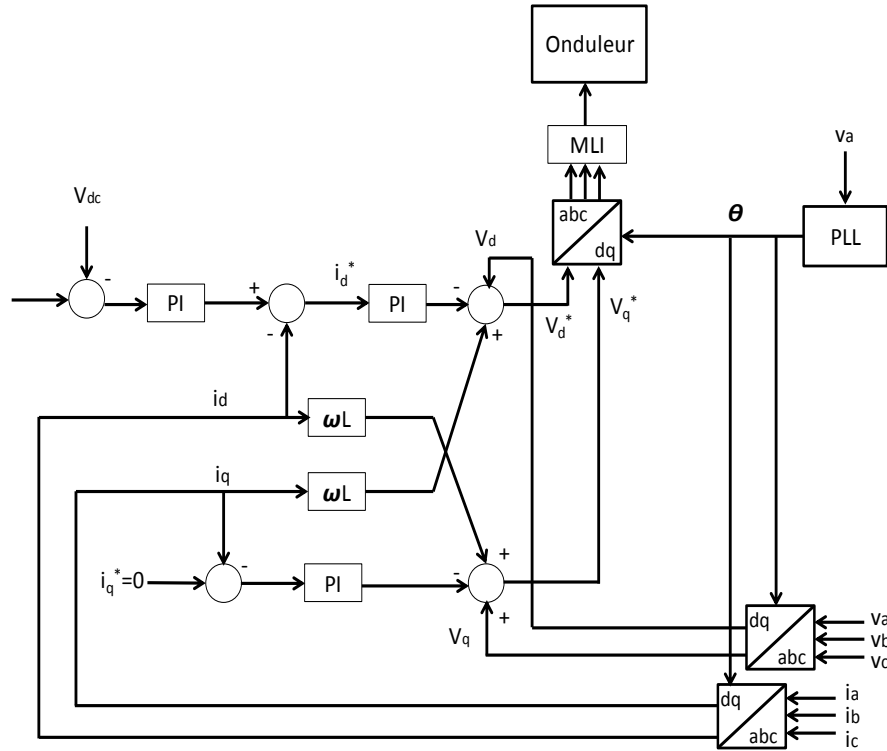


FIGURE 3.13 – Schéma de contrôle du convertisseur connecté au réseau électrique

Différentes stratégies de contrôle sont utilisées pour effectuer le contrôle du convertisseur côté réseau. elles portent toutes sur les mêmes sujets : le contrôle de la tension du bus continu, la puissance active et réactive fournie au réseau, la synchronisation du réseau et la garantie d'une qualité élevée de la puissance injectée.

La stratégie de contrôle adoptée contient deux boucles de régulation en cascade. Les boucles internes contrôlent les courants du réseau et la boucle externe contrôle la tension du bus continu et la puissance réactive. Les boucles de courant sont responsables de la qualité de l'alimentation, ainsi la compensation harmonique peut être ajoutée à l'action des régulateurs de courant pour l'améliorer. La boucle externe régule les flux de puissances du système en contrôlant la puissance active et réactive fournie au réseau.

La stratégie utilisée pour contrôler le flux de puissance est décrite ci-dessous. Les équations de la puissance active et réactive dans le repère de référence dq en considérant que le repère de référence est orienté sur la tension du réseau ($v_{sd} = E$ et $v_{sq} = 0$) (Par convention ce sera la tension simple ou phase/neutre de la phase 1) sont :

$$P_f = \frac{3}{2} E i_{fd} \quad (3.31)$$

$$Q_f = -\frac{3}{2} E i_{fq} \quad (3.32)$$

Les relations 3.31 et 3.32 montrent comment contrôler la puissance active et réactive. On peut constater que la puissance active et la puissance réactive sont contrôlées à travers les

composantes d et q du courant respectivement. Fondamentalement, le but du contrôle est de transférer toute la puissance active produite par l'éolienne au réseau et de ne produire aucune puissance réactive de sorte que le facteur de puissance unitaire soit obtenu, sauf si l'exploitant du réseau exige une compensation de puissance réactive. Afin de transférer toute la puissance active générée par l'éolienne, la tension du circuit intermédiaire doit rester constante. Elle peut être déduite de l'équation suivante :

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{P_m}{V_{DC}} - \frac{P_f}{V_{DC}} \quad (3.33)$$

Cette équation indique que la variation de la tension continue est introduite par une différence entre le courant d'entrée et celui de sortie. Aussi, plus la capacité C est grande, plus la variation de V_{DC} est petite.

Avec :

P_m : La puissance produite par la génératrice P_f : La puissance injectée dans le réseau électrique

Si les deux puissances, de l'éolienne et du réseau, sont égales, il n'y aura pas de changement dans la tension du bus continu et toute la puissance produite sera transférée au réseau.

La structure du contrôle considérée est présentée dans la figure 3.14. C'est la structure de contrôle classique, elle est aussi connue sous le nom de dq-control. Il transforme les tensions et courants du réseau dans le référentiel abc vers le référentiel dq . De cette façon, les variables sont transformées en valeurs DC qui peuvent être contrôlées plus facilement. Cette structure utilise des régulateurs PI car ils ont de bonnes performances pour contrôler les variables DC.

Dans la sortie des régulateurs de courant, le terme de couplage croisé et la rétroaction en tension sont ajoutés pour améliorer la réponse du système. La valeur résultante est la tension de référence pour la MLI.

3.3.4 Boucle à verrouillage de phase

Aujourd'hui, les systèmes de production décentralisée d'électricité doivent synchroniser le courant injecté avec la tension des services publics afin de se conformer aux codes de réseau requis. Il existe de nombreuses méthodes utilisées, la méthode du passage par zéro, le filtrage des tensions du réseau et la méthode de la boucle à verrouillage de phase (PLL). Le critère pour choisir une méthode appropriée est basé sur la meilleure réponse face aux perturbations du réseau, par exemple, les harmoniques et les chutes de tension.

La PLL peut être décrite essentiellement comme un dispositif utilisé pour obtenir l'angle de phase à partir des tensions du réseau. Le signal de sortie de la PLL suit celui de l'entrée. C'est pourquoi la PLL fournit à l'onduleur la fréquence et l'angle de phase. Le but est de synchroniser l'angle du courant de l'onduleur avec l'angle de la tension du réseau afin d'obtenir un facteur de puissance aussi proche que possible de 1. La figure 3.15 montre la

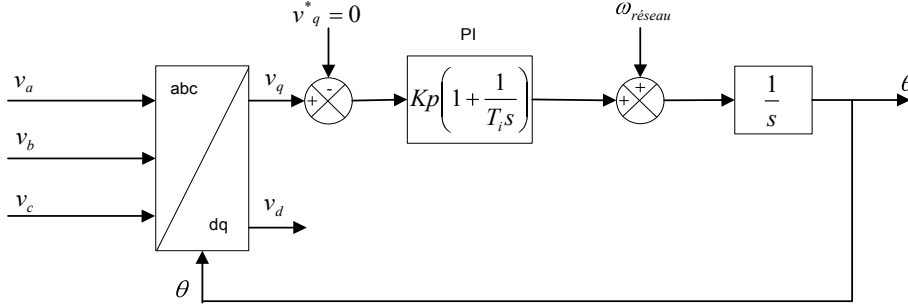


FIGURE 3.15 – Schéma-bloc de la PLL

réseau et l'angle de phase de l'onduleur.

$$\gamma - \theta \cong \sin(\gamma - \theta) = \Delta\theta \quad (3.34)$$

Cette approximation faite dans l'équation précédente linéarise la fonction du sinus et elle est fiable lorsque γ et θ sont presque égaux. En d'autres termes, pour les petites valeurs de $\Delta\theta$.

La fonction de transfert de la PLL est de second ordre comme indiqué dans l'expression suivante [Hammadi Laghridat 2019] :

$$H(s) = \frac{\theta_s}{\gamma_e} = \frac{K_p s + \frac{K_p}{T_i}}{s^2 + K_p s + \frac{K_p}{T_i}} \quad (3.35)$$

Certains paramètres ont été choisis pour élaborer la synthèse du régulateur PI. Le temps de réponse souhaité doit être d'environ deux périodes de la fréquence du réseau, 0,04s, et le rapport d'amortissement $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$

3.3.5 Synthèse de régulateur PI pour la boucle du courant direct i_d

Le schéma de la boucle de régulation de l'axe d est illustré dans la figure 3.16, où deux régulateurs sont présentés, Un contrôleur pour la boucle extérieure qui est la boucle de tension du bus continu et un autre pour la boucle interne, qui est la boucle de courant. Le terme de compensation et l'avance de tension sont considérés comme des perturbations et sont négligés. Cependant, les deux termes amélioreront certainement la dynamique du système lorsqu'ils seront inclus après le processus de réglage.

La stratégie de commande adoptée dans ce travail considère qu'il n'y a pas un échange de puissance réactive, ce qui conduit à un courant i_q nul. Dans ce cas, seul le courant i_d est considéré dans la boucle de régulation de la tension continue V_{DC}

Tout d'abord, la boucle de courant interne est prise en compte. Les blocs suivants sont présents dans la boucle de courant :

1. Un régulateur PI avec la fonction de transfert suivante : $G_{PI} = K_p \left(\frac{1+T_i s}{T_i s} \right)$
2. Le temps d'échantillonnage T_s dont la fréquence F_s est de 10kHz.
3. Le modèle avec une constante de temps $Te = \frac{L}{R}$

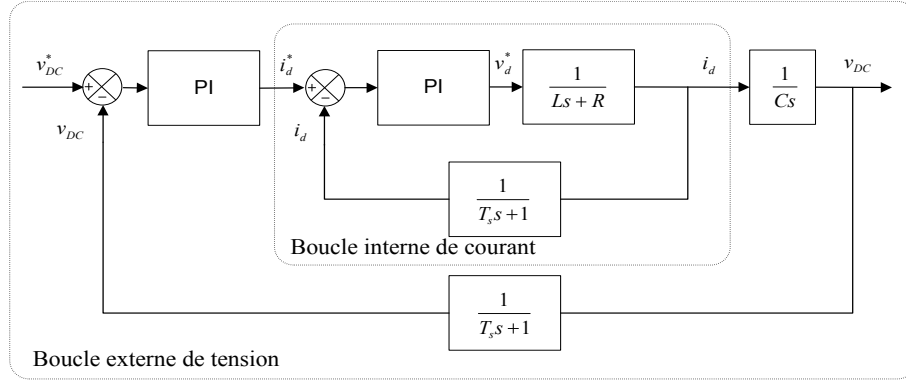
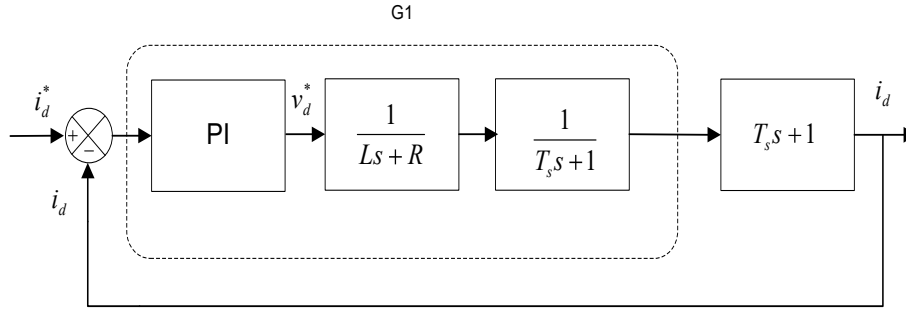


FIGURE 3.16 – Schéma-bloc de la synthèse du régulateur PI

Le bloc de la boucle interne de courant peut être déduit d'après la figure 3.17.


 FIGURE 3.17 – Schéma-bloc de la boucle du courant i_d

La fonction de transfert G_1 est :

$$G_1 = K_{pc} \frac{1 + T_{ic}s}{T_{ic}s} \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L}{R}s + 1} \frac{1}{T_s s + 1} \quad (3.36)$$

La fonction de transfert peut être simplifiée comme suit :

$$G_1 = K_{pc} \frac{1 + T_{ic}s}{T_{ic}s} \frac{1}{T_s s + 1} \frac{K_e}{T_e s + 1} \quad (3.37)$$

Avec $K_e = \frac{1}{R}$ et $T_e = \frac{L}{R}$.

Sur la base de la méthode compensation des pôles "optimummodulus", la relation suivante est satisfaite :

$$K_{pc} \frac{1 + T_{ic}s}{T_{ic}s} \frac{1}{T_s s + 1} \frac{K_e}{T_e s + 1} = \frac{1}{2T_s s(T_s s + 1)} \quad (3.38)$$

Par conséquent, en comparant les deux côtés de l'équation 3.38, le gain proportionnel et le temps intégral du contrôleur peuvent être calculés avec les équations suivantes :

$$\begin{cases} T_{ic} = T_e = \frac{L}{R} \\ K_{pc} = \frac{T_e}{2T_s K_e} = \frac{L}{2T_s} \end{cases} \quad (3.39)$$

On a le même modèle pour la boucle de régulation i_q donc les mêmes paramètres du régulateur PI.

3.3.6 Synthèse de régulateur PI pour boucle externe de tension du bus continu V_{DC}

Une fois que les valeurs du régulateur pour la boucle intérieure sont trouvées, la boucle extérieure peut être réglée. Tout d'abord, la fonction de transfert en boucle fermée interne de courant est trouvée.

$$G = \frac{1}{2T_s^2 s^2 + 2T_s s + 1} T_s s + 1 \cong \frac{T_s s + 1}{2T_s s + 1} \quad (3.40)$$

Après avoir trouvé les valeurs de la boucle de courant, le schéma fonctionnel est illustré dans la figure 3.18.

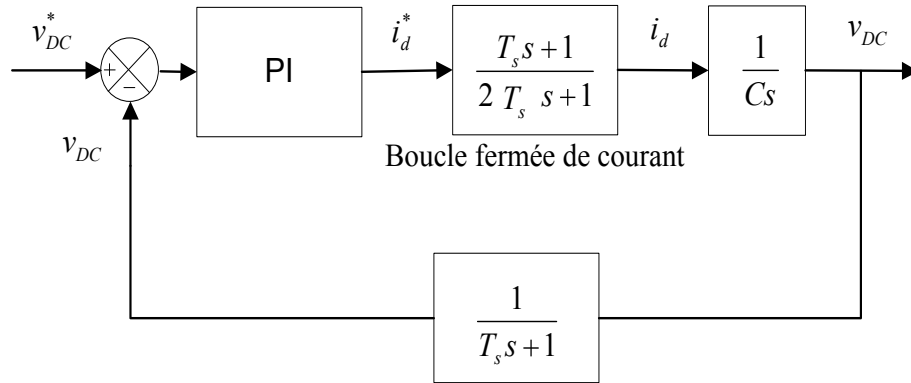


FIGURE 3.18 – Synthèse de régulateur PI pour la boucle externe de tension du bus continu V_{DC}

Le bloc peut être reformulé comme dans la figure 3.19 :

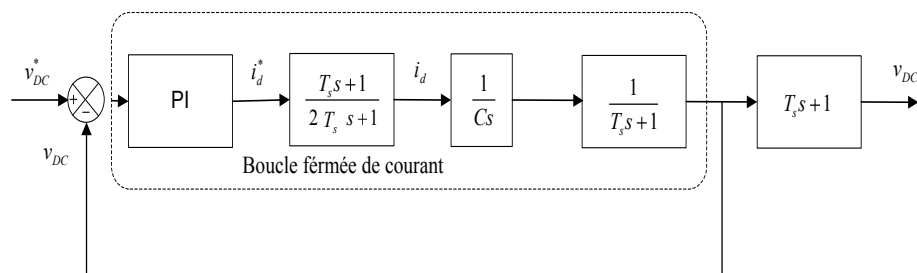


FIGURE 3.19 – Synthèse de régulateur PI pour la boucle de tension V_{DC}

La fonction de transfert G_2 est :

$$G_2 = K_{pv} \frac{1 + T_{iv} s}{T_{iv} s} \frac{T_s s + 1}{2T_s s + 1} \frac{1}{C s} \frac{1}{T_s s + 1} \quad (3.41)$$

La fonction de transfert peut être simplifiée comme suit :

$$G_2 = K_{pv} \frac{1 + T_{iv}s}{T_{iv}s} \frac{1}{Cs(2T_s s + 1)} \quad (3.42)$$

Maintenant, sur la base de placement de pôle "symmetryoptimum", la relation suivante est satisfaite :

$$K_{pv} \frac{1 + T_{iv}s}{T_{iv}s} \frac{1}{Cs(2T_s s + 1)} = \frac{8T_s s + 1}{8T_s^2 s^2 (2T_s s + 1)} \quad (3.43)$$

Par conséquent, en comparant les deux côtés de l'équation 3.43, le gain proportionnel et le temps intégral du contrôleur peuvent être calculés avec les équations suivantes :

$$\begin{cases} T_{iv} = 8T_s \\ K_{pv} = \frac{T_{iv}C}{32T_s^2} = \frac{C}{4T_s} \end{cases} \quad (3.44)$$

3.4 Résultats de simulation et Discussion

Les résultats de simulation obtenus par la conception de la chaîne complète sous Matlab/Simulink sont présentés dans cette partie. Les paramètres de la turbine éolienne, la génératrice ainsi que l'observateur sont donnés dans l'annexe A.

La vitesse du vent varie dans la zone 2 de fonctionnement entre une valeur minimale de $8m/s$ et une valeur maximale de $13m/s$ selon la forme montrée dans la figure 3.20.

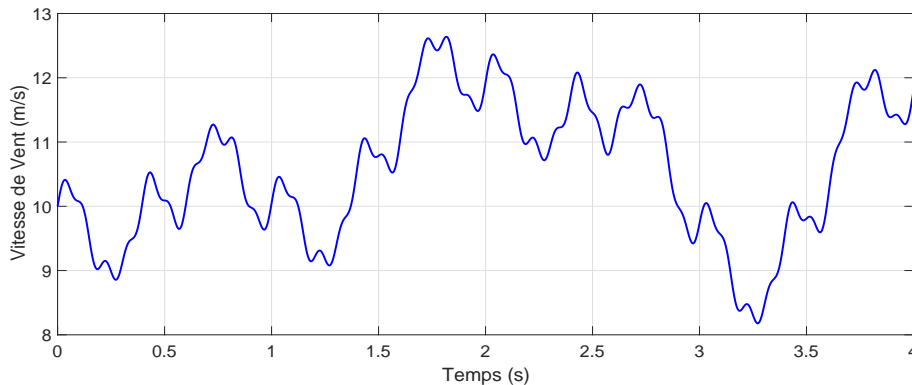


FIGURE 3.20 – Profil de la vitesse du vent variable pour simulation PI

Les figures 3.21, 3.22, 3.23 et 3.24 montrent que les deux stratégies de contrôles " système d'orientation des pales " et la technique MPPT marchent bien. le coefficient de puissance C_p a été maintenu à sa valeur maximale $C_{pmax} = 0.48$ pour $\beta = 0$. Lorsque la vitesse du vent dépasse la valeur nominal, le système d'orientation des pales ajuste l'angle de calage β de tel sorte à limiter et réduire la puissance produite.

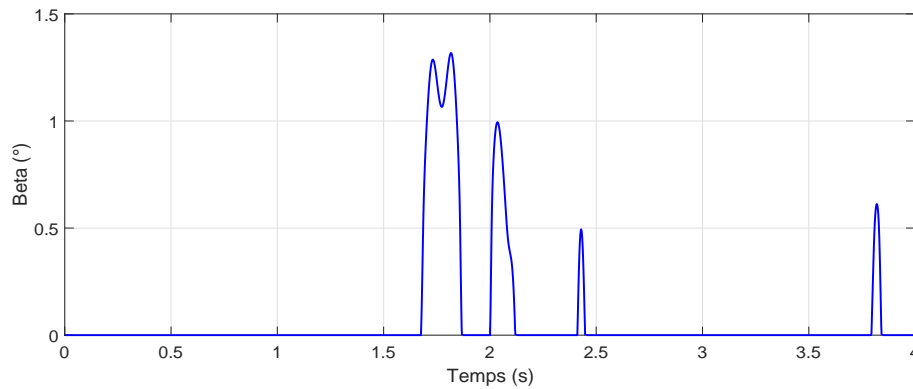


FIGURE 3.21 – Angle d'orientation des pales

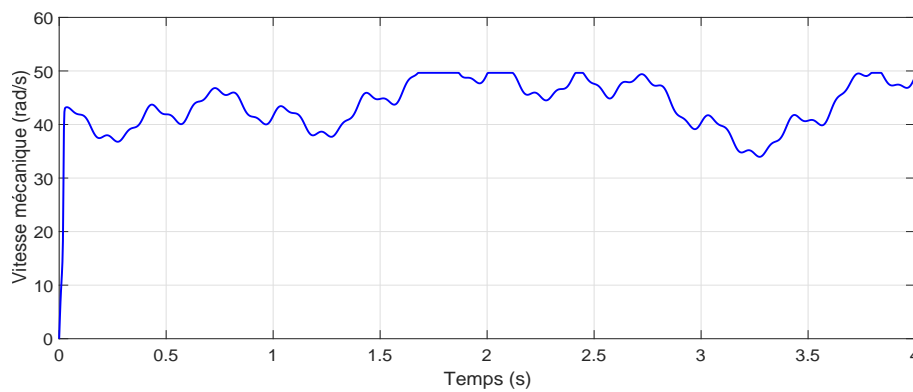
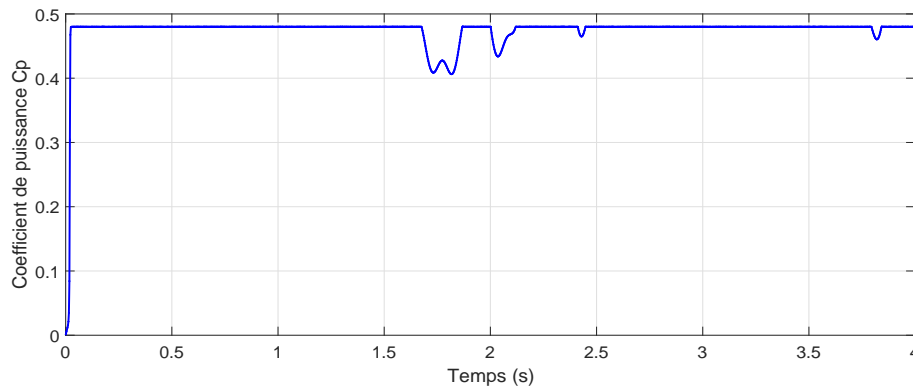


FIGURE 3.22 – Vitesse mécanique de la turbine

FIGURE 3.23 – coefficient de puissance C_p

Les figures 3.25, 3.26, 3.27 et 3.28 montrent que les courants statoriques i_{sd} et i_{sq} suivent parfaitement leurs références. Le courant i_{sq} qui contrôle le couple électromagnétique C_{em} de la génératrice varie suivant l'allure de la vitesse du vent de manière à extraire un maximum de puissance. Le courant i_{sd} qui contrôle le flux de l'axe direct est maintenu à 0 pour assurer la commande vectorielle.

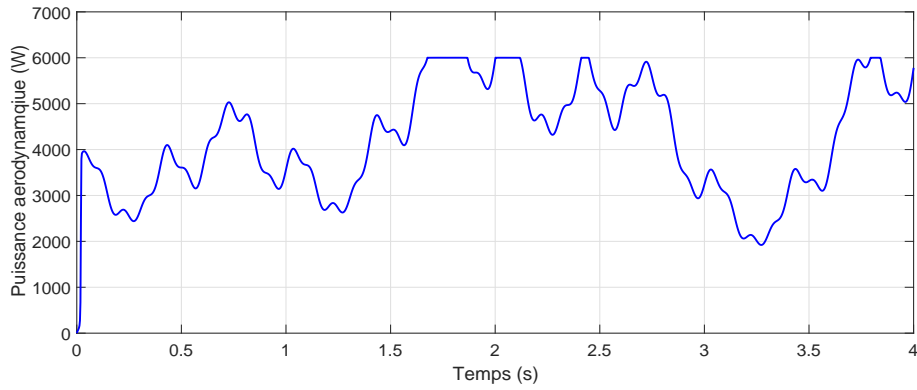


FIGURE 3.24 – Puissance mécanique de la turbine

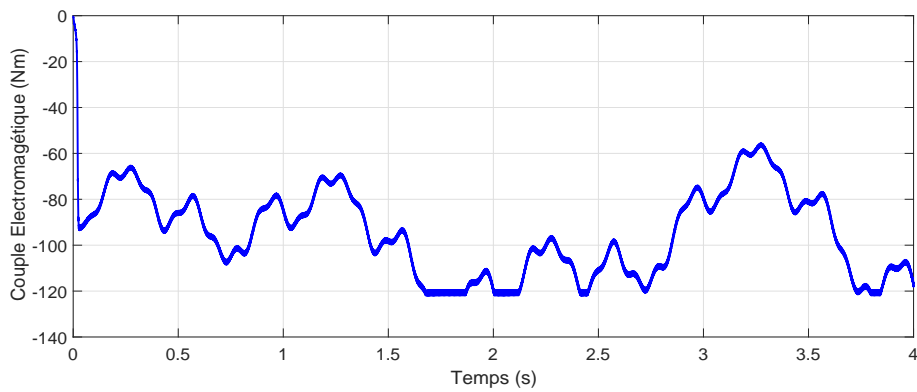


FIGURE 3.25 – Couple Électromagnétique de la génératrice

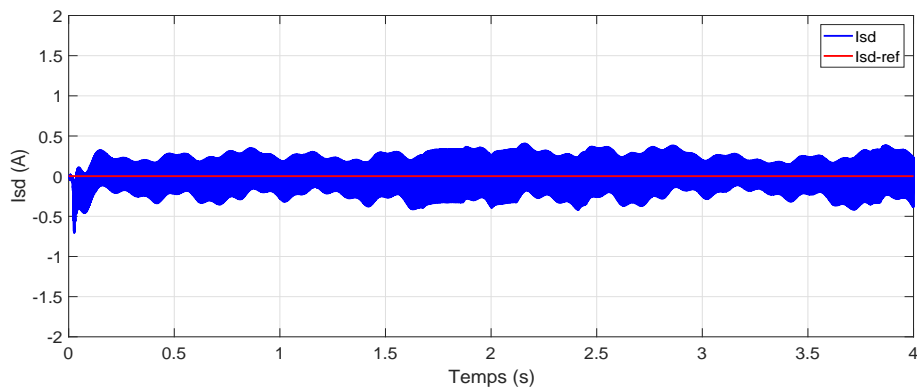


FIGURE 3.26 – composante de l'axe direct du courant statorique

Les figures 3.29, 3.30, 3.31, 3.32, 3.33 et 3.34 représentent les résultats de simulation des courants i_{fd} et i_{fq} du filtre (R_f, L_f) et des puissances réactive et active côté réseau.

Le courant i_{fq} suit parfaitement sa consigne nulle ce qui permet d'avoir une puissance réactive nulle côté réseau.

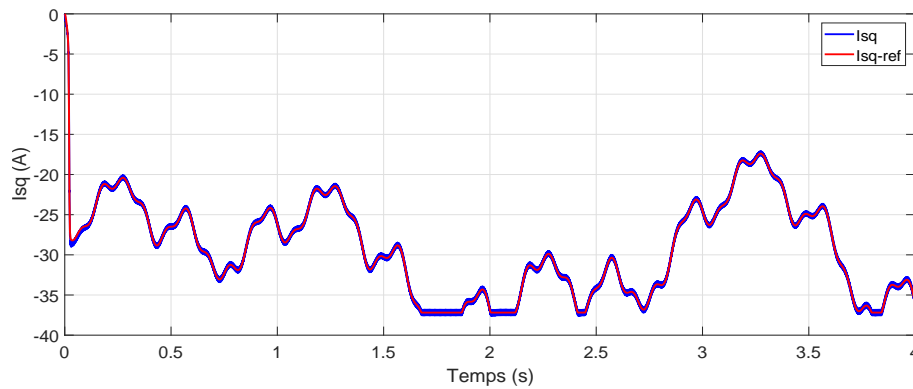


FIGURE 3.27 – composante de l’axe quadrature du courant statorique

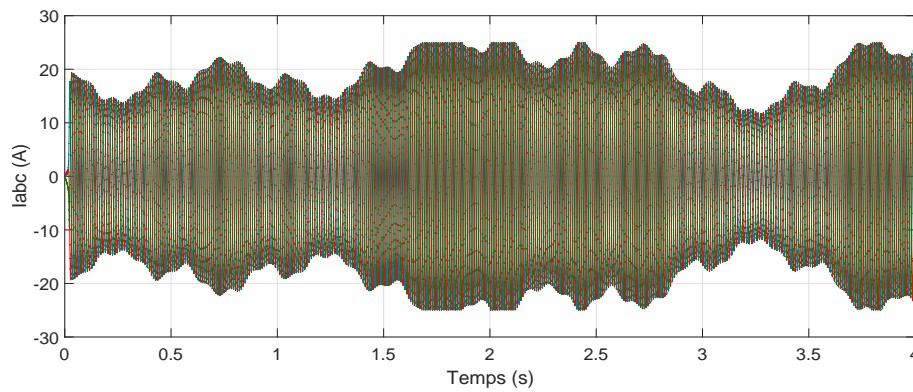


FIGURE 3.28 – courants produits par la génératrice

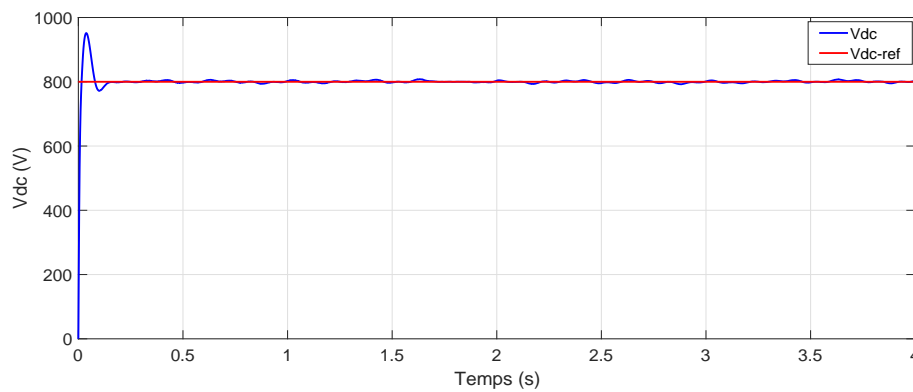


FIGURE 3.29 – Tension du bus continu V_{DC}

Le courant i_{fd} est maintenu à sa valeur de consigne ce qui permet d’avoir une évolution de la puissance active côté réseau conforme au profil du vent.

La puissance réactive a été maintenue à zéro ce qui permet d’avoir un facteur de puissance unitaire dans le point de raccordement avec le réseau électrique.

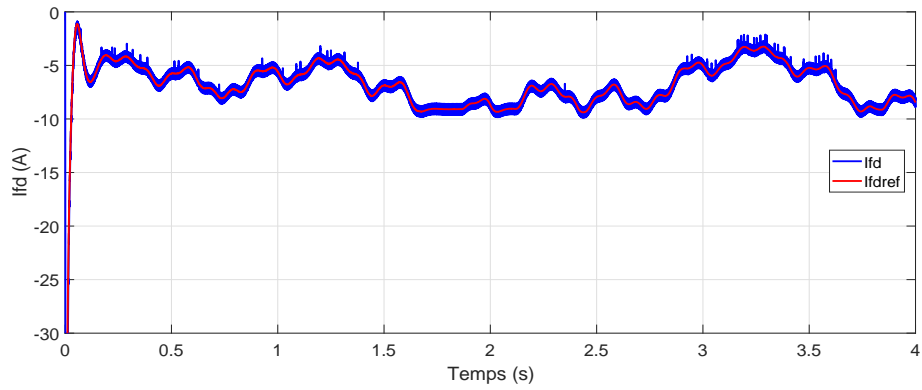


FIGURE 3.30 – composante de l'axe direct du courant traversant le filtre de liaison

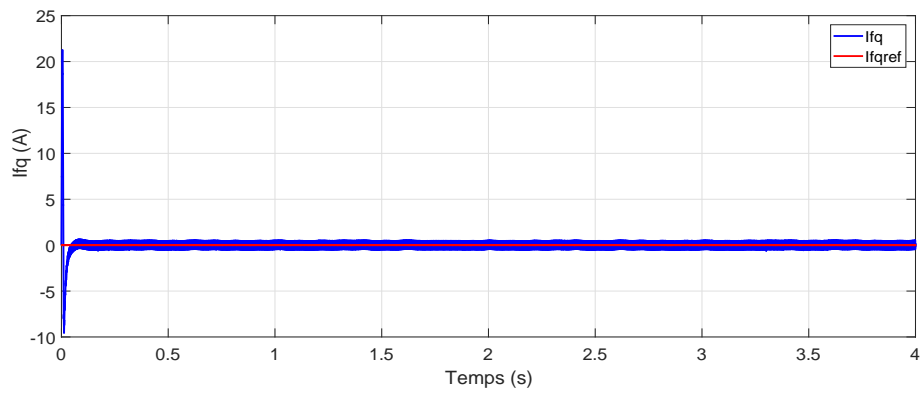


FIGURE 3.31 – composante de l'axe en quadrature du courant traversant le filtre de liaison

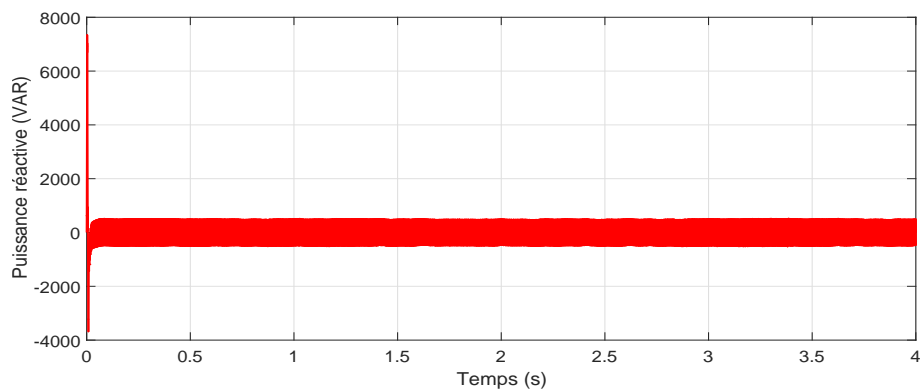


FIGURE 3.32 – Puissance réactive injectée dans le réseau

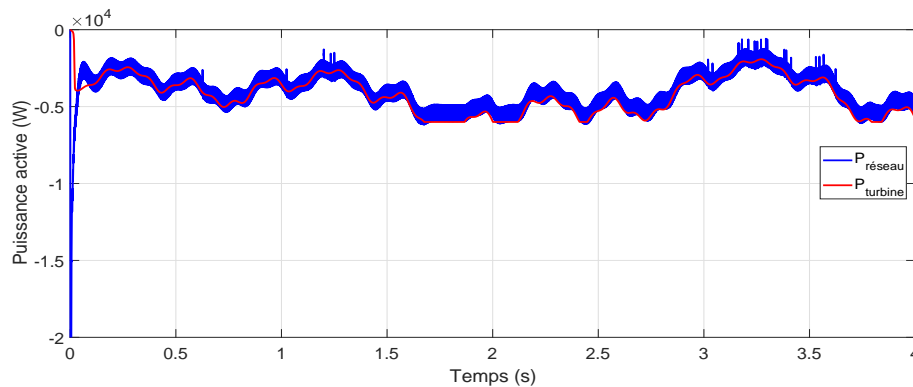
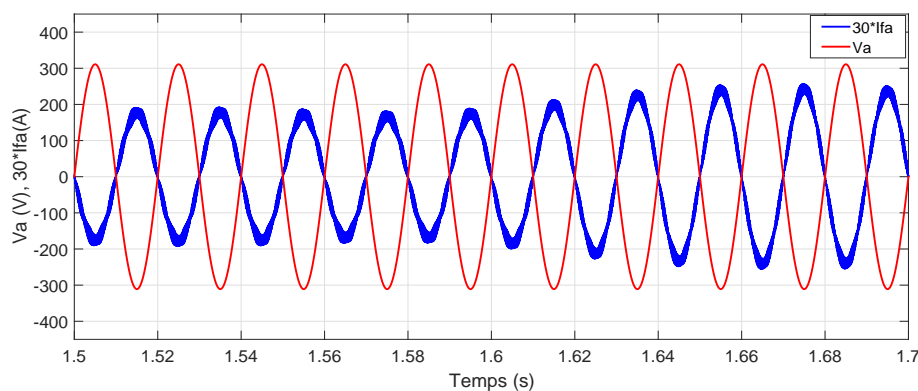


FIGURE 3.33 – Puissance active injectée dans le réseau

FIGURE 3.34 – courant et tension de la phase a du réseau

3.5 Commande de la GSAP par mode de glissement

3.5.1 Le mode de glissement cas particulier de la CSV

La CFO de la GSAP implémente des régulateurs PI classiques abondamment utilisés dans l'industrie. Ce type de régulateurs donne de bons résultats pour les systèmes linéaires avec des paramètres constants. Pour le cas des systèmes non linéaires ou avec des paramètres non constants, ce type de commande classique peut ne pas répondre aux exigences de la précision et d'autres caractéristiques dynamiques du système. Donc, on fait appel au réglage par mode de glissement caractérisé par son insensibilité aux variations des paramètres [Xiangjun Li 2012].

Le contrôle par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV). Nous allons donner les notions fondamentales de ce contrôle ainsi que le choix de la surface et l'application sur la GSAP.

La CSV est en fait une commande non linéaire. Elle repose sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer l'hypersurface de glissement pour forcer la dynamique du système à correspondre à celle introduite dans l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système fonctionne en régime glissant

[Brice Beltran 2008]. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties présentées dans la figure 3.35.

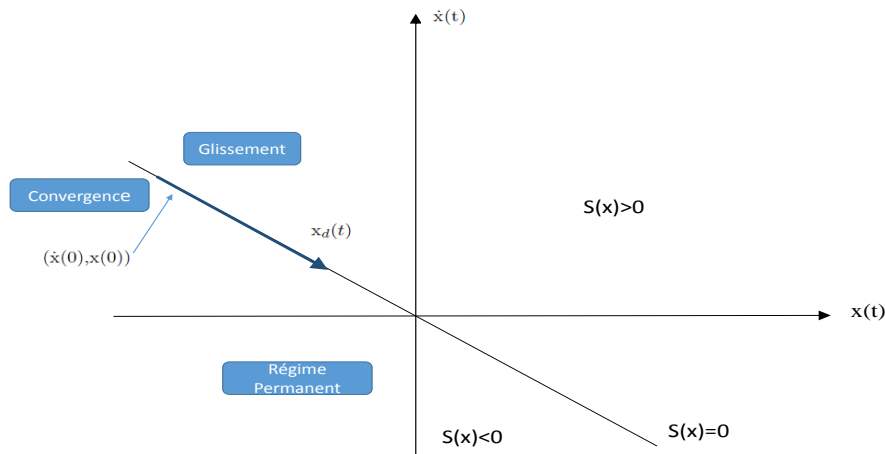


FIGURE 3.35 – Convergence du système glissant

Cette figure nous montre l'existence de trois modes :

- **Mode de convergence** : dans lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Mode de Glissement** : dans ce mode, la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$.
- **Mode du Régime Permanent** : Ce mode est utilisé pour l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

Il existe deux types du régime glissant : le régime glissant idéal et le régime glissant réel.

3.5.2 Les types du régime glissant

3.5.2.1 Le régime glissant idéal

Théoriquement, le système de commutation est considéré insensible aux bruits, aussi, la trajectoire dans le régime glissant décrit l'équation $S(x) = 0$. Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point qui représente

la variation du système glisse sur l'hypersurface de commutation comme indiqué dans la figure 3.36.

3.5.2.2 Le régime glissant réel

Pratiquement, le système de commutation est réalisé par des relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations. Dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant est au voisinage de la surface de commutation créant des oscillations indésirables, ce qui influence la précision du système et sa stabilité comme présenté dans la figure 3.36.

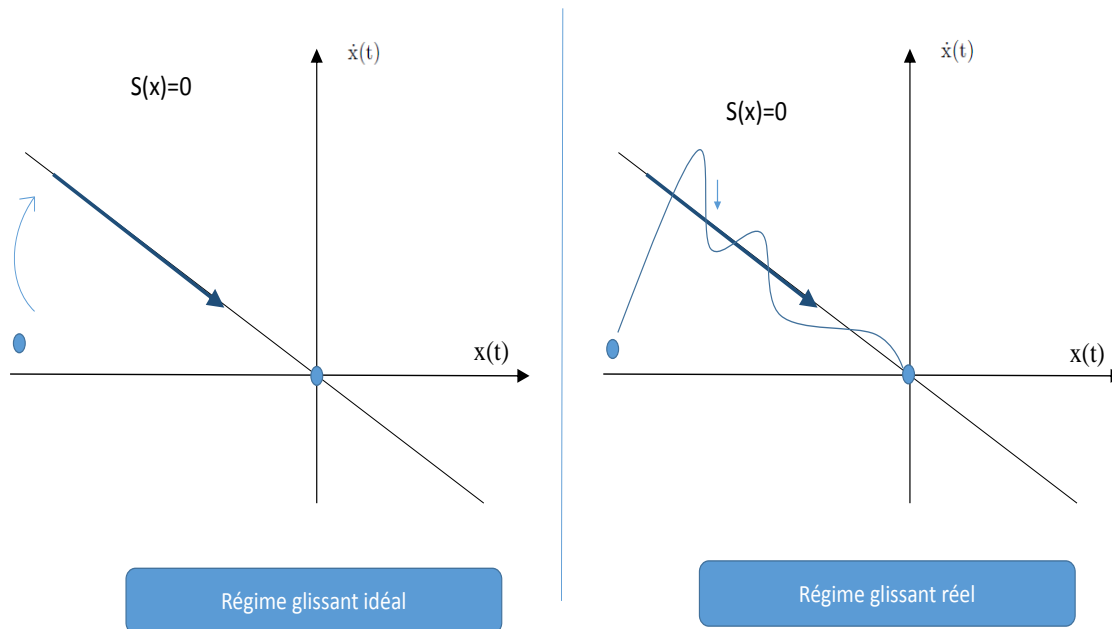


FIGURE 3.36 – types du régime glissant

3.5.3 Commande par mode de glissement

La réalisation des régulateurs par mode de glissement considère les problèmes de stabilité et des performances désirées systématiquement. L'implémentation de cette méthode exige trois étapes :

- Le choix de la surface,
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence,
- La détermination de la loi de commande.

3.5.3.1 Choix de la surface

Le choix de la surface de glissement se rapporte sur le nombre nécessaire de ces surfaces ainsi que leur forme et cela, en fonction de l'application et de l'objectif qui sont visés. d'une façon générale, dans le cas d'un système décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (3.45)$$

$$y = C^T x, y \in R^m \quad (3.46)$$

Généralement, le nombre des surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$. Afin de garantir la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} plusieurs travaux se basent sur la forme générale suivante [Ezzat 2011] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (3.47)$$

Avec :

$$e(x) = x_{ref} - x \quad (3.48)$$

- **Pour** $r = 1$: $S(x) = e(x)$
- **Pour** $r = 2$: $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$
- **Pour** $r = 3$: $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro qui est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

3.5.3.2 Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement tout en évitant la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

- **Fonction directe de commutation** : cette fonction est décrite dans [Schane]. Le principe repose sur une surface dont la dynamique converge vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (3.49)$$

- **Fonction de Lyapunov** : C'est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.50)$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.51)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit de s'assurer que sa dérivée soit négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.52)$$

3.5.3.3 Détermination de la loi de commande

Lorsque la surface de glissement est déterminée, ainsi que le critère de convergence, l'étape qui suit est de définir la commande nécessaire dont le but est de ramener la variable à contrôler vers la surface ou autrement dit, vers son point d'équilibre, tout en respectant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur se compose de deux parties, la première concerne la linéarisation exacte u_{eq} et la deuxième sert pour la stabilisation u_N . Cette dernière partie est primordiale dans la technique de commande par mode de glissement vu qu'elle joue le rôle d'éviter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (3.53)$$

La commande équivalente exprime la valeur moyenne de la commande u . Mais, il faut noter que cette commande ne force pas les trajectoires du système à converger vers la surface de glissement. La commande u est la somme de la commande équivalente et d'une composante discontinue qui assure une convergence et un régime glissant.

La figure 3.37 présente la structure de la commande en mode de glissement avec commande équivalente.

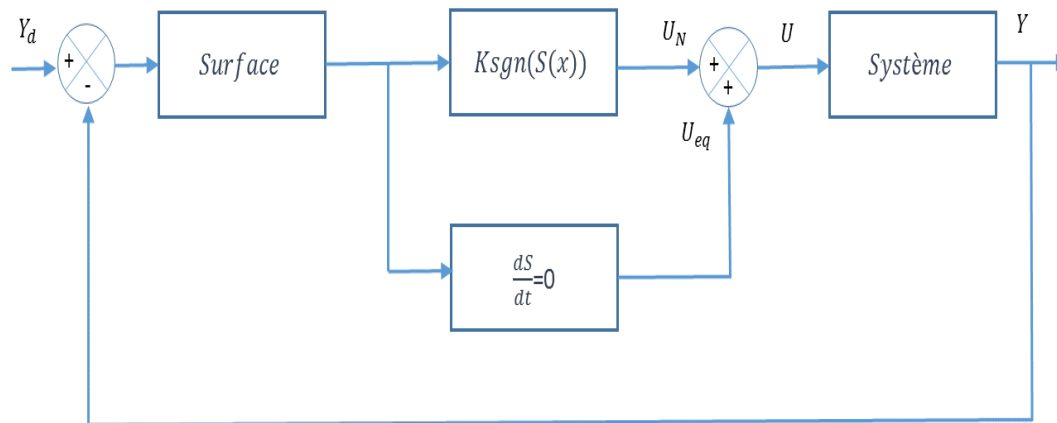


FIGURE 3.37 – Structure de la commande en mode de glissement avec la commande équivalente

u_{eq} Correspond à la commande équivalente, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. En considérant une dérivée de la surface nulle, la commande équivalente peut être définie $\dot{S}(x) = 0$.

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (3.54)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, ce qui conduit à sa dérivée et la partie discontinue qui sont nulles. L'expression de la commande équivalente est alors définie.

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \cdot \left\{ -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad u_N = 0 \quad (3.55)$$

La condition d'existence est :

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (3.56)$$

u_N est un terme ajouté afin de remplir la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$.

Durant le mode de convergence, la nouvelle expression de la dérivée de la surface est obtenue en remplaçant la commande équivalente par son expression :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (3.57)$$

Le problème est de trouver u_N tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (3.58)$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais comme présentée dans la figure 3.38. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \operatorname{sgn}(S(x)) \quad (3.59)$$

Le paramètre K est le gain de contrôle.

$$\operatorname{sgn}(S(x)) = 1 \quad S > 0 \quad (3.60)$$

$$0 \quad S = 0 \quad (3.61)$$

$$-1 \quad S < 0 \quad (3.62)$$

En remplaçant l'expression 3.59 dans 3.58, on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) K |S(x)| < 0 \quad (3.63)$$

Dans cette expression le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition 3.63.

3.5.4 Application de la commande par mode de glissement à la GSAP

La figure 3.39, illustre le schéma en cascade du contrôle par mode de glissement proposé, dans lequel deux surfaces sont requises.

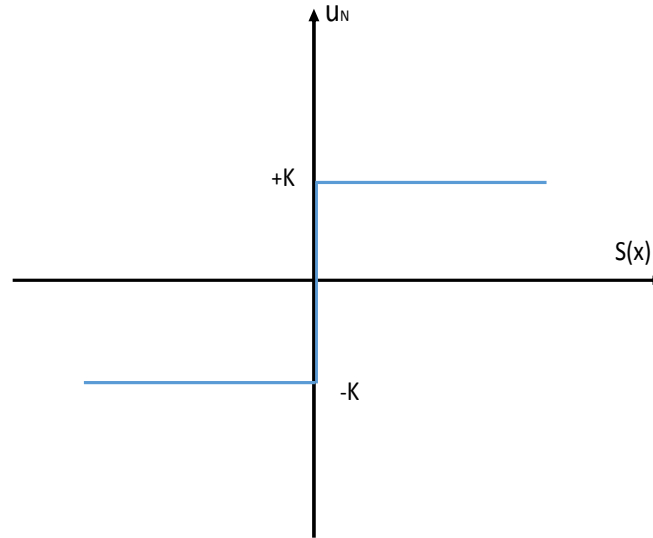


FIGURE 3.38 – La fonction "sgn"

3.5.4.1 Commande de la tension du bus continu

L'erreur dans le cas de la tension du bus continu est définie comme suit :

$$e_{V_{DC}} = V_{DCref} - V_{DC} \quad (3.64)$$

Pour $r = 1$, l'équation de contrôle de la composante directe du courant i_d peut être obtenue comme suit :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{V}_{DCref} - \dot{V}_{DC} \quad (3.65)$$

La meilleure façon de calculer la surface de V_{DC} est de l'écrire sous la forme suivante :

$$P^* = V_{DC} I_{DC} = V_{DC} \left(C \frac{dV_{DC}}{dt} + \frac{V_{DC}}{R} \right) \quad (3.66)$$

Par la suite :

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{CV_{DC}} \left(P^* - \frac{V_{DC}^2}{R} \right) \quad (3.67)$$

$$P^* = \frac{V_{DC}^2}{R} - CV_{DC} K_{V_{DC}} \text{sgn}(S(V_{DC})) \quad (3.68)$$

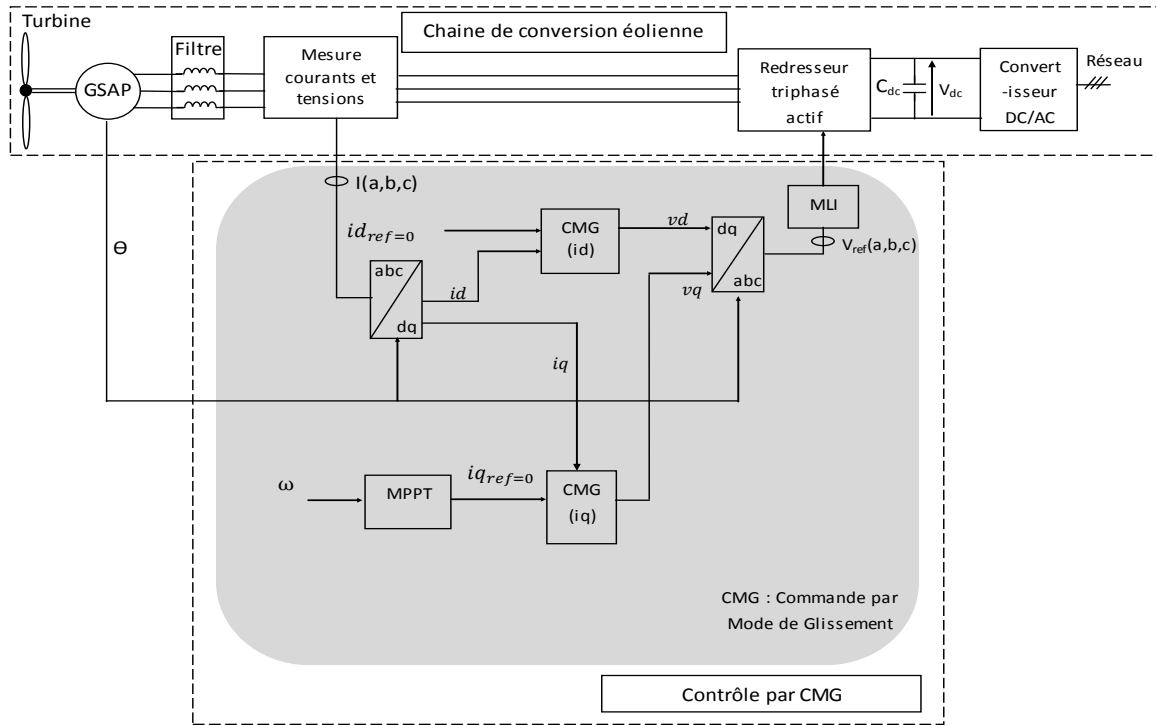


FIGURE 3.39 – Schéma de la commande par mode de glissement de la GSAP

Lorsque les pertes ne sont pas prises en compte, le couple électromagnétique sera donné par :

$$C_e = \frac{P^*}{\Omega} \quad (3.69)$$

Puisque nous avons l'expression suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} P i_q \varphi \quad (3.70)$$

Alors :

$$i_q = \frac{2 P^*}{3 \omega \varphi} \quad (3.71)$$

Le contrôle du courant i_q est défini par :

$$i_q^{eq} = \frac{2 P^*}{3 \omega \varphi} \quad (3.72)$$

3.5.4.2 Commande de la composante directe du courant

L'erreur de la composante du courant i_d est :

$$e_{id} = i_{dref} - i_d \quad (3.73)$$

Pour $r = 1$, l'équation du contrôle du courant i_d s'écrit :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (3.74)$$

$$\dot{S}(i_d) = \dot{i}_{dref} - \dot{i}_d \quad (3.75)$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_d dans l'expression 3.75, nous obtenons :

$$\dot{S}(i_d) = \dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - P\omega \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} V_d \quad (3.76)$$

La tension de commande V_{dref} est définie par :

$$V_{dref} = V_d^{eq} + V_d^r \quad (3.77)$$

$$V_d^{eq} = (i_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - P\omega \frac{L_q}{L_d} i_q) L_d \quad (3.78)$$

$$V_d^r = K_d \text{sgn}(S(i_d)) \quad (3.79)$$

Dans la dernière expression, K_d est une constante positive.

3.5.4.3 Commande de la composante quadratique du courant

L'erreur de la composante du courant i_q est :

$$e_{iq} = i_{qref} - i_q \quad (3.80)$$

Pour $r = 1$, l'équation du contrôle du courant i_q s'écrit :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (3.81)$$

$$\dot{S}(i_q) = \dot{i}_{qref} - \dot{i}_q \quad (3.82)$$

La tension de commande V_{qref} est définie par :

$$V_{qref} = V_q^{eq} + V_q^r \quad (3.83)$$

$$V_q^{eq} = (i_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_q - P\omega \frac{L_d}{L_q} i_d + P\omega \frac{\varphi}{L_q}) L_q \quad (3.84)$$

$$V_q^r = K_q \text{sgn}(S(i_q)) \quad (3.85)$$

Dans la dernière expression, K_q est une constante positive.

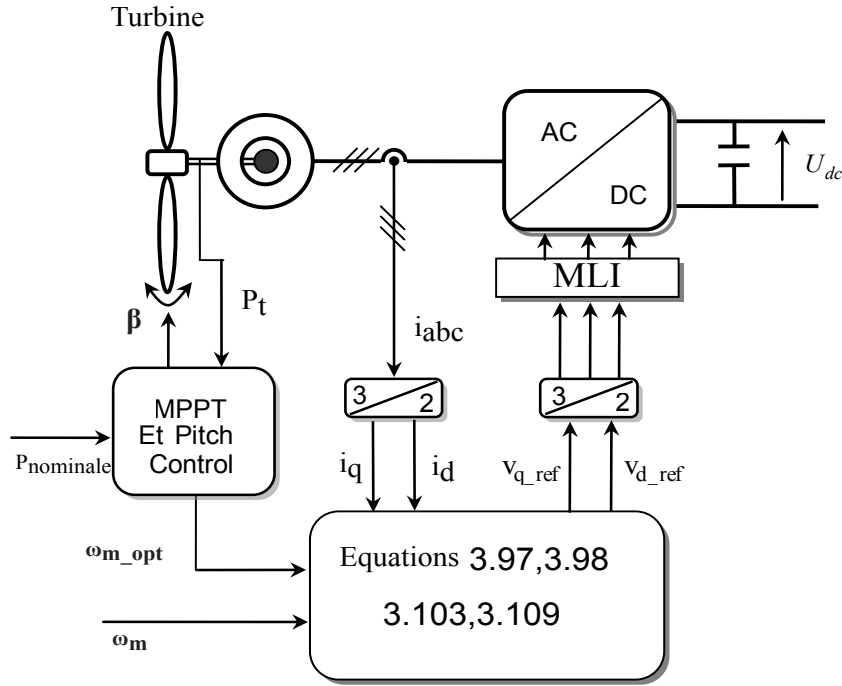


FIGURE 3.40 – Contrôle du convertisseur côté génératrice avec mode glissant

3.6 Contrôle du convertisseur côté génératrice avec CMG

Dans cette partie nous nous intéressons à la stratégie du MPPT avec asservissement de vitesse, dont l'objectif reste le même, c'est de faire tourner la turbine éolienne, sur une plage de la vitesse du vent, de telle sorte à extraire le maximum de la puissance (maintenir $\lambda = \lambda_{opt}$ et donc $C_p = C_{p-max}$). Le schéma de contrôle considéré dans cette partie pour le convertisseur côté génératrice est illustré dans la figure 3.40 :

3.6.1 Commande de la vitesse de rotation de la génératrice

Le convertisseur côté génératrice contrôle la vitesse de la génératrice pour que l'éolienne fonctionne au point de puissance maximale (MPPT). D'autre part, le maintien de la vitesse à sa valeur optimale est atteint on utilisant la CMG. La valeur optimale ou de référence est obtenue par la méthode TSR-MPPT (Tip Speed Ratio), cette méthode force le système de conversion d'énergie à maintenir la vitesse de rotation de la turbine à la vitesse optimale [M. A. Abdullah]. De plus, il est déduit des équations 3.86 et 3.87 que la vitesse de la génératrice peut être contrôlée en régulant le couple électromagnétique et donc, la composante en quadrature du courant statorique (i_q).

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \psi_f i_q \quad (3.86)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (C_t - C_{em} - B_f \omega_m) \quad (3.87)$$

D'après TSR-MPPT (Tip Speed Ratio) on peut déduire la valeur optimale de la vitesse

de rotation de la turbine selon l'équation suivante :

$$\omega_{opt} = \frac{V \lambda_{opt}}{R} \quad (3.88)$$

En se basant sur la théorie non-linéaire de la commande CMG, Pour $r = 1$, l'erreur de la vitesse de rotation est sélectionnée comme surface de glissement :

$$S_\omega = \omega_{opt} - \omega_m \quad (3.89)$$

Ainsi, en utilisant 3.89, la dérivée de S_ω peut être calculée comme suit :

$$\frac{dS_\omega}{dt} = \frac{d\omega_{opt}}{dt} - \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{d\omega_{opt}}{dt} - \frac{1}{J}(C_t - C_{em} - B_f \omega_m) \quad (3.90)$$

L'objectif principal de la régulation ($\omega_m = \omega_{opt}$) est garanti dans le cas suivant :

$$S_\omega = \frac{dS_\omega}{dt} = 0 \quad (3.91)$$

En outre, pour réaliser la commutation autour de la surface de la CMG, chaque composante de l'algorithme de contrôle est proposée pour être calculée comme l'addition de deux termes :

$$u_c = u_{eq} + u_N \quad (3.92)$$

où u_{eq} est le terme de la commande équivalente. u_{eq} est calculé à partir de l'expression suivante :

$$\frac{dS_\omega}{dt} = 0 \quad (3.93)$$

Tandis que, u_N est utilisé pour assurer l'intégrité de l'élément d'attractivité de la vitesse de rotation à contrôler vers la surface de commutation en mode glissant. Ensuite le signal de commande suivant peut assurer cette fonction :

$$u_N = K_\omega \text{sgn}(S_\omega) \quad (3.94)$$

Comme nous le savons, la CMG est un contrôle discontinu, afin de réduire les phénomènes de bavardage "chattering", la fonction de signe utilisée est définie comme suit :

$$\text{sgn}(S) = \begin{cases} 1 & S > \varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \varepsilon \geq |S| \\ -1 & -\varepsilon > S \end{cases} \quad (3.95)$$

Ensuite, le signal de commande i_{qref} est donné par :

$$i_{qref} = i_{qref}^{eq} + i_{qref}^N \quad (3.96)$$

$$i_{qref} = \frac{2}{3P\psi_f} \left(C_t - B_f \omega_m - J \frac{d\omega_{opt}}{dt} \right) + K_\omega \text{sgn}(S_\omega) \quad (3.97)$$

Pour le signal de référence de l'axe d il est choisi de tel sorte à assurer la commande vectorielle par orientation du flux statorique, d'où :

$$i_{dref=0} \quad (3.98)$$

3.6.2 Commande de la composante directe du courant

L'erreur de la composante directe du courant i_d est :

$$e_{id} = i_{dref} - i_d \quad (3.99)$$

Pour $r = 1$, l'équation du contrôle du courant i_d s'écrit :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (3.100)$$

$$\frac{S(i_d)}{dt} = \frac{di_{dref}}{dt} - \frac{di_d}{dt} \quad (3.101)$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_d dans l'expression précédente, nous obtenons :

$$\frac{S(i_d)}{dt} = \frac{di_{dref}}{dt} - \frac{di_d}{dt} = \frac{di_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d}i_d - P\omega\frac{L_q}{L_d}i_q - \frac{1}{L_d}V_d \quad (3.102)$$

La tension de commande V_{dref} est définie par :

$$V_{dref} = V_d^{eq} + V_d^n = \left(\frac{di_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d}i_d - P\omega\frac{L_q}{L_d}i_q\right)L_d + K_{id}sgn(S(i_d)) \quad (3.103)$$

$$V_d^{eq} = \left(\frac{di_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d}i_d - P\omega\frac{L_q}{L_d}i_q\right)L_d \quad (3.104)$$

$$V_d^n = K_{id}sgn(S(i_d)) \quad (3.105)$$

Dans la dernière expression, K_{id} est une constante positive.

3.6.3 Commande de la composante en quadratique du courant

L'erreur de la composante du courant i_q est :

$$e_{iq} = i_{qref} - i_q \quad (3.106)$$

Pour $r = 1$, l'équation du contrôle du courant i_q s'écrit :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (3.107)$$

$$\frac{S(i_q)}{dt} = \frac{di_{qref}}{dt} - \frac{di_q}{dt} \quad (3.108)$$

La tension de commande V_{qref} est définie par :

$$V_{qref} = V_q^{eq} + V_q^n = \left(\frac{di_{qref}}{dt} + \frac{R_s}{L_q}i_q - P\omega\frac{L_d}{L_q}i_d + P\omega\frac{\varphi}{L_q}\right)L_q + K_{iq}sgn(S(i_q)) \quad (3.109)$$

$$V_q^{eq} = \left(\frac{di_{qref}}{dt} + \frac{R_s}{L_q}i_q - P\omega\frac{L_d}{L_q}i_d + P\omega\frac{\varphi}{L_q}\right)L_q \quad (3.110)$$

$$V_q^n = K_{iq}sgn(S(i_q)) \quad (3.111)$$

Dans la dernière expression, K_{iq} est une constante positive.

3.7 Théorème de stabilité

Théorème 1 : Si les règles dynamiques de la CMG sont conçues comme 3.98, 3.97, 3.103 et 3.109, la stabilité asymptotique globale est donc assurée.

Preuve : La démonstration du théorème 1 sera approuvée en utilisant la théorie de Lyapunov de stabilité. Ensuite, la fonction de Lyapunov peut être choisie comme suit :

$$\delta = \frac{1}{2}S_\omega^2 + \frac{1}{2}S_{id}^2 + \frac{1}{2}S_{iq}^2 \quad (3.112)$$

Selon le théorème de stabilité de Lyapunov, le mode de glissement se produit si :

$$\frac{d\delta}{dt} < 0 \quad (3.113)$$

La dynamique de la fonction de Lyapunov δ définie en 3.112 est exprimée comme suit :

$$\frac{d\delta}{dt} = S_\omega \frac{dS_\omega}{dt} + S_{id} \frac{dS_{id}}{dt} + S_{iq} \frac{dS_{iq}}{dt} \quad (3.114)$$

En utilisant les équations précédentes, nous pouvons réécrire 3.114 comme :

$$\frac{d\delta}{dt} = -K_\omega S_\omega \operatorname{sgn}(S_\omega) - K_{id} S_{id} \operatorname{sgn}(S_{id}) - K_{iq} S_{iq} \operatorname{sgn}(S_{iq}) \quad (3.115)$$

On obtient :

$$\frac{d\delta}{dt} = -K_\omega |S_\omega| - K_{id} |S_{id}| - K_{iq} |S_{iq}| < 0 \quad (3.116)$$

En conséquence, la stabilité asymptotique globale est assurée et l'objectif principal de contrôle ($\omega = \omega_{opt}$) est garanti. La figure 3.41. illustre le diagramme de commande à boucle en cascade sous MPPT à base de la CMG.

3.8 Contrôle du convertisseur côté réseau avec CMG

La structure de la commande côté réseau utilisée est illustrée dans la figure 3.41, où le SCE est connecté au réseau via un onduleur DC/AC. Le convertisseur côté réseau est utilisé pour stabiliser la tension bus continu et pour délivrer la puissance produite du côté éolien vers le réseau électrique. La CMG est utilisée pour réguler les courants dans les boucles de régulation internes où un contrôleur PI est utilisé pour réguler la tension du bus continu dans la boucle externe. Les références de courants représentent les images des valeurs instantanées des puissances active et réactive du réseau.

Dans le référentiel tournant dq , si les tensions du réseau sont orientées sur la composante de l'axe d , c'est à dire $v_{dg} = V$ et $v_{qg} = 0$, la tension à travers le filtre RL est donnée par :

$$L_f \frac{di_{d-f}}{dt} = e_d - R_f i_{d-f} + L_f \omega i_{q-f} - V \quad (3.117)$$

$$L_f \frac{di_{q-f}}{dt} = e_q - R_f i_{q-f} - L_f \omega i_{d-f} \quad (3.118)$$

Les puissances active et réactive peuvent alors être écrites comme suit :

$$P = \frac{3}{2} V i_{d-f} \quad (3.119)$$

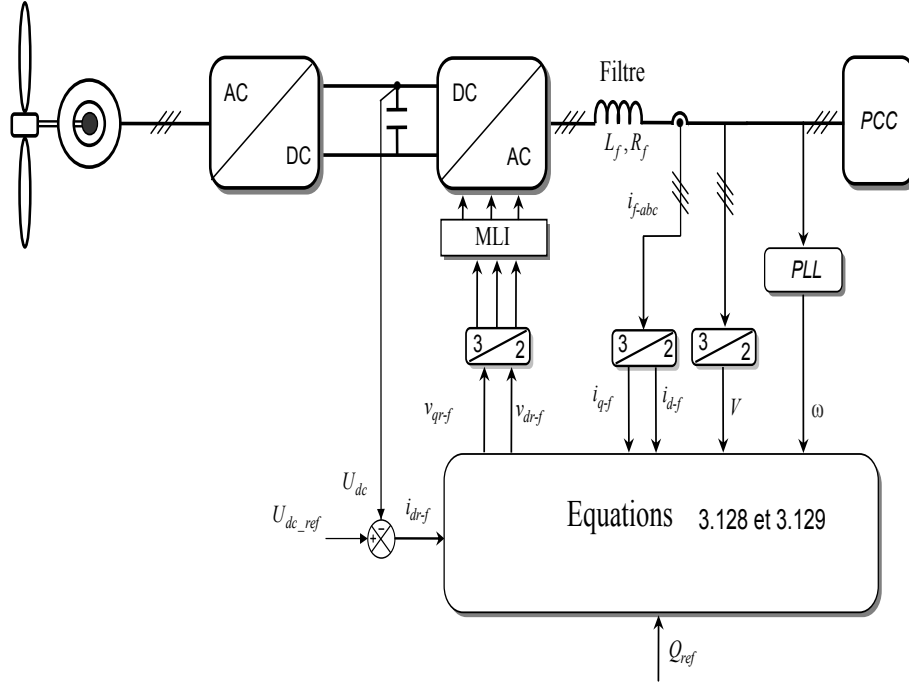


FIGURE 3.41 – Contrôle du convertisseur côté réseau avec mode glissant

$$Q = \frac{3}{2} V i_{q-f} \quad (3.120)$$

Ainsi, le contrôle des puissances active et réactive peut être réalisé en contrôlant le courant des composantes de l'axe direct et de l'axe en quadrature, respectivement. En outre, l'équation de la tension du bus continu peut être donnée par :

$$\frac{1}{2} C \frac{dU_{DC}^2}{dt} = P_{eol} - P \quad (3.121)$$

où P_{eol} est la puissance de sortie éolienne extraite. Le courant de la composante de référence de l'axe d est déterminé par le contrôle de la tension du bus continu. Par conséquent, il y a deux boucles en cascade où les contrôleurs sont conçus de telle sorte que la dynamique de la boucle intérieure est plus rapide que celle de la boucle extérieure. Le PI est utilisé pour contrôler la tension du bus continu et pour générer le courant de référence i_{d-fref} , pour la référence i_{q-fref} il est calculé en utilisant l'équation 3.120 et en fixant la valeur Q_{ref} .

Afin de satisfaire la condition d'algorithme du mode glissant, nous devons définir la surface du mode glissant pour les deux commandes de courant, elles peuvent être calculées par :

$$S_{d-f} = i_{dr-f} - i_{d-f} \quad (3.122)$$

$$S_{q-f} = i_{qr-f} - i_{q-f} \quad (3.123)$$

Et nous avons :

$$\frac{dS_{d-f}}{dt} = \frac{di_{dr-f}}{dt} - \frac{di_{d-f}}{dt} = \frac{di_{dr-f}}{dt} - \frac{1}{L_f} (e_d - R_f i_{d-f} + L_f \omega i_{q-f} - V) \quad (3.124)$$

$$\frac{dS_{q-f}}{dt} = \frac{di_{qr-f}}{dt} - \frac{di_{q-f}}{dt} = \frac{di_{qr-f}}{dt} - \frac{1}{L_f}(e_q - R_f i_{q-f} - L_f w i_{d-f}) \quad (3.125)$$

la surface de glissement est donnée par :

$$S_{d-f} = \frac{dS_{d-f}}{dt} = 0 \quad (3.126)$$

$$S_{q-f} = \frac{dS_{q-f}}{dt} = 0 \quad (3.127)$$

Ensuite, les signaux de commande de l'axe d et de l'axe q sont obtenus en combinant 3.117, 3.118 et 3.122-3.125, ils sont donnés par :

$$v_{dr-f} = L_f \frac{di_{dr-f}}{dt} + R_f i_{d-f} - L_f w i_{q-f} + V + L_f K_{d-f} \operatorname{sgn}(S_{d-f}) \quad (3.128)$$

$$v_{qr-f} = R_f i_{q-f} + L_f w i_{d-f} + L_f K_{q-f} \operatorname{sgn}(S_{q-f}) \quad (3.129)$$

Avec $K_{d-f} > 0$ et $K_{q-f} > 0$

En outre :

$$\begin{aligned} S_{d-f} \frac{dS_{d-f}}{dt} &= S_{d-f} \left[\frac{di_{dr-f}}{dt} - \frac{1}{L_f} (e_d - R_f i_{d-f} + L_f w i_{q-f} - V) \right] = \\ &-K_{d-f} S_{d-f} \operatorname{sgn}(S_{d-f}) + \frac{S_{d-f}}{L_f} [L_f \frac{di_{dr-f}}{dt} - e_d + R_f i_{d-f} - L_f w i_{q-f} + V + K_{d-f} L_f \operatorname{sgn}(S_{d-f})] \end{aligned} \quad (3.130)$$

$$\begin{aligned} S_{q-f} \frac{dS_{q-f}}{dt} &= S_{q-f} \left[-\frac{di_{q-f}}{dt} \right] \\ &= -K_{q-f} S_{q-f} \operatorname{sgn}(S_{q-f}) + \frac{S_{q-f}}{L_f} [-e_q + R_f i_{q-f} + L_f w i_{d-f} + K_{q-f} L_f \operatorname{sgn}(S_{q-f})] \end{aligned} \quad (3.131)$$

Pour déterminer la condition d'existence du mode glissant, il est nécessaire de concevoir la fonction de Lyapunov pour le courant de l'axe d et de l'axe q , elle est donnée comme suit :

$$\gamma_f = \frac{1}{2} S_{d-f}^2 + \frac{1}{2} S_{q-f}^2 \quad (3.132)$$

Pour garantir la stabilité et l'attraction du système à travers la surface du mode glissant, nous devons nous assurer de cette condition :

$$\frac{d\gamma_f}{dt} < 0 \quad (3.133)$$

Par dérivation de l'équation 3.132, nous avons :

$$d\frac{\gamma_f}{dt} = S_{d-f} \frac{dS_{d-f}}{dt} + S_{q-f} \frac{dS_{q-f}}{dt} \quad (3.134)$$

Alors nous obtenons :

$$\begin{aligned} d\frac{\gamma_f}{dt} &= -K_{d-f} S_{d-f} \operatorname{sgn}(S_{d-f}) + \frac{S_{d-f}}{L_f} \left[L_f \frac{di_{dr-f}}{dt} - e_d + R_f i_{d-f} - L_f w i_{q-f} + V + K_{d-f} L_f \operatorname{sgn}(S_{d-f}) \right] \\ &\quad -K_{q-f} S_{q-f} \operatorname{sgn}(S_{q-f}) + \frac{S_{q-f}}{L_f} [-e_q + R_f i_{q-f} + L_f w i_{d-f} + K_{q-f} L_f \operatorname{sgn}(S_{q-f})] \end{aligned} \quad (3.135)$$

En remplaçant 3.128 et 3.129 par 3.135, nous avons :

$$d\frac{\gamma_f}{dt} = -K_{d-f}S_{d-f}\text{sgn}(S_{d-f}) - K_{q-f}S_{q-f}\text{sgn}(S_{q-f}) \quad (3.136)$$

Alors la condition de Lyapunov est satisfaite.

$$d\frac{\gamma_f}{dt} = -K_{d-f}|S_{d-f}| - K_{q-f}|S_{q-f}| < 0 \quad (3.137)$$

3.9 Résultats de simulation

3.9.1 Test de poursuite

Les résultats de simulation obtenus par la conception de la chaîne complète sous Matlab/Simulink sont présentés dans cette partie. Les paramètres de la turbine éolienne, la génératrice ainsi que l'observateur sont donnés dans l'annexe A.

La vitesse du vent varie dans la zone 2 de fonctionnement entre une valeur minimale de 10m/s et une valeur maximale de 12m/s selon la forme montrée dans la figure 3.42.

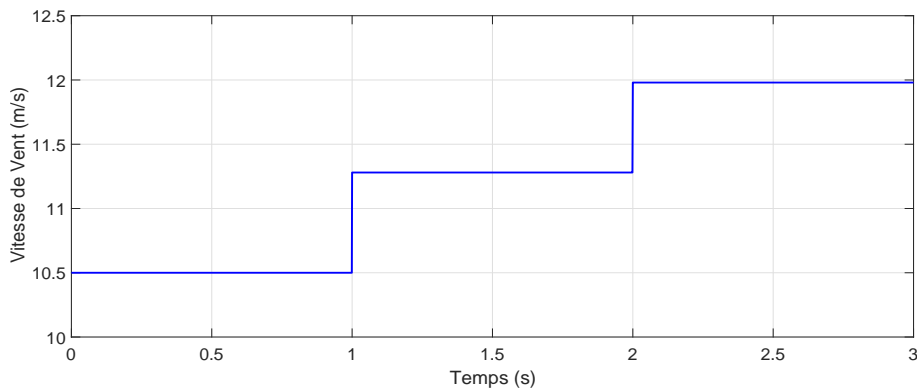


FIGURE 3.42 – Profil de la vitesse du vent variable pour simulation de la CMG

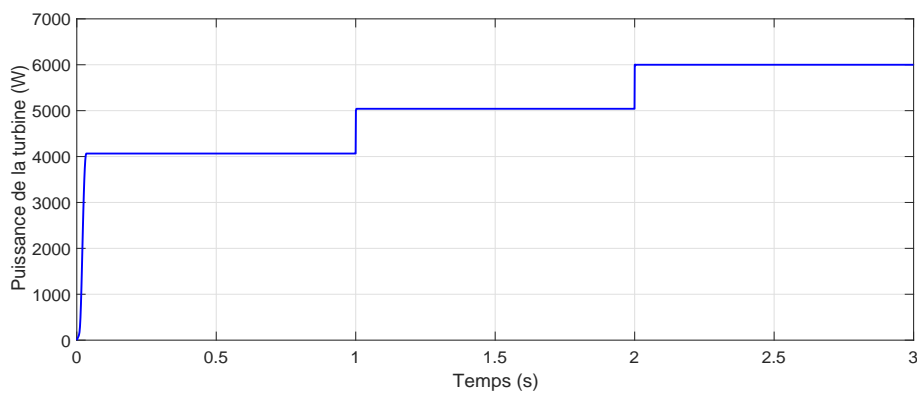


FIGURE 3.43 – Puissance mécanique de la turbine

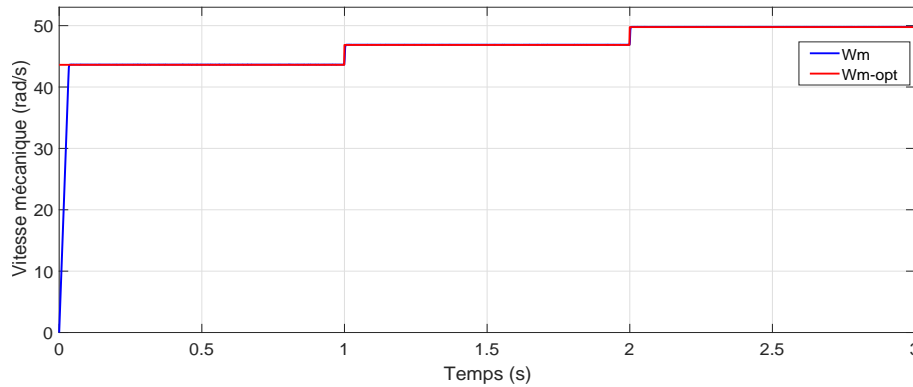


FIGURE 3.44 – Vitesse mécanique de la turbine

La figure 3.43 illustre la courbe de la puissance aérodynamique extraite du vent, pour la vitesse du vent 12 m/s on voit que la valeur de la puissance est 6000W.

La figure 3.44 illustre la régulation de la vitesse de rotation de le génératrice à sa valeur optimale correspondante au point de la puissance maximale par la commande mode glissant.

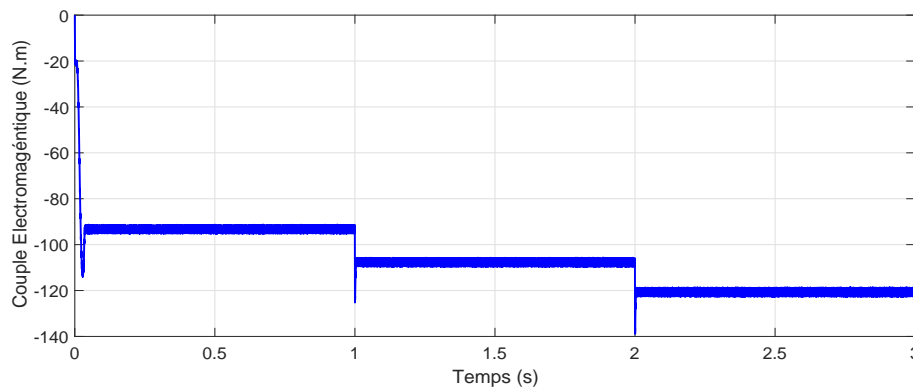


FIGURE 3.45 – Couple Électromagnétique de la génératrice

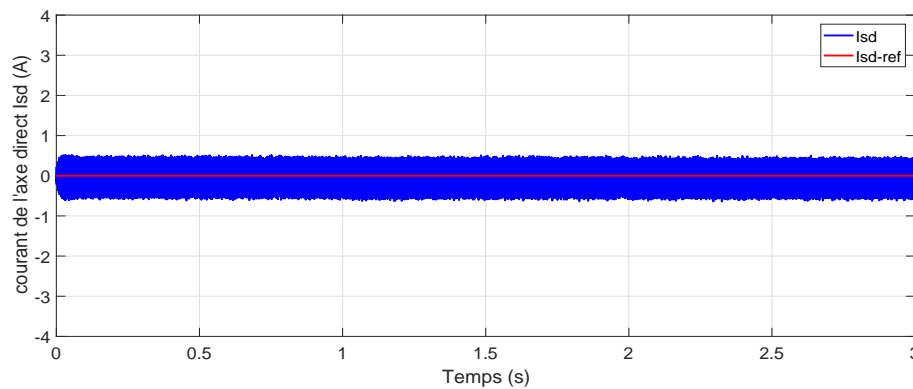


FIGURE 3.46 – Composante de l'axe direct du courant statorique

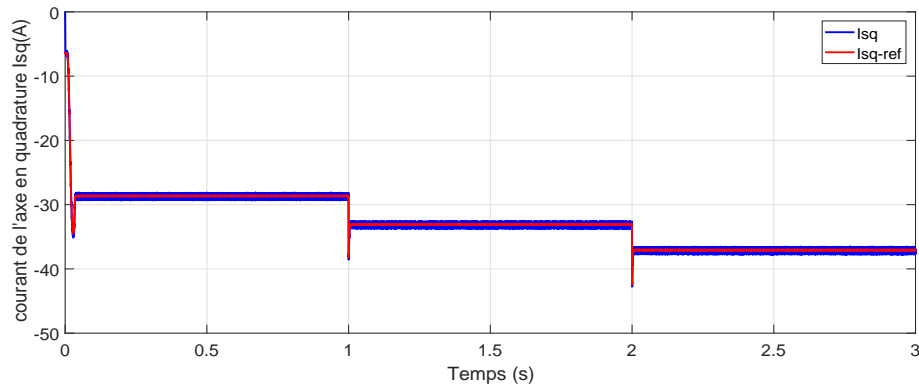


FIGURE 3.47 – Composante de l'axe en quadrature du courant statorique

Les figures 3.45, 3.46, 3.47 montrent les résultats obtenus par la commande par mode glissant, on constate que les courants statoriques i_{sd} et i_{sq} suivent parfaitement leurs références. Le courant i_{sq} qui contrôle le couple électromagnétique C_{em} de la génératrice varie suivant l'allure de la vitesse du vent en garantissant l'extraction de la puissance optimale. Le courant i_{sd} est toujours forcé à la valeur de référence 0.

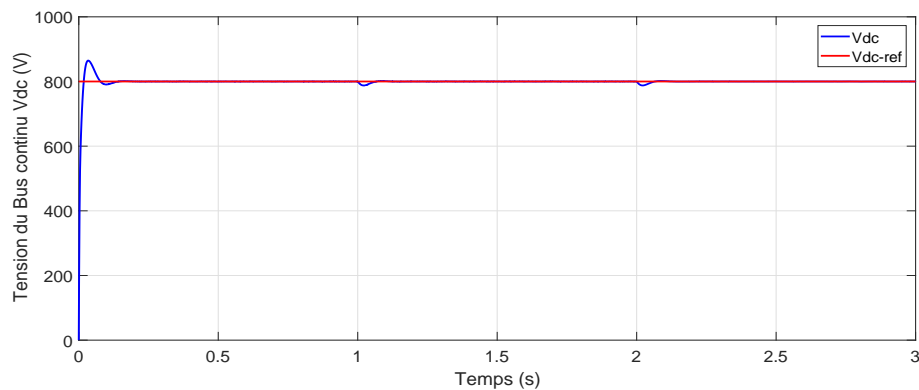
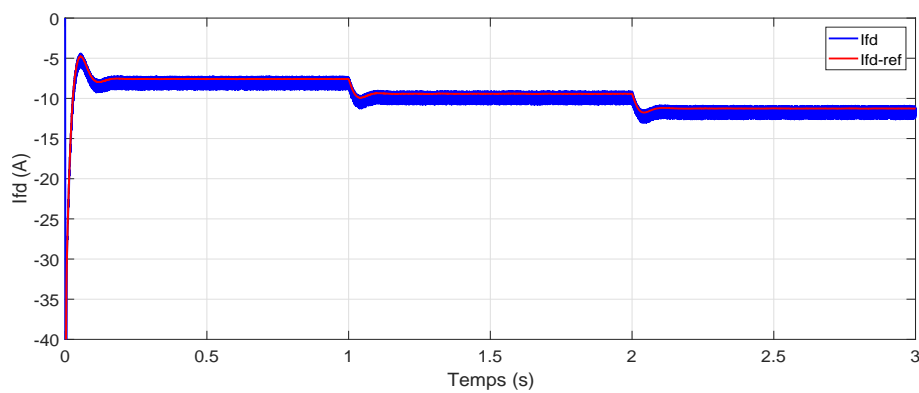
FIGURE 3.48 – Tension du bus continu V_{dc} 

FIGURE 3.49 – Composante de l'axe direct du courant traversant le filtre de liaison

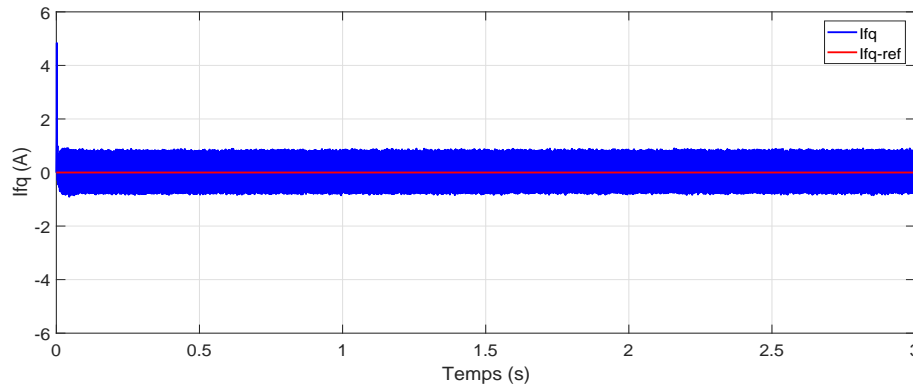


FIGURE 3.50 – composante de l’axe en quadrature du courant traversant le filtre de liaison

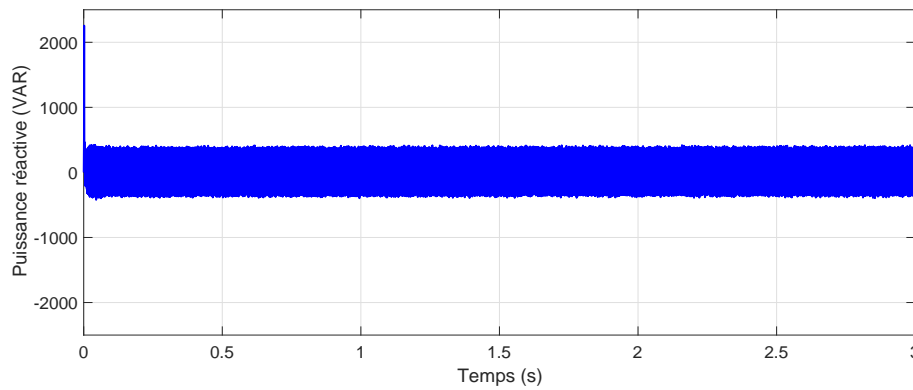


FIGURE 3.51 – Puissance réactive injectée dans le réseau

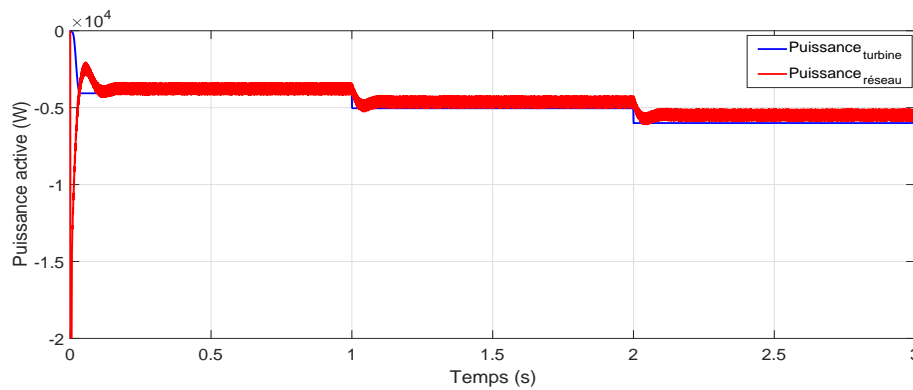
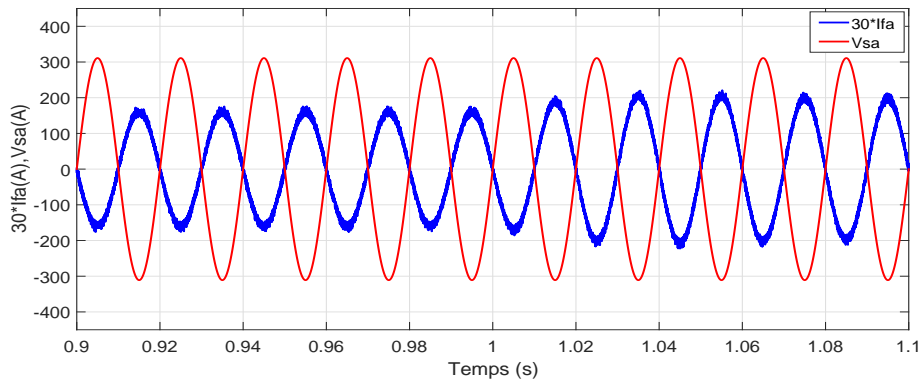


FIGURE 3.52 – Puissance active injectée dans le réseau

Le transit de la puissance de l’éolienne vers le réseau électrique a été fait selon deux considérations :

- Lorsque la puissance est fournie au réseau, celle-ci est considérée négative.
- Lorsque le réseau alimente la chaîne, la puissance devient positive.

Les figures de 3.48 à 3.53 présentent les résultats de simulation par mode glissant du contrôle du convertisseur côté réseau. de même que pour le contrôle par PI, on a :

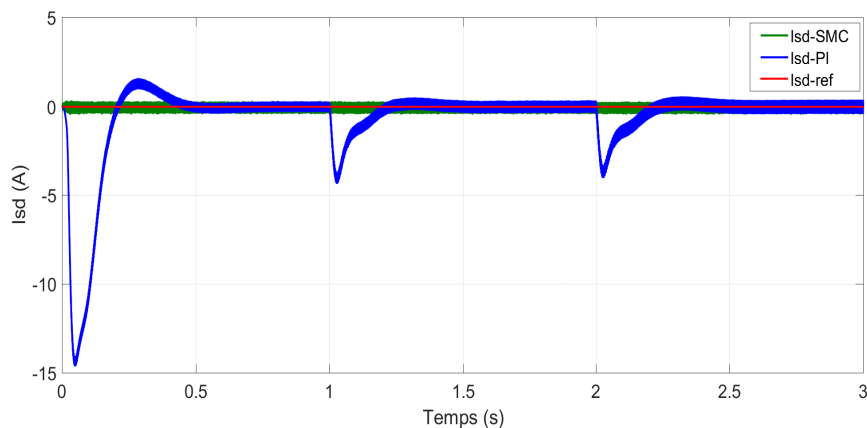
FIGURE 3.53 – courant et tension de la phase a du réseau

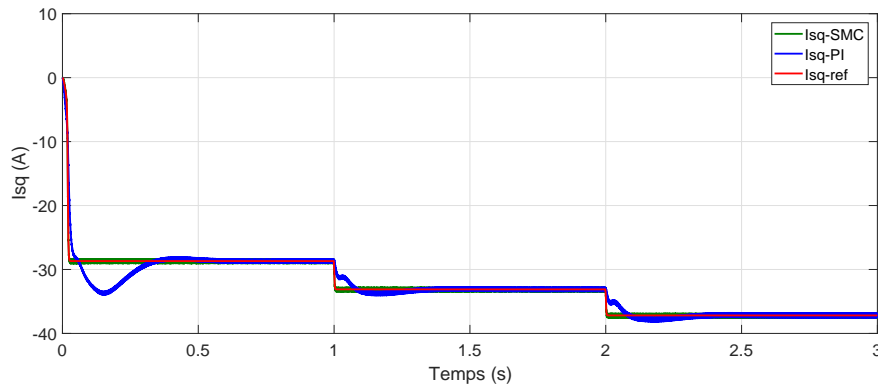
- Le courant i_{fq} suit parfaitement sa consigne nulle ce qui permet d’avoir une puissance réactive nulle côté réseau.
- Le courant i_{fd} est maintenu à sa valeur de consigne ce qui permet d’avoir une évolution de la puissance active côté réseau conforme au profil du vent.
- La puissance réactive a été maintenue à zéro ce qui permet d’avoir un facteur de puissance unitaire dans le point de raccordement avec le réseau électrique.

3.9.2 Test de robustesse

Afin de bien présenter l’avantage d’utiliser le mode glissant par rapport au contrôleur PI, nous avons fait une simulation en variant les paramètres internes de la génératrice.

Les figures 3.54 et 3.55 présentent les résultats obtenus par PI et par mode glissant pour les courants statoriques. on constate que le mode glissant présente un bon résultat par rapport au PI pour le courant i_{sd} et i_{sq} .

FIGURE 3.54 – Régulation du courant statorique de l’axe d par PI et par mode glissant

FIGURE 3.55 – Régulation du courant statorique de l'axe q par PI et par mode glissant

3.10 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la commande par mode glissant de la chaîne éolienne et de la commande utilisant les régulateurs PI, afin d'assurer l'extraction du maximum de la puissance de l'énergie du vent, et avoir un échange de puissance réactive nulle avec le réseau.

Afin de valider la commande par mode glissant deux tests ont été faits, le premier concernant la poursuite et le deuxième la robustesse, dont le but est de comparer la technique par mode glissant et par PI. Les résultats obtenus montrent que le mode glissant est robuste par rapport au PI pour le cas de variation des paramètres internes de la génératrice.

Commande non linéaire sans capteurs

Sommaire

4.1	Introduction	81
4.2	Importance du MPPT	82
4.2.1	Systèmes de Conversion Eolienne à Vitesse Fixe	82
4.2.2	Systèmes de Conversion Eolienne à Vitesse Variable	83
4.2.3	Comparaison des SCEVF et SCEVV	84
4.3	Analyse de la maximisation de la puissance de la GSAP	85
4.4	Stratégie du MPPT à deux niveaux	86
4.4.1	MPPT niveau 1	87
4.4.2	MPPT niveau 2	87
4.5	Conclusion	88

4.1 Introduction

Le but de ce chapitre est l'étude de l'importance de l'extraction continu du maximum de la puissance générée par le SCE. En général, le principe du MPPT est de suivre les points maximaux de la puissance fournie par la génératrice électrique intégrée dans le système étudié afin d'optimiser le rendement de ce dernier [Jeong HG 2012].

Nous rappelons que dans ce mémoire, le but est d'éviter l'utilisation du capteur de la vitesse du vent et les capteurs mécaniques qui permettent la connaissance des conditions météorologiques (la température, la pression et l'humidité) et par la suite la densité de l'air, ce qui contribue à l'amélioration de la robustesse du système en simplifiant sa conception mécanique et en diminuant le coût d'achat et de maintenance de l'ensemble [Boussak 2005].

Dans le cadre de la stratégie du MPPT, nous allons présenter une analyse de l'efficacité énergétique visant la maximisation de la puissance de sortie de la GSAP. Cette analyse montre que l'implémentation d'un redresseur actif contrôlé par une CFO permet l'extraction du maximum de la puissance.

À la fin, nous allons détailler la stratégie du MPPT adoptée qui est à deux niveaux imbriqués, une boucle de régulation de la puissance et un système pour la recherche des extremums [Y. Tan 2010].

4.2 Importance du MPPT

Selon la vitesse de rotation de la turbine, les SCE peuvent être divisés en deux catégories : les SCE à Vitesse Fixe (SCEVF) et les SCE à Vitesse Variable (SCEVV). Les systèmes les plus anciens étaient principalement de type à vitesse fixe, car ils sont plus simples à construire et à utiliser que les types à vitesse variable. Ils génèrent de l'électricité uniquement lorsque la vitesse du vent est suffisamment élevée pour faire tourner l'arbre de la génératrice au-dessus de sa vitesse synchrone. Bien qu'ils soient moins chers et nécessitent moins d'entretien que les types à vitesse variable, ils sont limités dans leur génération d'énergie électrique.

4.2.1 Systèmes de Conversion Eolienne à Vitesse Fixe

La figure 4.1 indique le couple de la machine synchrone en fonction de sa vitesse, dans le cas d'un SCEVF. Comme le montre cette figure, la génératrice fonctionne dans une gamme linéaire du point A au point B. Avant d'arriver au point A, la vitesse de la turbine est inférieure à la vitesse de démarrage. Lorsque la vitesse est supérieure à celle du point B, la génératrice rentre dans sa zone de décrochage. À cause de la forme de cette caractéristique, la plage de vitesse est constante d'où l'appellation de systèmes "à vitesse fixe".

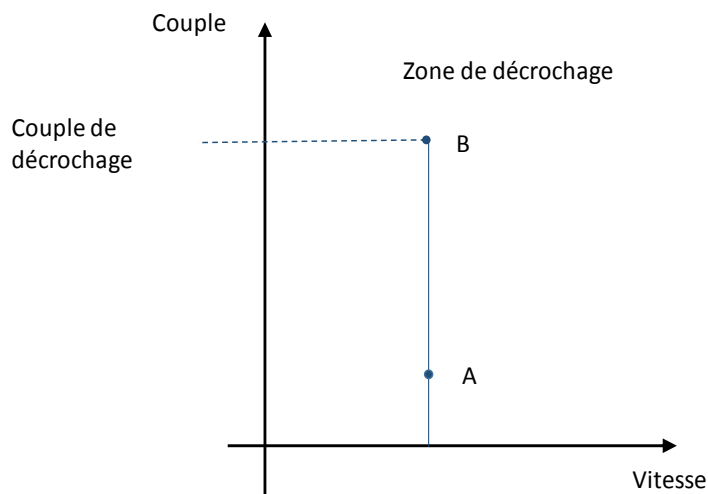


FIGURE 4.1 – Plages de fonctionnement du couple et de la vitesse pour les SCEVF

La plage de la puissance développée (puissance de l'arbre de la génératrice) dans ce

Le système est donné en fonction des deux puissances aux points A et B par l'expression :

$$\Delta P_{vf} = P_B - P_A \quad (4.1)$$

Ainsi, en fonction des couples et des vitesses de la génératrice, cette plage est :

$$\Delta P_{vf} = C_B \omega_B - C_A \omega_A \quad (4.2)$$

Considérons que la vitesse est constante : $\omega_A = \omega_B$, l'expression précédente devient :

$$\Delta P_{vf} = (C_B - C_A) \omega_A \quad (4.3)$$

Dans ce type de système et puisque la vitesse est constante, la puissance de sortie est régulée en utilisant la commande de l'angle d'inclinaison (pitch angle).

4.2.2 Systèmes de Conversion Eolienne à Vitesse Variable

Les SCEVV sont des systèmes plus complexes vu l'utilisation de divers convertisseurs de puissance qui permettent à la génératrice de produire de l'électricité à une large plage de vitesses, même à des vitesses inférieures à la vitesse de synchronisme. Pour cela, leur plage de fonctionnement est beaucoup plus large que celle des SCEVF. Les plages de fonctionnement du couple et de la vitesse dans ces systèmes sont illustrées dans la figure 4.2.

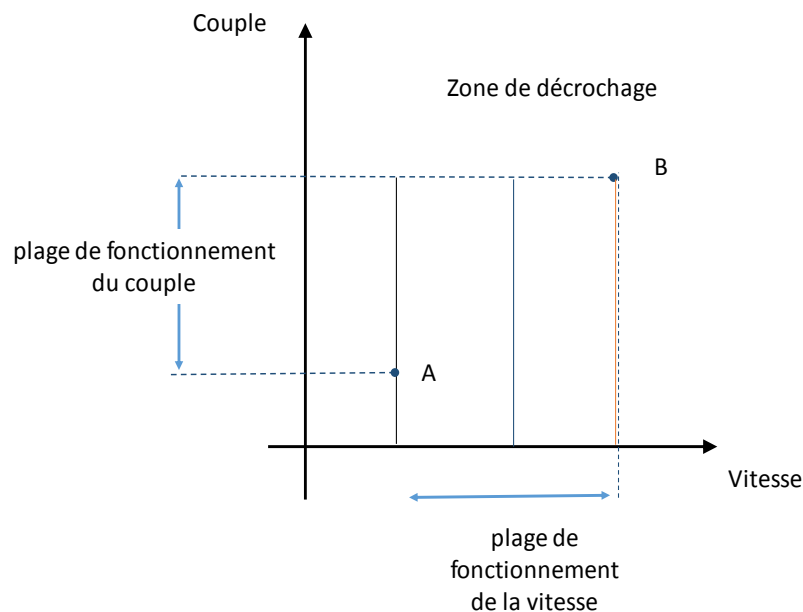


FIGURE 4.2 – Plages de fonctionnement du couple et de la vitesse pour les SCEVV

La plage de fonctionnement du couple est comprise entre C_A et C_B , de ce fait, la vitesse de la génératrice a une large plage de fonctionnement comme $\omega_B > \omega_A$. La plage de puissance développée pour ce système s'écrit alors :

$$\Delta P_{vv} = P_B - P_A = C_B \omega_B - C_A \omega_A \quad (4.4)$$

On peut donc déduire que $\Delta P_{vv} > \Delta P_{vf}$, vu que la variation de la vitesse de fonctionnement est beaucoup plus large dans les SCEVV par rapport à celle dans les SCEVF.

4.2.3 Comparaison des SCEVF et SCEVV

Bien que ce soit une conception relativement primitive, les SCEVF sont encore utilisés dans les systèmes de petite taille pour plusieurs raisons comme :

- Ce type de système ne nécessite pas de balais ni de bagues collectrices,
- Faible nécessité d'entretien,
- À prix bas,
- Simples à utiliser.

Malgré ces avantages, les SCEVF ont plusieurs inconvénients qui limitent leur implémentation :

- En raison de leur fonctionnement à vitesse fixe, les fluctuations de la vitesse du vent se traduisent par des couples de torsion continus et soudains qui pressent l'arbre de transmission et la boîte de vitesses,
- La vitesse de rotation qui génère l'électricité est supérieure à la vitesse de synchronisme élevée. Cela nécessite des vitesses avec des rapports élevés ou des lames qui tournent à des vitesses grandes. Dans les deux cas, la tour est construite pour des charges plus lourdes,
- En raison de la vitesse élevée, les SCEVF pourraient être bruyants et peuvent causer plus de collisions avec les oiseaux.

De nos jours, Les SCEVV sont beaucoup plus populaires en raison de leurs nombreux avantages :

- Ils peuvent produire de l'énergie même à des basses vitesses (inférieures à la vitesse de synchronisme),
- La puissance de sortie peut être régulée même lorsque la vitesse de la turbine change considérablement,
- La vitesse de la génératrice peut être ajustée pour atteindre une efficacité aérodynamique plus élevée (maximiser le coefficient de performance),
- Faibles contraintes mécaniques dues à la réduction des variations du couple de l'ensemble,
- Les problèmes du bruit et des collisions avec les oiseaux sont très réduits car la turbine fonctionne à basse vitesse.

Les principaux inconvénients des SCEVV sont les suivants :

- Coût élevé,
- Systèmes plus complexes,
- Plus de composants sont utilisés, ce qui augmente les coûts de maintenance.

D'après cette comparaison, il est clair que les SCEVV sont beaucoup plus optimaux par rapport aux SCEVF parce qu'ils permettent l'extraction d'une puissance plus optimale

même à des vitesses basses.

En considérant un SCEVV, la figure 4.2 montre que le maximum de la puissance est différent pour différentes vitesses de vent, d'où la nécessité d'une stratégie de la recherche du maximum de puissance, pour fournir autant de puissance que possible à la charge.

4.3 Analyse de la maximisation de la puissance de la GSAP

Lorsqu'un système de conversion d'énergie est considéré dans un travail, l'étude de l'efficacité énergétique s'avère indispensable [R. Aubre 2012]. Dans le cadre de la stratégie du MPPT, nous allons détailler dans ce qui suit, une analyse de la maximisation de la puissance fournie à la sortie de la génératrice triphasée. Puisque la transformée de Park utilisée précédemment pour produire les expressions des tension v_d et v_q dans les équations 2.35 et 2.36 successivement, assure la conservation de la puissance, l'expression de la puissance à la sortie de la génératrice s'écrit :

$$P_g = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_d i_d + v_q i_q \quad (4.5)$$

En remplaçant les tensions v_d et v_q par leurs expressions, nous déduisons la formule suivante :

$$P_g = -R_s(i_d^2 + i_q^2) - \frac{1}{2}(L_d \frac{di_d^2}{dt} + L_q \frac{di_q^2}{dt}) - C_e \Omega_m \quad (4.6)$$

Nous avons pris en compte l'état stationnaire dans lequel les variations de courant et de vitesse sont nulles :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{di_q}{dt} = 0(A/s) \text{ et } \frac{d\Omega_m}{dt} = 0(rad/s)$$

La puissance devient alors :

$$P_g = C_p \left(\frac{R\Omega_m}{V_w} \right) P_w - R_s(i_d^2 + i_q^2) - f\Omega_m^2 \quad (4.7)$$

L'expression de coefficient de performance est :

$$C_p \left(\frac{R\Omega_m}{V_w} \right) P_w - f\Omega_m^2 = -C_e \Omega_m = \sqrt{\frac{3}{2}} p \Phi_s f \Omega_m i_q \quad (4.8)$$

Nous avons maintenant, dans l'équation 4.7, l'expression de la puissance à maximiser, en tenant compte de la contrainte dans l'équation 4.8.

Il existe plusieurs méthodes qui nous permettent de réaliser cela, parmi ces méthodes, le multiplicateur de Lagrange qui consiste à définir la fonction de Lagrange contenant la puissance et la contrainte de sa maximisation, cette fonction s'écrit :

$$\zeta = P_g + \lambda_\zeta \left(C_p \left(\frac{R\Omega_m}{V_w} \right) P_w - f\Omega_m^2 - \sqrt{\frac{3}{2}} p \Phi_s f \Omega_m i_q \right) \quad (4.9)$$

L'étape suivante est de résoudre les dérivées de la fonction de Lagrange par rapport aux variables i_d , λ_ζ , i_q et Ω_m :

$$\frac{\partial \zeta}{\partial i_d} = 0 \quad (4.10)$$

$$\frac{\partial \zeta}{\partial \lambda_\zeta} = 0 \quad (4.11)$$

$$\frac{\partial \zeta}{\partial i_q} = 0 \quad (4.12)$$

$$\frac{\partial \zeta}{\partial \Omega_m} = 0 \quad (4.13)$$

Les résultats de ces dérivées sont successivement :

$$i_d = 0 \quad (4.14)$$

$$i_q = \frac{C_p \left(\frac{R\Omega_m}{V_w} \right) P_w - f\Omega_m^2}{\sqrt{\frac{3}{2}} p \Phi_{sf} \Omega_m} \quad (4.15)$$

$$\lambda_\zeta = \frac{4R_s}{3p^2 \Phi_{sf}^2} \left(f - \frac{P_w}{\Omega_m^2} C_p \left(\frac{R\Omega_m}{V_w} \right) \right) \quad (4.16)$$

$$\frac{R\Omega_m}{V_w} \frac{dC_p \left(\frac{R\Omega_m}{V_w} \right)}{d\lambda} = \frac{\lambda_\zeta C_p \left(\frac{R\Omega_m}{V_w} \right) + (\lambda_\zeta + 2) f \Omega_m^2 / P_w}{\lambda_\zeta + 1} \quad (4.17)$$

À partir de cette analyse, et plus précisément, la première dérivée dans l'équation 4.10, nous déduisons que la puissance P_g atteint son maximum lorsque la composante d du courant est nulle $i_d = 0$. Cela justifie le choix d'un redresseur triphasé actif contrôlé par une CFO que nous avons détaillé dans le chapitre 2.

4.4 Stratégie du MPPT à deux niveaux

En se référant toujours à la figure 1.1, introduite dans le premier chapitre, et qui représente la structure globale du système étudié, la stratégie du MPPT adoptée dans ce travail se compose de deux niveaux. Le premier niveau est une boucle de régulation de la puissance produisant le paramètre i_{qref} pour la CFO. Le deuxième niveau consiste à la recherche de la valeur du paramètre K_{opt} livré à la boucle de régulation de la puissance. Dans ce qui suit, nous allons décrire ces deux niveaux.

4.4.1 MPPT niveau 1

Nous considérons l'expression de la puissance générée par la turbine pour extraire la zone dans laquelle les points du maximum de la puissance sont situés. C'est la courbe décrite en utilisant l'expression suivante :

$$P_{opt} = \frac{1}{2} \rho A \left(\frac{R \Omega_m}{\lambda_{opt}} \right)^3 C_{popt} \quad (4.18)$$

Ainsi :

$$P_{opt} = K_{opt} \Omega_m^3, \quad (4.19)$$

Avec :

$$K_{opt} = \frac{\rho A R^3 C_{popt}}{2 \lambda_{opt}^3} \quad (4.20)$$

Comme nous avons mentionné précédemment, le principe du MPPT doit être appliqué à la chaîne de conversion éolienne entière. Pour ce faire, nous avons construit une boucle de régulation de la puissance basée sur la connaissance de la valeur optimale de la puissance, la valeur de référence est obtenue à partir de la vitesse de rotation estimée et la valeur du paramètre K_{opt} . La structure de cette boucle est illustrée dans la figure 4.3.

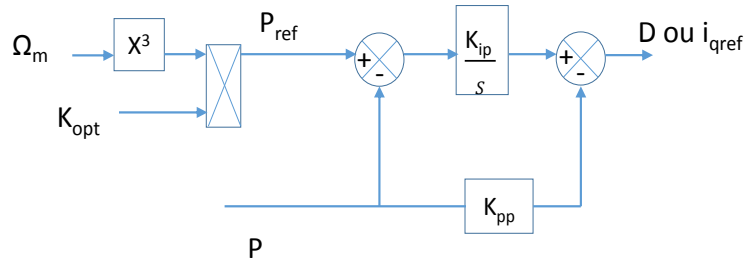


FIGURE 4.3 – Boucle de régulation de la puissance

4.4.2 MPPT niveau 2

Dans notre cas, les caractéristiques de la turbine sont supposées inconnues, par conséquent, la valeur du paramètre K_{opt} est indéterminée. Afin de déterminer cette valeur d'une façon continue, un système automatique est intégré. Ce système est la méthode de recherche des extremums [AUBREE 2014] constituant le deuxième niveau de la stratégie du MPPT.

Le schéma de cette méthode dans la figure 4.4 détermine une valeur moyenne K_{mean} et ajoute une perturbation sinusoïdale très lente afin de fournir la valeur du paramètre K_{opt} utilisé comme entrée de la boucle de régulation de la puissance. Par la suite, ce système observe les variations de la puissance P_L en fonction des variations de K à la sortie du filtre passe haut, ces variations sont démodulées via une multiplication par le signal de perturbation. Le rôle du filtre passe bas est de rejeter les composantes hautes fréquences à la sortie du multiplicateur. Le gain a détermine l'amplitude du signal de perturbation et ε règle le gain de l'intégrateur qui détermine la valeur de K_{mean} .

Finalement, on obtient les variations de la valeur moyenne de la puissance instantanée P_{inst} en fonction des variations de K_{opt} à la sortie du filtre passe haut.

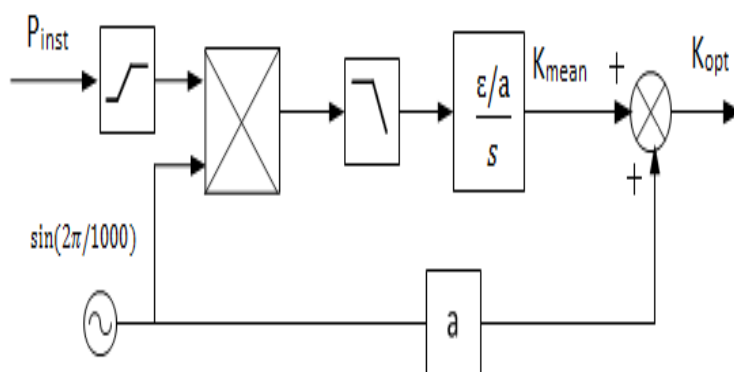


FIGURE 4.4 – Détermination de K_{opt}

Le système étudié considère le vent comme un signal aléatoire qui perturbe la recherche du maximum. Par conséquent, une variation de $1m/s$ de la vitesse du vent conduit à une variation importante de la puissance. L'amplitude a de la perturbation doit être choisie assez grande afin d'assurer une incidence identifiable par rapport aux variations du vent et cela, sans dégradation du résultat.

4.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à une partie très importante dans tout système de conversion éolienne, qui est la recherche de l'extraction du maximum de la puissance dont l'importance a été expliquée au début. La réalisation d'une analyse de la maximisation de la puissance fournie par la GSAP, nous a permis de constater que cette puissance atteint son maximum lorsque la CFO est appliquée. À la fin, nous avons détaillé les deux niveaux de la stratégie du MPPT adoptée.

Conception des estimateurs

Sommaire

5.1	Introduction	89
5.2	Objectifs de l'observation	90
5.3	Analyse de l'observabilité de la MSAP	92
5.3.1	Observabilité des systèmes non linéaires	92
5.3.2	Observabilité de la MSAP avec mesure de vitesse ni de position	93
5.4	L'observateur de poursuite d'angle	95
5.4.1	Resumé sur les observateurs de poursuite d'angle	95
5.4.2	Structure de l'observateur de poursuite d'angle proposé	97
5.4.3	Simulation de l'OPA	99
5.5	Filtre de Kalman Etendu (FKE)	100
5.5.1	Rappel sommaire sur le FKE	100
5.5.2	Application à la GSAP	101
5.5.3	Simulation du FKE	103
5.6	SRF-PLL comme estimateur d'angle et de vitesse	104
5.6.1	La SRF-PLL	104
5.6.2	Simulation de la SRF-PLL	106
5.7	Comparaison des trois estimateurs	108
5.8	Expérimentation	111
5.8.1	Le banc d'essai expérimental	112
5.8.2	Résultats expérimentaux	112
5.9	Conclusion	116

5.1 Introduction

Ce dernier chapitre présente les différents estimateurs utilisés pour la conception de la stratégie du MPPT sans capteurs détaillée précédemment. Dans cet objectif, nous avons considéré trois types d'estimateur, L'observateur de poursuite d'angle (OPA) plus connu par le nom Angle Tracking Observer [F. Auger 2011], le filtre de Kalman étendu (FKE) et la SRF-PLL [K. 2009].

Les résultats de simulation de la chaîne complète implémentant chaque type d'estimateur sont donnés, ainsi, une comparaison des trois types d'estimateurs est effectuée afin de dégager leurs avantages et leurs inconvénients et par la suite, déterminer les limites de leur application spécifiquement dans la chaîne adoptée dans nos travaux.

Les estimateurs sont indispensables à la réalisation de notre stratégie du MPPT sans capteurs. Dans tous les estimateurs, que nous avons utilisés, la position et la vitesse du rotor sont estimées à partir des courants et des tensions mesurés aux bornes de la génératrice électrique.

Quelle que soit la méthode d'observation retenue, l'information "position", reconstruite avec une certaine précision et surtout avec une certaine dynamique, sera injectée dans la boucle de commande de la génératrice.

5.2 Objectifs de l'observation

Généralement, les observateurs d'état, ou les capteurs logiciels, sont utilisés dans la commande des machines électriques pour assurer plusieurs objectifs présentés dans la figure 5.1.

- **Commande sans capteurs** : dans ce premier cas, l'objectif de l'implémentation d'un observateur est d'éviter l'utilisation des capteurs afin de réduire le coût total de la commande et d'améliorer sa fiabilité. Plusieurs techniques d'estimation existent, parmi lesquelles nous avons étudié dans cette thèse l'OPA, le FKE et la SRF-PLL.
- **Commande tolérante aux défauts** : l'observateur estime les grandeurs mesurées pour détecter la défaillance ou la dégradation des performances des capteurs, en comparant la sortie de ces derniers à la sortie de l'observateur.
- **Identification des paramètres** : l'observateur est introduit pour l'estimation des paramètres du modèle de la machine comme la résistance qui varie avec la température, ou le couple résistant qui varie avec la charge, et cela afin d'améliorer la robustesse de la commande face aux variations paramétriques.

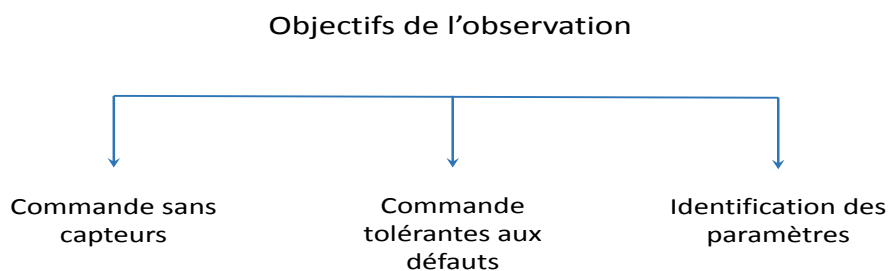


FIGURE 5.1 – Objectifs de l'observation des machines électriques

Dans cette thèse, nous nous intéressons à l'implémentation des observateurs afin de les utiliser comme des estimateurs des grandeurs nécessaires à la commande de la génératrice et à la recherche du maximum de la puissance. La structure considérée est donnée dans la figure 5.2.

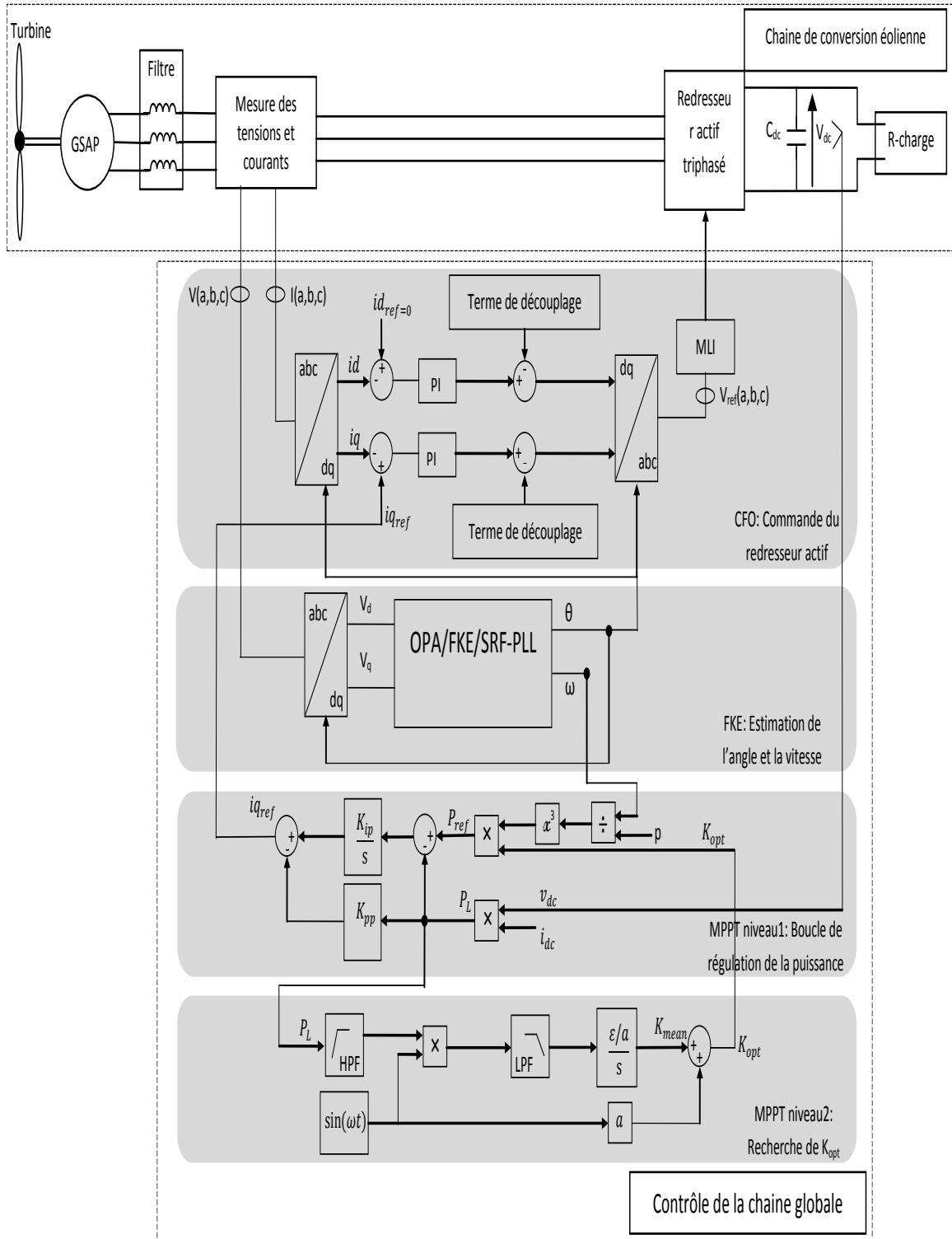


FIGURE 5.2 – Structure globale adoptée

5.3 Analyse de l'observabilité de la MSAP

Le système de modélisation de la MSAP est un système non linéaire et par conséquent l'étude de son observabilité est complexe contrairement aux systèmes linéaires. Cette complexité vient du fait que l'observabilité peut dépendre de l'entrée du système étudié et que des singularités d'observation peuvent exister dans l'espace d'état. Avant d'entamer les différents observateurs utilisés, une étude de l'observabilité de la MSAP s'avère importante afin de déduire les conditions qui rendent possible le calcul des variables d'état non mesurées à partir des sorties mesurées.

Dans ce qui suit, nous allons donner une définition générale de l'observabilité des systèmes non linéaires, et par la suite une analyse de l'observabilité de la MSAP.

5.3.1 Observabilité des systèmes non linéaires

5.3.1.1 Modèle du système à observer

La forme générale de la représentation d'état pour un système noté Σ , s'écrit comme suit :

$$\Sigma = \begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (5.1)$$

où $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée qui représente les signaux de commande et $y \in \mathbb{R}^p$ est le vecteur de sortie qui représente les signaux mesurés par les capteurs. f et h sont des fonctions analytiques.

Dans les systèmes linéaires, la dynamique de l'état peut être présentée par une combinaison linéaire des variables d'état et des entrées, et la sortie par une combinaison linéaire des variables d'état, le système 5.1 peut s'écrire :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (5.2)$$

où A , B et C sont respectivement les matrices d'état, d'entrée et de sortie.

5.3.1.2 Conditions d'observabilité

L'observabilité des systèmes non linéaires est définie à partir de la notion d'indistinguabilité (ou d'indiscernabilité) [Hermann].

- **Définition 1 : Indistinguabilité** Deux états initiaux $x(t_0) = x_1$ et $x(t_0) = x_2$ sont dit indiscernables pour le système 5.1 si $\forall t \in [t_0, t_1]$, les sorties correspondantes $y_1(t)$ et $y_2(t)$ sont identiques quelle que soit l'entrée admissible $u(t)$ du système.
- **Définition 2 : Observabilité** Le système non linéaire 5.1 est dit observable s'il n'admet pas de paire indiscernable. Autrement dit, un système est observable s'il n'existe pas d'états initiaux distincts qui ne puissent être départagés par examen de la sortie du système.
- **Définition 3 : Espace d'observabilité** On considère le système 5.1. L'espace d'observabilité O , est défini par le plus petit espace vectoriel contenant les sorties h_1, h_2, \dots

. . . , h_p et qui soit fermé sous l'opération de la dérivation de Lie par rapport au champ de vecteur $f(x, u)$, u étant fixe. On note dO l'espace des différentielles des éléments de O .

- **Définition 4 :** L'espace $dO(x_o)$ (évalué en x_o) caractérise l'observabilité faible locale en x_o du système 5.1. Le système 5.1 est dit satisfaisant la condition de rang d'observabilité en x_o si :

$$\dim O(x_o) = n \quad (5.3)$$

Le système 5.1 satisfait la condition de rang d'observabilité si, pour tout $x \in \mathbb{R}^n$:

$$\dim O(x) = n \quad (5.4)$$

- **Définition 5 : Espace d'observabilité générique** Soit le système 5.1. L'espace d'observabilité générique est défini par $O = X \cap (Y + U)$, avec :

$$\begin{cases} X = \text{Span}_K dx \\ U = \text{Span}_K du^v, v \geq 0 \\ Y = \text{Span}_K dy^w, w \geq 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

où K est l'ensemble des fonctions méromorphes.

Le système 5.1 est génériquement observable si et seulement si :

$$\dim O = n \quad (5.6)$$

Supposons que la condition de rang d'observabilité générique 5.7 soit satisfaite. On peut alors vérifier :

$$\text{rang}_K = \begin{bmatrix} dy \\ d\dot{y} \\ \vdots \\ dy^{(n-1)} \end{bmatrix}$$

Un critère seulement suffisant pour l'observabilité locale est :

$$\text{le jacobien de } \frac{\partial(y, \dots, y^{n-1})}{\partial x_1, \dots, x_n} \text{ est de rang plein} \quad (5.7)$$

5.3.2 Observabilité de la MSAP avec mesure de vitesse ni de position

Lorsque la vitesse et/ou la position est mesurée, le modèle de la MSAP est écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (5.8)$$

où :

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [i_d \ i_q \ \Omega \ \theta]^T, \quad u = [u_d \ u_q]^T, \quad h(x) = [h_1 \ h_2]^T = [x_1 \ x_2]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_d}x_1 + \frac{pL_q}{L_d}x_2x_3 \\ \frac{-R}{L_q}x_2 - \frac{pL_d}{L_q}x_1x_3 - \frac{p\psi_f}{L_q}x_3 \\ \frac{p\psi_f}{J}x_2 + \frac{p(L_q-L_d)}{J}x_1x_2 \\ px_3 \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'ensemble de fonctions C^∞ $P_1(x)$ g n r   partir des mesures et de leurs dérivées respectives de la façon suivante :

$$P_1(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix}$$

Le jacobien J_1 de $P_1(x)$ par rapport à l'état x permet de caractériser l'observabilité du système 5.8 au sens du rang :

$$J_1(x) = \frac{\partial(P_1(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-R}{L_d} & \frac{pL_q}{L_d}\Omega & \frac{pL_q}{L_d}i_q & 0 \\ \frac{-pL_d}{L_q}\Omega & \frac{-R}{L_q} & \frac{-pL_d}{L_q}i_d - \frac{-p\psi_f}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

Il est évident que le déterminant de cette matrice est nul. Par conséquent, le système est donc non-observable. Quelque soit l'ordre des dérivées de h_1 et h_2 utilisé, il est constaté que le système est toujours non-observable. Donc, à partir du modèle dans le repère dq , la MSAP n'est pas observable car aucun état dépend de la position du rotor θ . Donc, étudions l'analyse de l'observabilité dans le repère fixe $\alpha\beta$.

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [i_\alpha \ i_\beta \ \Omega \ \theta]^T, \quad u = [u_\alpha \ u_\beta]^T, \quad h(x) = [h_1 \ h_2]^T = [x_1 \ x_2]^T$$

$$P_2(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix}$$

$$J_2(x) = \frac{\partial(P_2(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ a_1 & a_2 & a_3 & a_4 \\ b_1 & b_2 & b_3 & b_4 \end{bmatrix}$$

Le déterminant D_2 de $J_2(x)$ est : $D_2 = a_3b_4 - a_4b_3$

Dans le cas de la MSAP   pôles lisses ($L_d = L_q = L$), la valeur de D_2 est :

$$D_2 = \frac{\psi_f^2 \omega}{L^2} \quad (5.9)$$

Sachant que le flux de l'aimant (ψ_f) ainsi que l'inductance (L) sont toujours constants et également différents de zéro, le système est localement génériquement observable si la vitesse est différente de zéro ($\omega \neq 0$).

Remarque 1 Détaillons un peu plus le comportement dynamique de la partie inobservable lors de la perte d'observabilité :

si $\omega = 0 \Rightarrow a_4 = 0 \Rightarrow b_4 = 0$ et $a_3 = \frac{\psi_f \sin\theta}{L}$ cela signifie que :

- si $\sin\theta \neq 0$: la vitesse est observable mais la position n'est pas observable. La dynamique inobservable est donc à la limite de stabilité. Si ce cas persiste dans le temps, une technique alternative d'observation serait une injection de signaux.
- si $\sin\theta = 0$ (pour $\theta = 0$ et modulo $k\pi$) : dans ce cas, ni la vitesse ni la position ne sont observables.

Remarque 2 Même en utilisant les dérivées d'ordre supérieur des mesures, afin d'établir $P_1(x)$, aucune information supplémentaire pour l'analyse de l'observabilité n'est obtenue.

Remarque 3 Si la singularité d'observabilité est franchie suffisamment rapidement, la perte d'observabilité ne pose pas de problème.

Remarque 4 Dans tous les cas, le passage en mode estimateur n'est pas robuste à cause des paramètres mal connus et se fera éventuellement à tort (si $\hat{\omega} \neq \omega$). Il est préférable d'utiliser un observateur et de vérifier sa stabilité et précision dans la zone inobservable.

5.4 L'observateur de poursuite d'angle

Les OPA ont été largement étudiés pour la détermination des signaux à partir de la transformation de la position. Cependant, les structures de ces observateurs sont conçues pour des signaux d'entrée spécifiques et ne peuvent donc pas être directement appliqués à l'estimation de la position du rotor.

Le résumé des solutions OPA actuelles est d'abord présenté. Une structure proposée du nouvel OPA, dédiée aux estimations de position du rotor est décrite par la suite.

5.4.1 Résumé sur les observateurs de poursuite d'angle

Les OPA sont largement utilisés dans les circuits intégrés dédiés à la détermination de la position angulaire à partir des transducteurs mécaniques appelés résolveurs. Ces circuits sont appelés convertisseurs résolveurs numériques.

Les OPA réduisent l'impact des perturbations dans les signaux analogiques fournis par le résolveur sur la position angulaire estimée. Ils réalisent ceci sans introduire le décalage lié à la vitesse angulaire. Le schéma fonctionnel de la structure typique d'un OPA est représenté sur la figure 5.3.

Les signaux fournis par un résolveur sont liés au cosinus et au sinus de la position angulaire mesurée θ . Ces signaux sont modulés par le signal de la porteuse $V * \cos(\Omega t)$ donné par un générateur de référence. L'observateur de position angulaire multiplie les signaux modulés par les fonctions sinus et cosinus de la position angulaire observée Ψ .

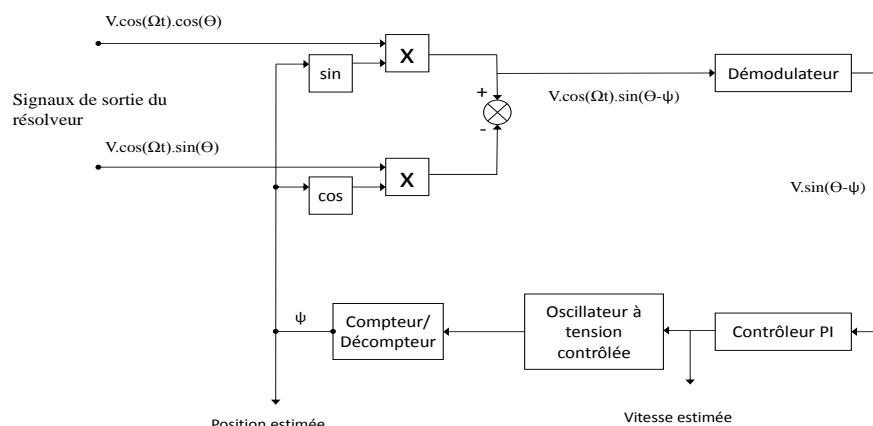


FIGURE 5.3 – Structure typique de l’observateur de position angulaire

La soustraction des signaux résultants, suivie par la suppression de la porteuse $\cos(\Omega t)$, produit un signal d’erreur $V * \sin(\theta - \Psi)$ pour un régulateur PI. Comme la différence $\theta - \Psi$ est supposée faible, le signal d’erreur peut être approximé par $V * (\theta - \Psi)$. Ce signal linéaire d’entrée permet au régulateur PI de fournir une sortie liée à la vitesse angulaire, qui est ensuite transformée en un signal à fréquence variable qui commande un compteur/décompteur. Comme l’état du compteur représentant la position angulaire estimée Ψ est mis à jour en effectuant une incrémentation d’un seul pas, l’estimation change ainsi lentement.

La structure typique de l’OPA a été soumise à de nombreuses améliorations. Hoseinnezhad et al ont proposé une structure hybride d’observateur constituée d’un observateur de position angulaire et d’un codeur en quadrature [R. Hoseinnezhad]. Cette solution améliore la stabilité de l’observateur à grande vitesse et à haute accélération.

Benammar et Gonzales ont modifié la boucle de poursuite de l’observateur en appliquant un comparateur à fenêtre et un amplificateur à inversion de phase contrôlée [M. Benammar]. Le principal avantage de cette amélioration est la réduction des coûts de fabrication des circuits intégrés. Sivappagari et Konduru ont introduit un observateur qui applique la démodulation synchrone des signaux d’entrée et du signal de référence rectangulaire [Sivappagari C. M. R.].

De plus, les auteurs ont proposé une estimation en quadrature de la position initiale du rotor pour améliorer la précision de la détermination de la position. L’implémentation logicielle des algorithmes de l’observateur a été étudiée dans [Khaburi] et [L. Idkhajine]. Ces solutions permettent l’extraction de la position angulaire sans circuits matériels dédiés, ce qui diminue les coûts de production.

Zhao, Qiao et Wu ont proposé d’appliquer l’observateur de position angulaire pour améliorer la précision de l’estimation de la position du rotor dans un entraînement sans capteur [Y. Zhao]. Comme leur estimateur délivre des signaux $\sin(\theta)$ et $\cos(\theta)$, il est bien adapté à

l'entrée d'une structure d'un observateur de position angulaire typique.

5.4.2 Structure de l'observateur de poursuite d'angle proposé

Dans les entraînements électriques sans capteur, il est essentiel de limiter l'erreur de crête de la position estimée utilisée par l'algorithme de commande du variateur. La procédure de filtrage devrait être simple sur le plan informatique pour ne pas perdre l'avantage principal des estimateurs qui est le temps d'exécution très court.

Dans notre cas, et afin de déterminer la vitesse de rotation et la position du rotor, ces deux paramètres qui sont indispensables à la stratégie du MPPT sans capteurs et à la CFO adoptées dans ce travail, nous avons implémenté un OPA utilisé comme estimateur de ces deux paramètres.

Cet estimateur se base sur l'observation des projections des tensions fournies par la génératrice dans le repère fixe $\alpha\beta$. Ces projections sont déduites à travers les transformées de Concordia, elles représentent les coordonnées d'un vecteur qui tourne à la vitesse électrique du rotor ω_e . Avec l'objectif d'estimer cette vitesse, le système reconstruit un angle θ qui tourne de manière à forcer la surface du triangle formée par les deux vecteurs (V_α, V_β) et $(\cos(\theta), \sin(\theta))$ à zéro, cette surface est proportionnelle à $V_\beta \cos(\theta) - V_\alpha \sin(\theta)$. L'annulation de cette surface est obtenue en utilisant un régulateur PI classique comme le montre la figure 5.4.

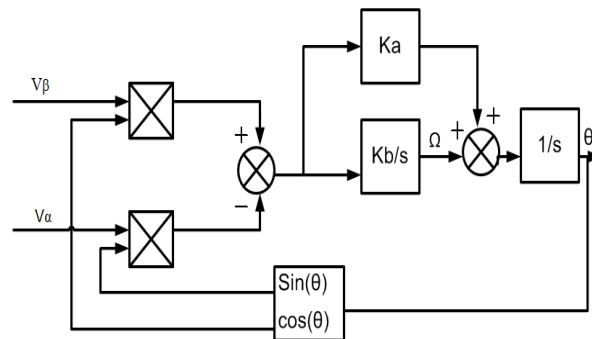


FIGURE 5.4 – Diagramme de l'observateur de position angulaire

La CFO nécessite, comme information, la position du rotor. Dans le cas d'un SCE couplé directement, la vitesse de la GSAP est lente, aussi, la sortie θ peut être employée comme information de position du rotor après compensation des déphasages dus aux chutes de tension dans les résistances et inductances de la génératrice. Cette position peut par la suite être intégrée dans les transformées directe et inverse de Park.

5.4.2.1 Compensation de position

Comme déjà mentionné, notre estimateur de vitesse et de position observe les tensions à la sortie de la génératrice. Par conséquent, l'angle obtenu correspond à l'angle du vecteur

tension θ à la sortie de cette génératrice.

Aussi, la commande à flux orienté nécessite la connaissance de l'angle du vecteur flux θ_e , c'est l'angle entre l'axe tournant d et l'axe fixe α , il est nécessaire aussi d'appliquer une compensation de position pour déterminer la valeur réelle de l'angle θ_e formé par le vecteur flux et l'axe α . Les angles θ et θ_e sont présentés dans la figure 5.5.

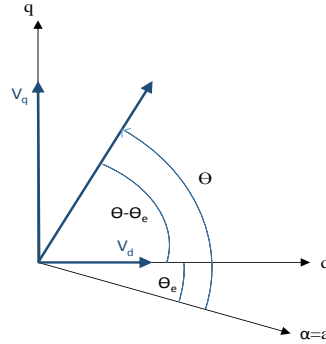


FIGURE 5.5 – Compensation de position

Notons que θ est l'angle estimé et θ_e est l'angle utile pour la CFO.

En considérant que la génératrice est directement couplée à la turbine et que l'inertie mécanique de la turbine est grande, on constate que la variation de la vitesse de rotation du rotor est lente. Par conséquent, les courants dans le stator sont considérés dans un état stationnaire à l'échelle du temps correspondant aux variations mécaniques du système. On suppose également que $i_d = i_{dref} = 0A$. Les expressions des tensions de la génératrice v_d et v_q dans les équations 2.35 et 2.36 s'écrivent :

$$v_d = L_q \omega_e i_q \quad (5.10)$$

$$v_d = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{sf} \omega_e - R_s i_q = e_q - R_s i_q \quad (5.11)$$

La différence entre les deux angles θ et θ_e peut être exprimée à l'aide de sa tangente :

$$\tan(\theta - \theta_e) = \frac{v_q}{v_d} = \frac{-R_s i_q + e_q}{L_q \omega_e i_q} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{sf} \omega_e - R_s i_q}{L_q \omega_e i_q} \quad (5.12)$$

D'après cette expression on peut déduire le résultat suivant :

$$\theta - \theta_e = \arctan\left(\frac{v_q}{v_d}\right) = \arctan\left(\frac{\sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{sf} \omega_e - R_s i_q}{L_q \omega_e i_q}\right) \quad (5.13)$$

Dans le but d'éviter les problèmes numériques par exemple la division par zéro lorsque i_q est proche de zéro, on considère la relation : $\arctan(x) + \arctan(\frac{1}{x}) = \frac{\pi}{2}$ (pour $x > 0$) afin de déduire une estimation de la position de l'axe d exprimée par l'équation suivante :

$$\theta_e = \theta - \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{L_q \omega_e i_q}{\sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{sf} \omega_e - R_s i_q}\right) \quad (5.14)$$

Vu que ω_e et i_q sont présents dans l'expression de θ_e , la compensation doit être réalisée en permanence et on peut aussi vérifier que cette expression se réduit à $\theta_e = \theta - \frac{\pi}{2}$ lorsque le système n'est pas chargé ($i_q = 0A$).

5.4.3 Simulation de l'OPA

La simulation de l'estimateur ATO a été réalisée pour le profil du vent de la figure 5.6.

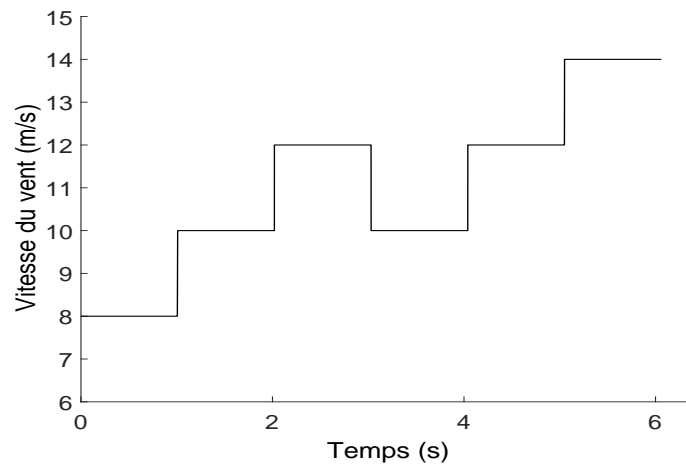


FIGURE 5.6 – Profil de la vitesse du vent (m/s) pour la simulation de l'OPA

Les variations de la vitesse du rotor estimée par l'OPA est donnée par la figure 5.7.

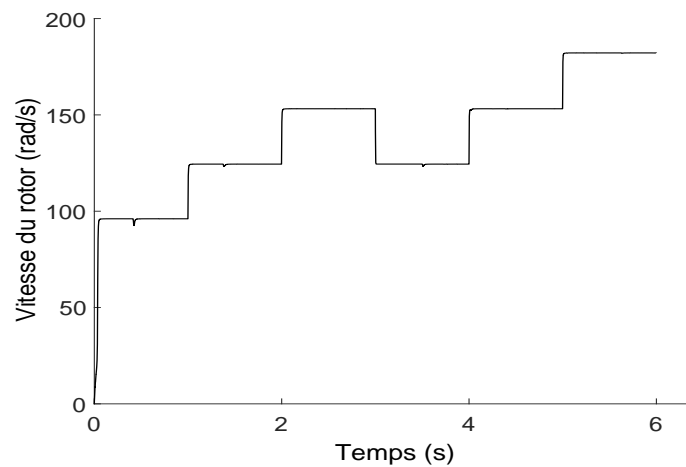


FIGURE 5.7 – La vitesse du rotor (rad/s) estimée par l'OPA

5.5 Filtre de Kalman Etendu (FKE)

5.5.1 Rappel sommaire sur le FKE

Le Filtre de Kalman appliqué aux systèmes non-linéaires est nommé Filtre de Kalman Etendu (FKE). Malgré que le FKE est très bien détaillé dans la littérature [Mohinder S. Grewal 2015], un rappel sur ce filtre semble utile. Nous allons préciser les modèles indispensables pour la résolution de notre système ainsi que les différentes étapes du FKE.

L'objectif est d'estimer le vecteur d'état en considérant l'état du bruit, avec T est la période d'échantillonnage. À partir des équations de l'observateur standard, nous avons les équations discrètes du premier ordre :

$$x_k = f(x_{k-1}, u_{k-1}) = (I + AT)x_{k-1} + BTu_{k-1} \quad (5.15)$$

$$y_k = h(x_k) = Hx_k \quad (5.16)$$

Les équations générales du FKE s'écrivent :

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A(\hat{x})\hat{x} + Bu + K(y - \hat{y}) \quad (5.17)$$

$$\hat{y} = H\hat{x} \quad (5.18)$$

En introduisant l'état et la mesure du bruit W_k et V_k respectivement, les expressions discrètes non-linéaires deviennent :

$$x_k = f(x_{k-1}, u_{k-1}) + W_k \quad (5.19)$$

$$x_k = (I + AT)x_{k-1} + BTu_{k-1} + W_k \quad (5.20)$$

$$y_k = h(x_k) + V_k = Hx_k + V_k \quad (5.21)$$

Les matrices de covariance de W_k et V_k sont :

$$Q = cov(W) = E\{WW^T\} \quad (5.22)$$

$$R = cov(V) = E\{VV^T\} \quad (5.23)$$

Pour la discrétisation du système d'état, on utilise la méthode d'Euler :

$$f(x_k) = x_{k-1} + \dot{x}_{k-1} T \quad (5.24)$$

L'algorithme récursif du FKE est réalisé à travers les équations suivantes :

– L'équation d'état :

$$\hat{x}(k|k-1) = (I_n T A) \hat{x}(k|k) + T B u_{k-1} \quad (5.25)$$

– La covariance de l'erreur :

$$P(k|k-1) = F P(k|k) F^T + Q \quad (5.26)$$

– Calcul du gain de Kalman :

$$K(k|k-1) = P(k|k-1) H^T (H P(k|k-1) H^T + R)^{-1} \quad (5.27)$$

– Mise à jour de l'état :

$$x(k|k) = x(k|k-1) + K_k (y_k - H x(k|k-1)) \quad (5.28)$$

– Mise à jour de la covariance de l'erreur :

$$P(k|k) = P(k|k-1) - K_k H P(k|k-1) \quad (5.29)$$

Dans ces équations, la matrice K représente le gain de Kalman, P est la matrice de covariance de l'état et I_n est la matrice unité. Dans ces équations, la notation de type $k|k-1$ indique que les quantités respectives (vecteur d'état ou leurs matrices de covariance) sont calculées pour un échantillon k , en se basant sur les valeurs des mêmes quantités déduite à partir des échantillons précédents.

Les étapes contenant les équations de l'algorithme du FKE sont présentées dans la figure 5.8.

5.5.2 Application à la GSAP

Dans le cas de la GSAP, il s'agit de considérer la vitesse et la position de l'arbre mécanique en rotation, comme deux variables d'état observables [M. Gowda 2013].

Afin de construire le modèle d'observation d'état de la GSAP, on néglige l'évolution de la vitesse de l'arbre pendant une période d'échantillonnage, ce modèle est basé principalement sur le modèle d'état de la machine :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{-u_d}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{\omega L_q}{L_d} i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{-u_q}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{\omega L_d}{L_q} i_d + \frac{\omega \psi_f}{L_q} \\ \frac{d\omega}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases}$$

Par conséquent, les équations d'état et celles de la sortie de la GSAP sont données comme suit :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (5.30)$$

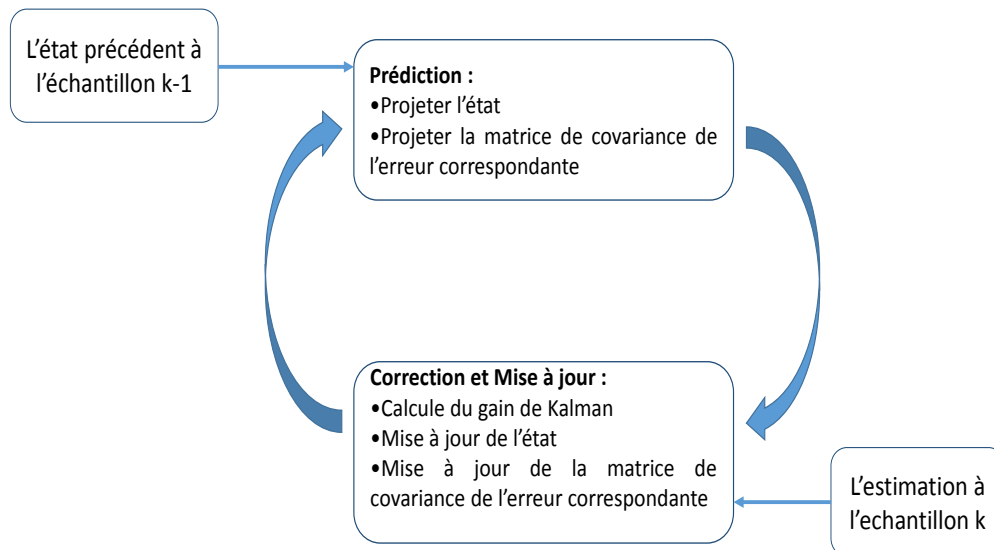


FIGURE 5.8 – Étapes du FKE

$$y = Hx \quad (5.31)$$

Dans notre cas les matrices x , u et y s'écrivent :

$$x = [i_d \ i_q \ \omega \ \theta]^T, u = [u_d \ u_q]^T, y = [i_d \ i_q]^T \quad (5.32)$$

À partir du modèle d'observation d'état, on déduit les matrices A , B et H :

$$A = \begin{pmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ \frac{-\omega L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} & \frac{\psi_f}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{-1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

La discrétisation de notre système conduit à la formule suivante :

$$f(x_k) = \begin{cases} i_d - \frac{u_d}{L_d}T - \frac{R_s}{L_d}i_dT + \frac{L_q}{L_d}\omega i_qT \\ i_q - \frac{u_q}{L_q}T - \frac{R_s}{L_q}i_qT - \frac{L_d}{L_q}\omega i_dT + \frac{\psi_f}{L_q}\omega T \\ \omega \\ \theta + \omega T \end{cases}$$

La matrice de covariance du système Q et la matrice de covariance du mesure R sont choisies comme suit :

$$Q = 10^{-2} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, R = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

La matrice F dans notre cas est :

$$F = \frac{\partial f}{\partial x} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_d}T & \frac{L_q}{L_d}\omega T & \frac{L_q}{L_d}i_qT & 0 \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega T & 1 - \frac{R_s}{L_q}T & (\frac{\psi_f}{L_q} - \frac{L_d}{L_q}i_d)T & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T & 1 \end{pmatrix}$$

5.5.3 Simulation du FKE

Les réglages initiaux des matrices de covariance des bruits d'état et de mesure ont été prédéfinis avec les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} P = eye_4[0, 1] \\ Q = eye_4[1] \\ R = eye_2[1] \end{cases} \quad (5.33)$$

Dans la figure 5.9 nous présentons le profil de vent considéré dans cette simulation.

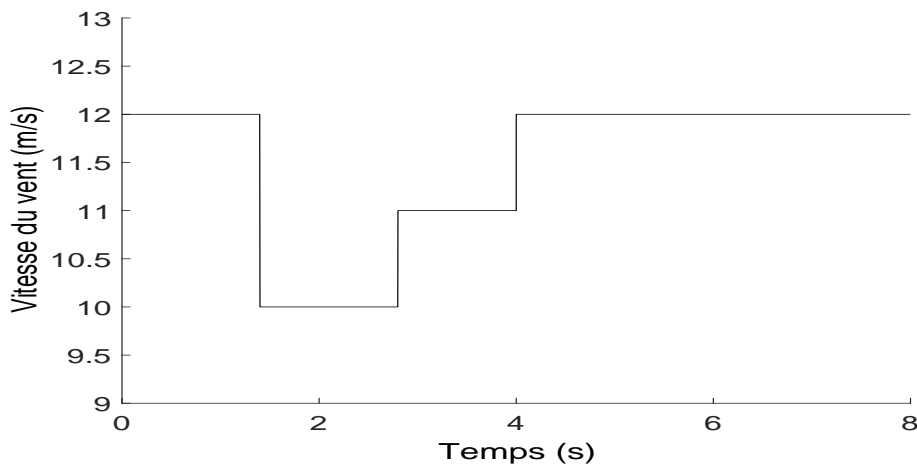


FIGURE 5.9 – profil de la vitesse du vent pour la simulation du FKE

La vitesse du rotor (rad/s) est exposée dans la figure 5.10 qui montre que les variations de cette vitesse sont simultanées avec les variations de la vitesse du vent.

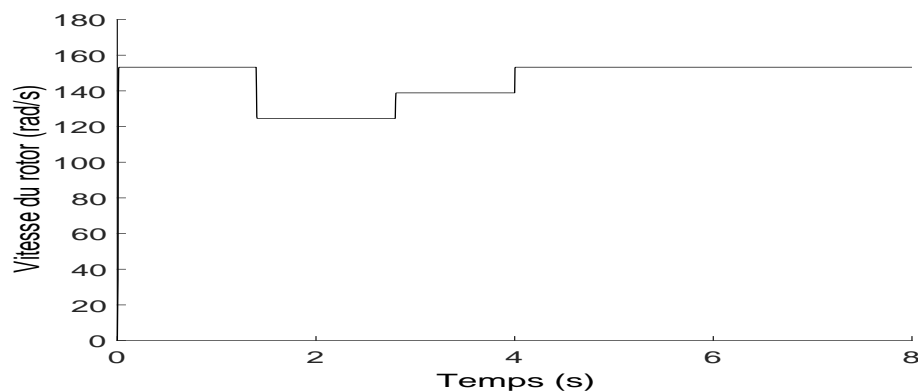


FIGURE 5.10 – Vitesse du rotor estimée par le FKE (rad/s)

La vitesse du rotor estimée par le FKE est illustrée dans la figure 5.11.

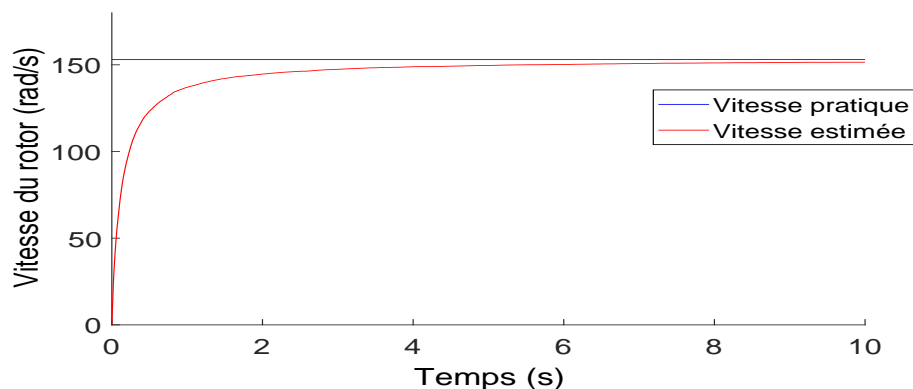


FIGURE 5.11 – Vitesse du rotor (rad/s) estimée par le FKE à la vitesse du vent de $12m/s$

À partir de la figure 5.12, nous pouvons déduire que la puissance à la sortie du redresseur actif est équivalente à la puissance maximale théorique.

5.6 SRF-PLL comme estimateur d'angle et de vitesse

5.6.1 La SRF-PLL

La PLL (Phase Locked Loop) est couramment utilisée dans diverses applications de signaux, par exemple les radiocommunications, les télécommunications et le contrôle des moteurs électriques. Il existe principalement trois types de systèmes PLL pour le suivi de la phase : le passage par zéro, le référentiel stationnaire et la PLL basée sur le référentiel rotatif synchrone (SRF). Parmi ces trois types, La boucle SRF-PLL [Gonzlez-Esp F. 2012] présente les meilleures performances dans les conditions de réseau électrique non idéales [G. Franklin 1995]. Pour cela, elle est le système mis en œuvre dans ce travail.

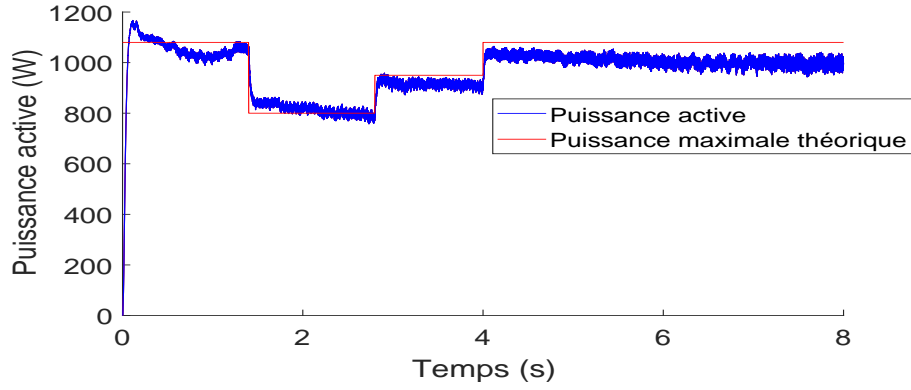


FIGURE 5.12 – Puissance à la sortie du redresseur actif et la puissance maximale théorique avec le FKE

La SRF-PLL est basée sur l'alignement de la fréquence de sortie avec l'axe d dans le référentiel dq en utilisant un contrôleur PI pour forcer la composante q de la tension à zéro [L. Arruda 2001]. En se référant à la Figure 5.13, qui montre la structure de base de la SRF-PLL [S. Silva 2006], les tensions dans le référentiel dq , V_d et V_q sont déduites des tensions triphasées V_a , V_b et V_c en utilisant la transformée de Park incluant l'angle de phase estimé θ :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}. \quad (5.34)$$

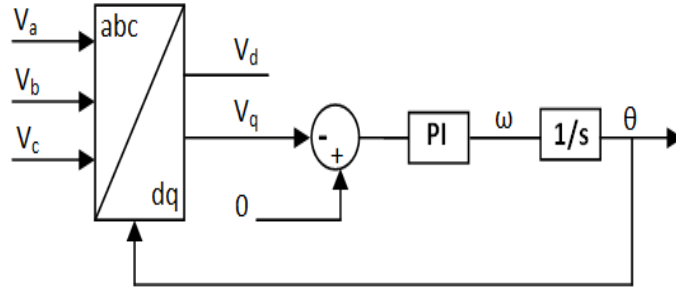


FIGURE 5.13 – Structure de la SRF-PLL

Pour aligner la sortie de la SRF-PLL avec l'axe d , le contrôleur PI force la composante v_q à zéro. Lorsque cette sortie devient en phase avec la tension d'alimentation, la sortie du régulateur PI sera égale à ω . Ensuite, l'angle θ peut être obtenu facilement en intégrant cette sortie comme indiqué dans la figure 5.13.

Le fonctionnement de la boucle de synchronisation est illustré dans la figure 5.14.

La vitesse et la précision de la synchronisation de la SRF-PLL sont strictement liées à la bande passante du contrôleur PI utilisé. Il existe de nombreuses publications décrivant la procédure de réglage du contrôleur PI de la SRF-PLL. La plupart de ces publications four-

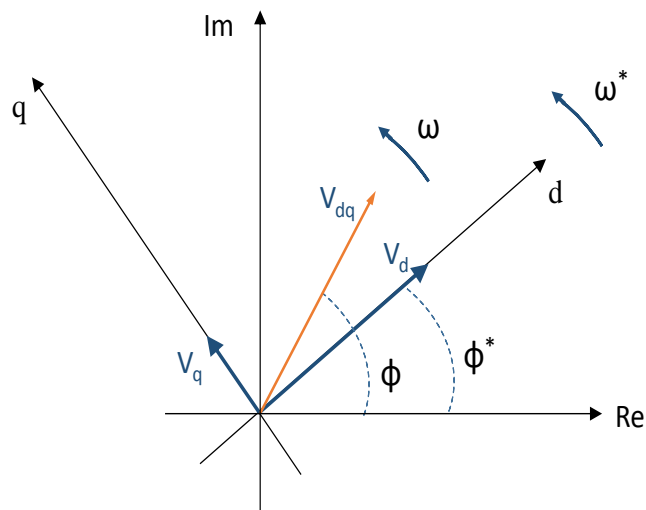


FIGURE 5.14 – Représentation de phase de la SRF-PLL

nit une méthode non compliquée de calcul des paramètres garantissant une synchronisation rapide [A. Timbus 2005], [G. Anirban 2007].

5.6.2 Simulation de la SRF-PLL

La figure 5.15 illustre La vitesse du vent considérée dans la simulation de la SRF-PLL sous forme d'une séquence répétitive de changements par pas des valeurs de la vitesse du vent.

Dans le but de vérifier l'exactitude de la position du rotor estimée par la SRF-PLL, nous l'avons présentée avec une des tensions triphasées dans la figure 5.16.

La vitesse estimée par la SRF-PLL nécessaire au système de contrôle de notre structure du MPPT sans capteurs est donnée dans la figure 5.17. Dans la même figure, nous avons présenté la vitesse réelle du rotor de la génératrice. En conséquence, nous pouvons conclure que la SRF-PLL assure l'estimation correcte de cette vitesse étant donné que les deux vitesses sont très proches et varient simultanément.

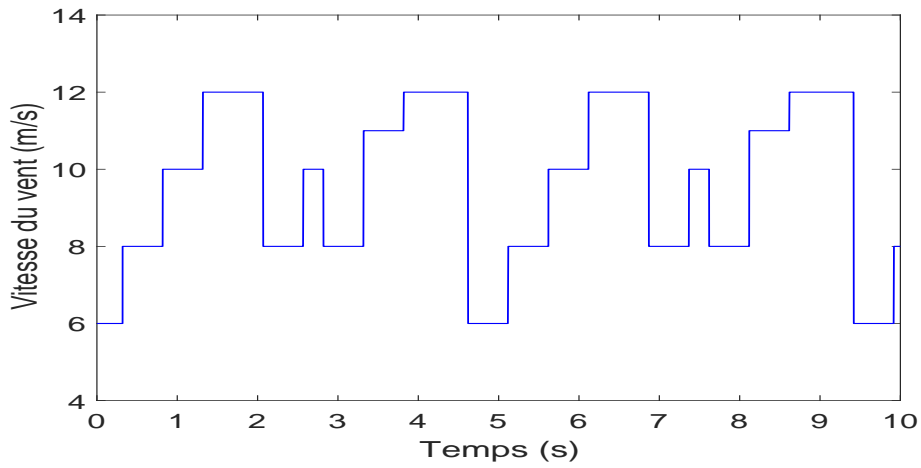


FIGURE 5.15 – Vitesse du vent (m/s) pour simulation de la SRF-PLL

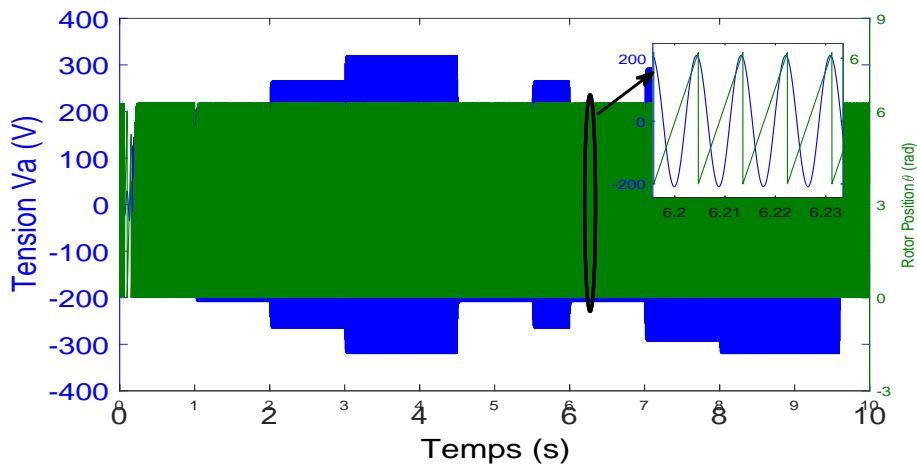
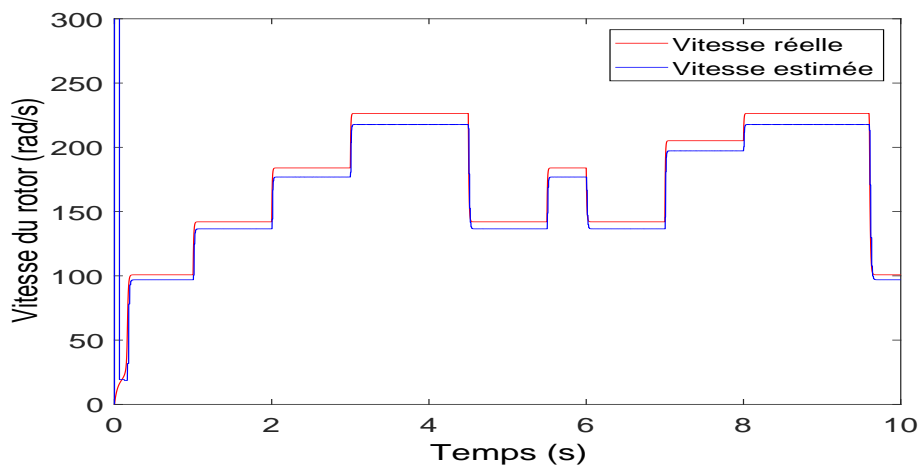
FIGURE 5.16 – Tension $V_a(V)$ et la position (rad) du rotor estimée par la SRF-PLL

FIGURE 5.17 – La vitesse du rotor réelle (rad/s) et la vitesse estimée (rad/s) par la SRF-PLL

5.7 Comparaison des trois estimateurs

Afin d'évaluer les performances des trois estimateurs utilisés, nous avons considéré un profil de vent variable présenté dans la figure 5.18 et exprimé par une somme de plusieurs harmoniques sous la forme déterministe suivante :

$$V_w(t) = 10 + 0.2\sin(0.1074t) + 2\sin(0.2665t) + \sin(1.2930t) + 0.2\sin(3.6645t) \quad (5.35)$$

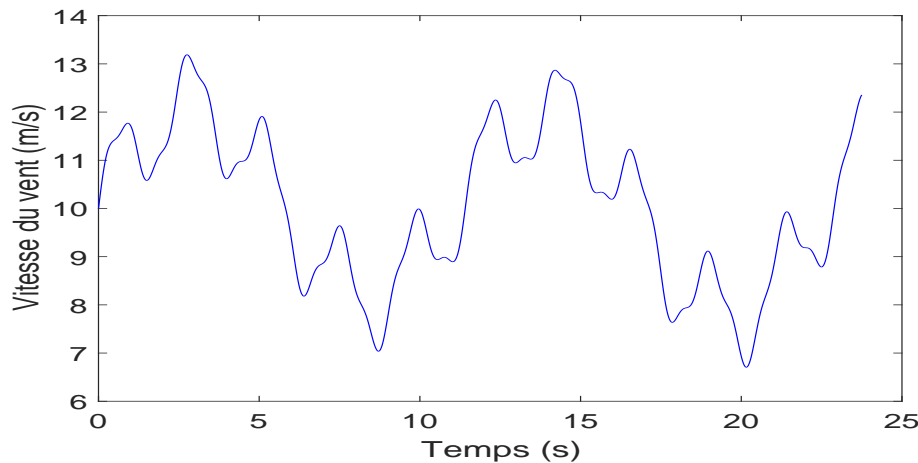


FIGURE 5.18 – Vitesse du vent variable pour la comparaison des estimateurs

Dans l'objectif de vérifier l'exactitude de la position estimée par l'OPA, nous la représentons avec l'une des trois tensions en phase, comme montré sur la figure 5.19. Un agrandissement sur un court intervalle de temps est représenté pour mieux visualiser la précision des paramètres.

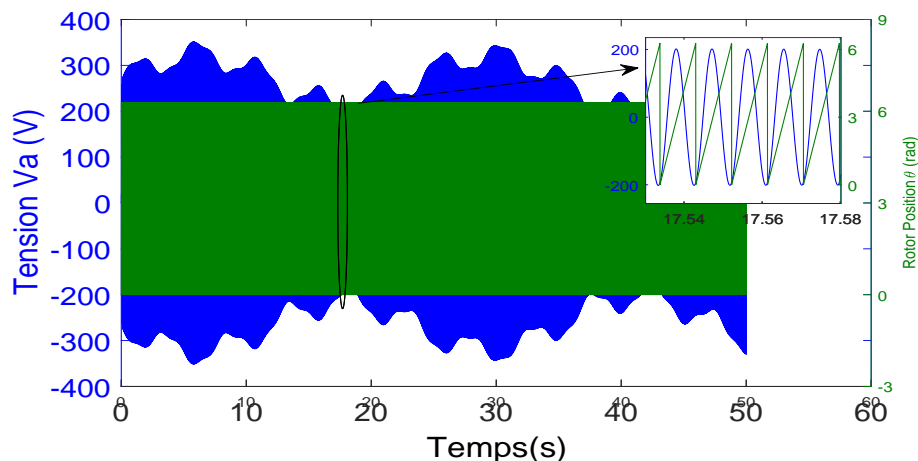


FIGURE 5.19 – Tension V_a (V) et le position (rad) du rotor estimée par l'OPA

Dans la figure 5.20, nous avons représenté la vitesse réelle de la génératrice et celle estimée par l'OPA, nous pouvons en déduire que la vitesse estimée suit parfaitement la réelle

mais avec une petite différence des valeurs.

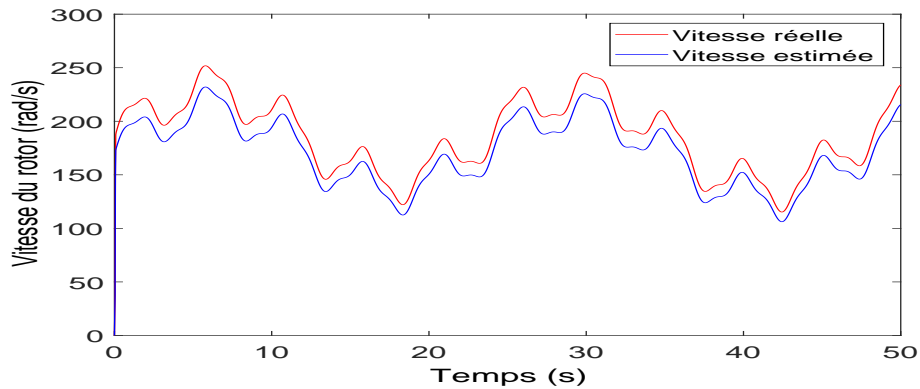


FIGURE 5.20 – Vitesse réelle du rotor (rad/s) et la vitesse estimée (rad/s) par l'OPA

Dans le même ordre des résultats de l'OPA, nous présentons dans la figures 5.21 la position estimée par le FKE avec la tension V_a et dans la figure 5.22 la vitesse réelle du rotor avec celle estimée par le FKE. Il est clair que la vitesse estimée est exactement la vitesse réelle ce qui assure une très bonne précision d'estimation.

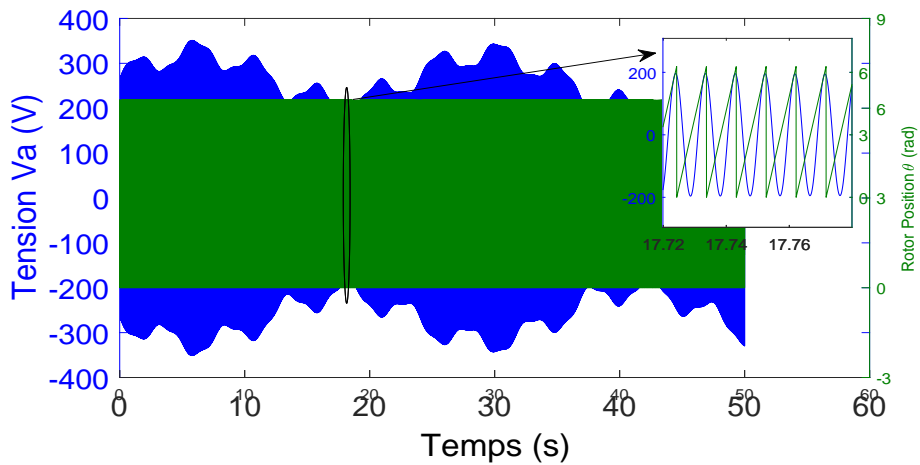


FIGURE 5.21 – Tension V_a (V) et la position (rad) estimée par le FKE

Finalement, les figures 5.23 et 5.24 concernent les résultats de la SRF-PLL toujours pour le même profil du vent.

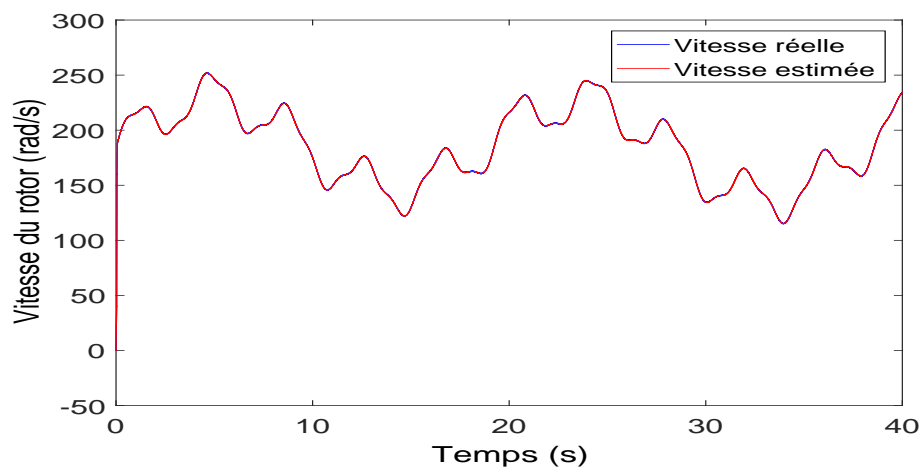


FIGURE 5.22 – Vitesse réelle du rotor (rad/s) et vitesse (rad/s) estimée par le FKE

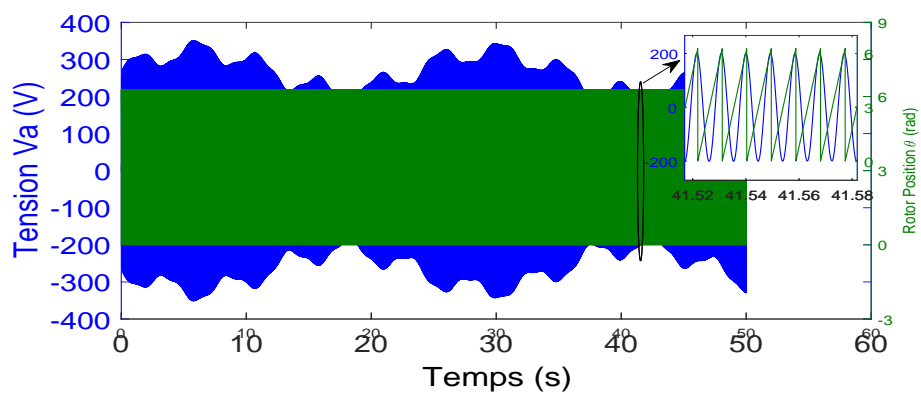
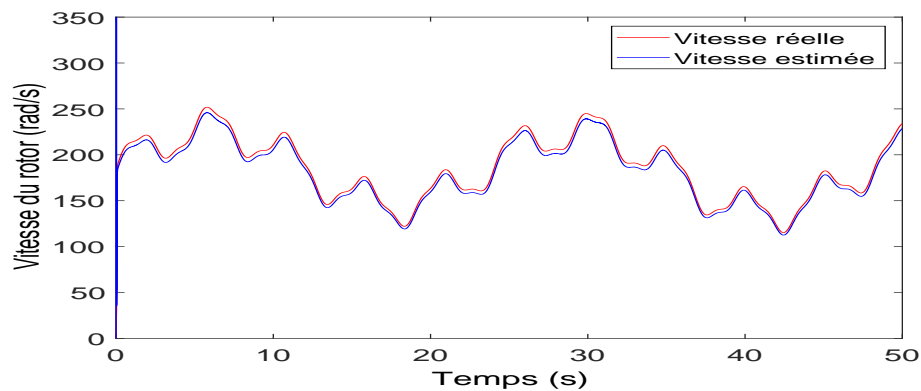
FIGURE 5.23 – Tension V_a (V) et la position (rad) du rotor estimée par la SRF-PLL

FIGURE 5.24 – Vitesse du rotor (rad/s) réelle et la vitesse (rad/s) estimée par la SRF-PLL

Dans cette section, nous avons effectué la comparaison des trois estimateurs qui est nécessaire pour l'évaluation de leurs performances. En analysant les résultats de simulation obtenus pour le même profil de la vitesse du vent, nous pouvons remarquer que le FKE permet une estimation plus précise de la vitesse et de l'angle du rotor de la génératrice. Les avantages et les inconvénients de ces trois estimateurs sont résumés dans le tableau 5.1.

TABLE 5.1 – Avantages et inconvénients des trois estimateurs

Estimateur	Avantages	Inconvénients
OPA	<ul style="list-style-type: none"> – Simplicité de l'implémentation – Capacité à calculer les erreurs de l'estimation 	<ul style="list-style-type: none"> – Nécessite une unité de calcul rapide – Moins efficace pour les variations rapides
FKE	<ul style="list-style-type: none"> – Possibilité de prédire les paramètres de correction d'erreur des capteurs et du modèle – Possibilité de déterminer l'erreur moyenne des paramètres estimés – Validité pour la modélisation non linéaire 	<ul style="list-style-type: none"> – La covariance de l'erreur (précision de l'estimation) ne converge pas nécessairement – Coût de calcul élevé dû aux matrices coûteuses utilisées dans les calculs
SRF-PLL	<ul style="list-style-type: none"> – Bonne performance dans des conditions de tension déformée – Prix bas 	<ul style="list-style-type: none"> – Réponse lente pendant les transitoires et sensible à la fluctuation de fréquence et à la tension déséquilibrée

5.8 Expérimentation

Dans le cadre de la préparation de cette thèse, nous avons eu l'opportunité d'effectuer un stage de recherche aux États unis pour une durée de deux mois, du 17 Octobre 2016 au 16 Décembre 2016, au sein de 'Energy Systems Research Laboratory ECE Department, Florida International University Miami, Florida USA'.

Ce laboratoire mène des projets de recherche liés à la modélisation basée sur la physique pour la conception et l'optimisation d'entraînements électriques dans leur environnement d'exploitation. Une partie de ce travail utilise l'optimisation dynamique des paramètres dynamiques en ligne pour le développement de contrôleurs dans les systèmes énergétiques. Les installations de recherche comprennent un banc d'essai Smart Grid pour la recherche sur les réseaux intelligents. Il s'agit d'une installation unique aux États-Unis à qui permet la réalisation des systèmes de puissance pouvant atteindre $72kW$ en sources de courant alternatif

et en courant continu. L'installation comprend également tous les types de sources d'énergie alternatives et conventionnelles et d'émulateurs de charge. Un laboratoire complet pour l'électronique de puissance et les entraînements électriques est disponible pour le développement de convertisseurs et de contrôleurs en plus des systèmes intégrés.

5.8.1 Le banc d'essai expérimental

Pendant ce stage nous avons conçu un système de contrôle basé sur le contrôleur numérique en temps réel dSPACE 1104. Ce contrôleur et le banc d'essai qui se compose d'une GSAP de 5kW, d'un émulateur de la turbine éolienne, d'un redresseur triphasé et d'une charge continue de 115.1 Ω sont présentés dans la figure 5.25.

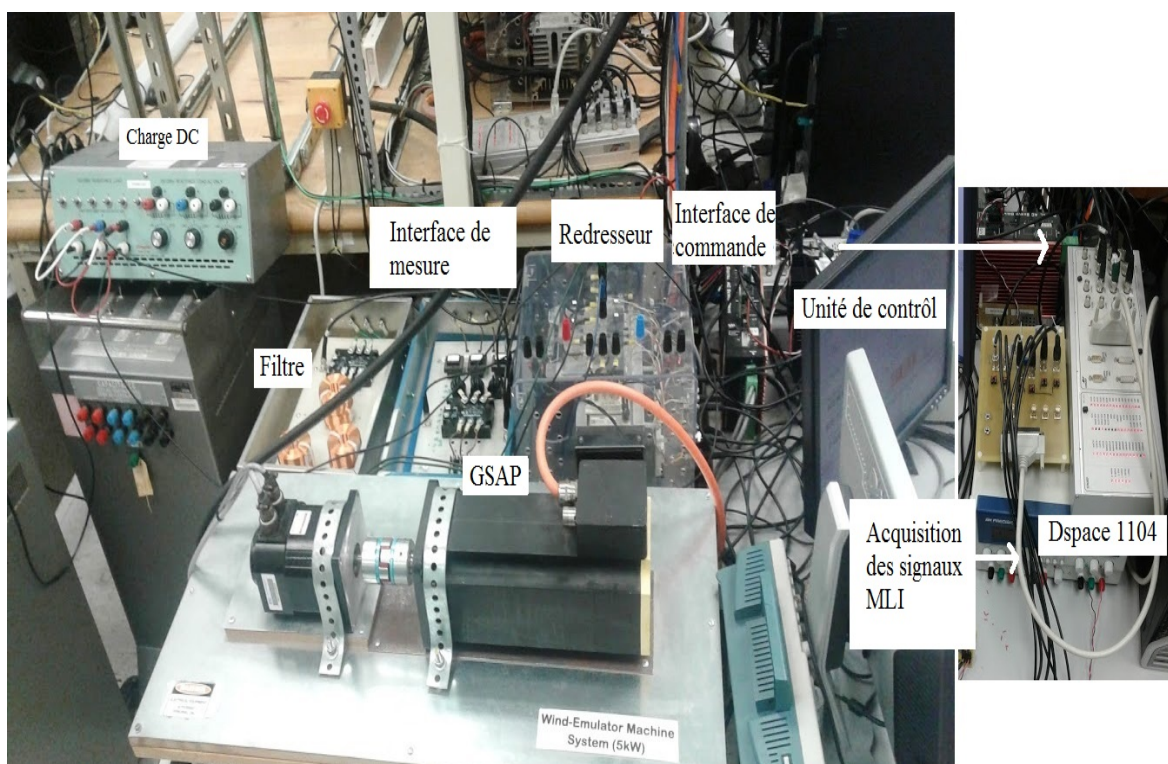


FIGURE 5.25 – Configuration du banc d'essai expérimental

Dans l'optique d'éclaircir le raccordement de l'interface reliant le modèle de Simulink-Matlab et le banc d'essai via la carte d'acquisition Dspace 1104, nous avons élaboré le schéma représenté dans la figure 5.26. Cette figure illustre la structure de la chaîne considérée avec l'interface analogique assurant le lien avec le modèle de contrôle sur l'ordinateur.

5.8.2 Résultats expérimentaux

Le profil de la vitesse du vent variable considéré est donné par la figure 5.27.

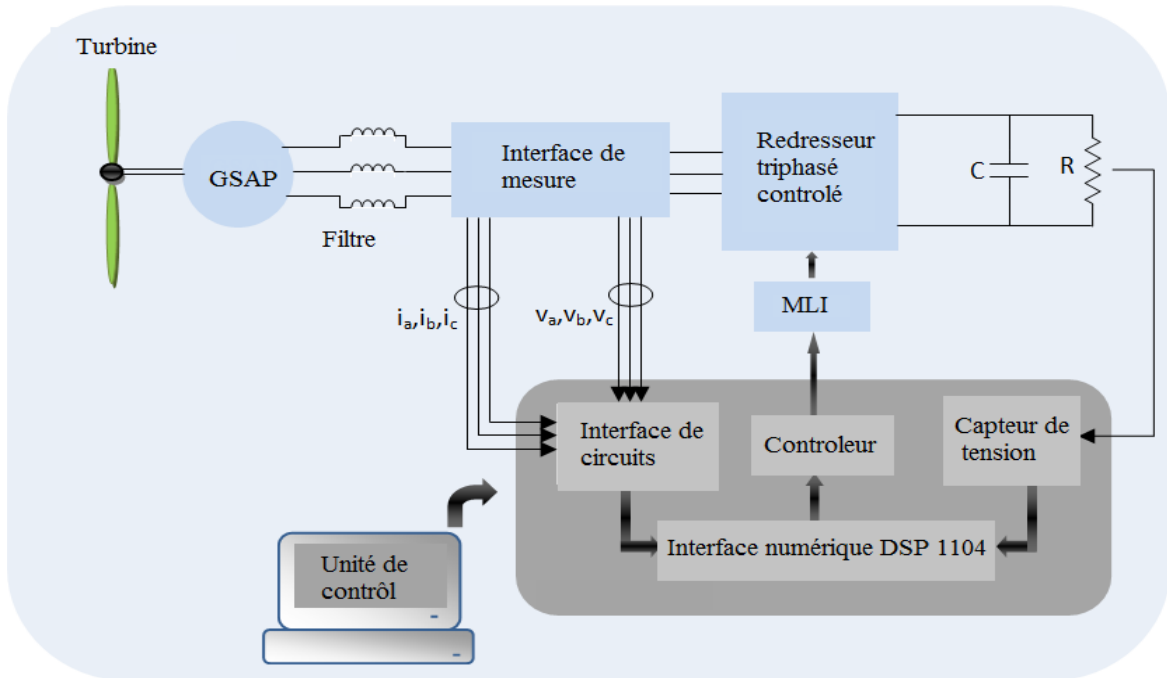


FIGURE 5.26 – Schéma complet de la chaîne et du banc d'essai

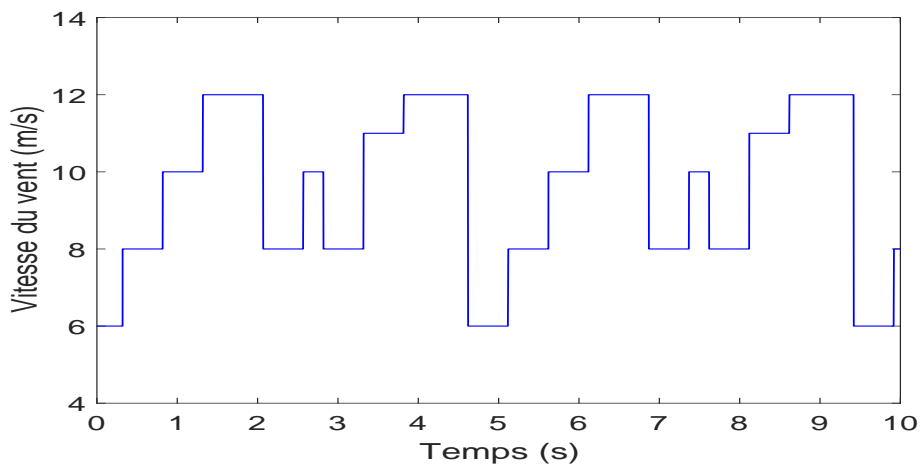


FIGURE 5.27 – Profil de la vitesse du vent variable pour l'expérimentation

Selon la figure 5.28 qui illustre la position estimée par la SRF-PLL et l'une des trois tensions triphasées précisément V_a , la SRF-PLL fonctionne avec précision, et ceci est plus clair dans l'agrandissement.

Le deuxième paramètre estimé par la SRF-PLL, nécessaire dans le contrôle du système de notre structure MPPT sans capteur, est la vitesse de la génératrice qui est présentée avec la vitesse réelle du rotor sur la figure 5.29. Il semble que les valeurs des deux vitesses sont proches et varient simultanément.

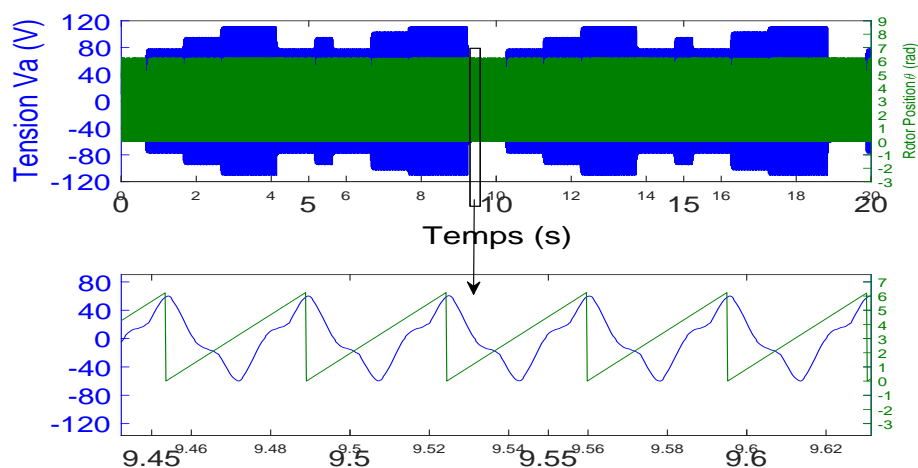


FIGURE 5.28 – Tension V_a (V) et la position (rad) du rotor estimée dans l'expérimentation

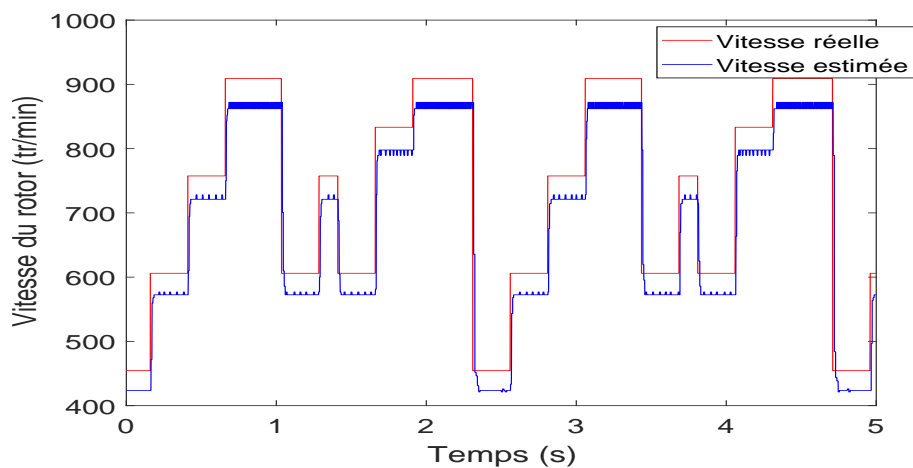


FIGURE 5.29 – Vitesse réelle du rotor (tr/min) et la vitesse estimée par la SRF-PLL (tr/min) dans l'expérimentation

La figure 5.30 montre les tensions triphasées de sortie de la génératrice. Pour mieux visualiser les variations de ces tensions triphasées, un zoom sur une plus petite section de la ligne temporelle a été appliqué.

La tension continue et le courant sont présentés dans la figure 5.31, ils changent avec le profil de la vitesse du vent variable. Les valeurs de ces deux sorties sont en accord avec les mesures effectuées en temps réel au cours des tests.

Enfin, la figure 5.32 présente à la fois les variations de la puissance continue à la charge résistive et celles de la puissance active de la génératrice.

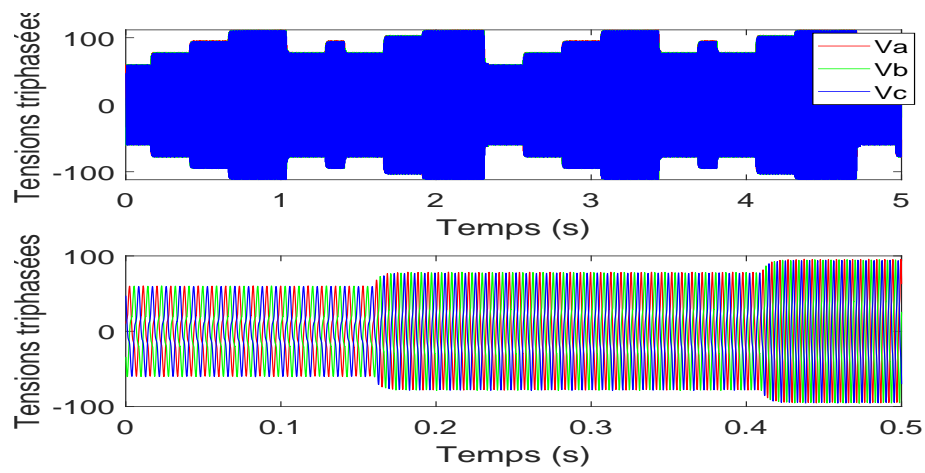


FIGURE 5.30 – Tensions triphasées à la sortie de la génératrice dans l'expérimentation

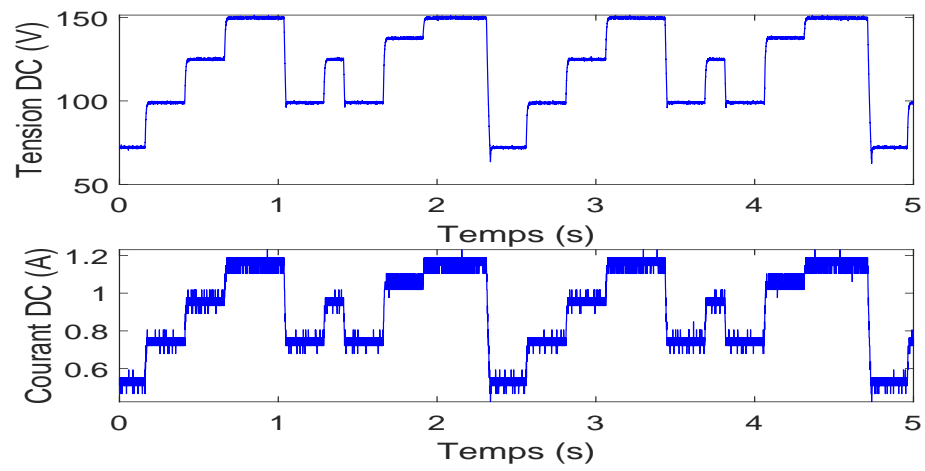


FIGURE 5.31 – Tension (V) et courant continu (A) dans l'expérimentation

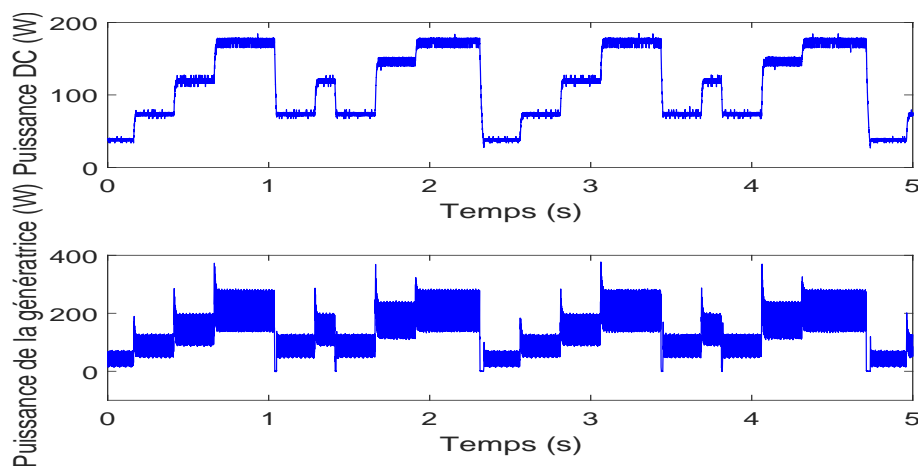


FIGURE 5.32 – Puissance à la charge résistive (W) et puissance active de la génératrice (W) dans l'expérimentation

5.9 Conclusion

Une configuration expérimentale avec une GSAP de $5kW$, incluant un contrôleur numérique en temps réel dSPACE 1104, a été conçue afin de valider l'approche du MPPT sans capteurs utilisant la SRF-PLL.

Dans cette section, l'analyse des résultats expérimentaux démontre que la vitesse estimée par la SRF-PLL suit la vitesse réelle de la génératrice, ainsi, l'objectif principal de l'utilisation de la SRF-PLL est atteint. De plus, à partir de la figure 5.32 illustrant la puissance à la charge DC et la puissance à la sortie de la génératrice, on peut déduire que la stratégie du MPPT, implémentée dans le système étudié, donne une puissance optimale. Comme on peut le voir d'après les autres résultats obtenus, toute la stratégie introduite est réalisable dans des applications en temps réel et peut être remplacée par d'autres algorithmes du MPPT en fonction des besoins et des objectifs du contrôle du système.

Conclusion générale et perspectives

L'objectif du travail effectué dans ce mémoire est principalement, la contribution à l'optimisation de la chaîne de conversion éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent, tout en utilisant une stratégie de la maximisation de la puissance qui ne nécessite pas l'installation des capteurs mécaniques.

Le choix de ce sujet est le fruit d'une étude de la chaîne complète qui a pour objectif de spécifier les parties sur lesquelles nous pouvons intervenir pour arriver à optimiser la commande de la chaîne, ainsi que réduire le coût totale de son installation et sa maintenance, et cela en garantissant l'extraction des puissances maximales pour différentes vitesses de vent.

Pour répondre à ces objectifs, nous avons étayé notre travail comme suit :

Dans un premier temps, nous avons étudié les types des systèmes éoliens existants qui se distinguent selon le type de la turbine, de la génératrice utilisée et du type du raccordement au réseau. Cela nous a permis de retenir les types de ces composants les plus convenables à notre travail :

La turbine à axe horizontal qui présente plusieurs avantages :

- La grande tour permet l'exposition de la turbine au vent fort.
- Une turbine à haut rendement grâce à ses pales recevant continuellement de l'énergie du vent pendant la rotation.
- Les fluctuations rapides des variables électriques (tension, puissance réactive) sont insignifiantes puisque la vitesse des pales est assez constante pendant une seule rotation.

La génératrice synchrone à aimant permanent pour ses atouts :

- Son rapport puissance/volume élevé qui les rend petites en taille et en poids.
- Ce type d'aimant permanent ne peut pas être facilement démagnétisé.
- Sa densité de puissance élevée et sa grande efficacité.

Par la suite, nous avons réalisé la modélisation mathématique de ces composants retenus. Aussi, nous avons effectué la comparaison de deux types du convertisseur AC/DC. Le premier type se compose d'un redresseur à pont de diodes suivi d'un hacheur élévateur qui est moins cher pour la simplicité de sa commande, et le deuxième est un redresseur MLI commandé par une CFO.

Dans le troisième chapitre, et afin de maîtriser la chaîne de conversion éolienne à pont complet, nous avons détaillé son modèle général. Le pont complet, qui rend la liaison avec le réseau électrique possible, est constitué d'un convertisseur de puissance AC/DC, à travers lequel la commande de la génératrice est réalisée. Ce convertisseur est relié à un bus continu

associé à un convertisseur DC/AC qui permet la synchronisation de la fréquence de la tension délivrée par l'éolienne et celle de la tension triphasée du réseau électrique. Nous avons en effet implémenté deux types de commande de la génératrice. Une commande utilisant les régulateurs PI et une intégrant la commande par mode de glissement. Les résultats de simulation de ces deux types ont été présentés.

Le quatrième chapitre porte sur la commande non linéaire sans capteurs. L'importance d'adopter une stratégie de la maximisation de la puissance générée a été justifiée par la comparaison des systèmes éoliens à vitesse fixe et les systèmes éoliens à vitesse variable. Nous avons déduit alors, que les derniers sont les plus fiables et permettent d'extraire, à tout instant et pour toute vitesse du vent, la puissance maximale possible. Toujours dans le cadre du MPPT, nous avons développé une analyse de l'efficacité énergétique de la puissance fournie à la sortie de la génératrice visant la maximisation de l'expression de celle-ci en utilisant le multiplicateur de Lagrange. À partir de cette analyse, nous avons déduit que cette puissance atteint son maximum lorsque la composante i_d est égale à zéro. Ce résultat nous a amené à opter pour un redresseur actif commandé par une CFO. À la fin de ce chapitre, nous avons exposé la stratégie du MPPT qui se compose de deux niveaux, le premier est une boucle de régulation de la puissance, et le deuxième est un système automatique qui sert pour la recherche des extremums.

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes intéressé à la conception des trois estimateurs indispensables à la création de notre stratégie du MPPT sans capteurs. Le premier est l'OPA, c'est un convertisseur résolveur numérique qui réduit l'impact des perturbations dans les signaux analogiques sur la position angulaire estimée. Il réalise ceci sans introduire le décalage lié à la vitesse angulaire. Le deuxième estimateur est le filtre de Kalman étendu, c'est le filtre de Kalman traditionnel mais étendu vu qu'il peut être appliqué aux systèmes non linéaires. Le dernier estimateur est la SRF-PLL qui est une PLL basée sur le référentiel rotatif synchrone (SRF). Parmi les autres types de la PLL, ce type présente les meilleures performances dans des conditions de réseau électrique non idéales et il est donc le système retenu dans ce travail.

Perspectives

À la lumière des résultats obtenus, de nombreuses perspectives de poursuite et d'amélioration de nos travaux sont envisagées. Les axes de recherche suivants sont recommandés pour continuer cet effort :

- La validation expérimentale des estimateurs OPA et FKE.
- L'amélioration des lois de commande de la génératrice en appliquant d'autres types de contrôle.
- L'extension de l'application de la structure globale à d'autres types de génératrices comme la MADA.

Paramètres des composants de la chaîne

A.1 Paramètres de la simulation

Paramètres de la MSAP	
Nombre de poles	10
Vitesse nominale	153 rad/s
Résistance du stator (R_s)	0.425 Ω
Inductance du stator (L_s)	8.4mH
Couple nominal	40 Nm
Puissance nominale	6 kW
Paramètres de l'arbre d'entraînement à deux moments d'inertie	
H_t, H_g	4s, 0.1 H_t
K_{sh}	0.3 p.u./el.rad
D_t	0.7 p.u.s/el.rad
Paramètres de la turbine éolienne	
Puissance de base	8.5 kW
vitesse de vent de base	12 m/s
Puissance maximale \bar{A} la vitesse du vent de base	0.8
Vitesse de rotation de base p.u	1
Autres paramètres	
Charge	100(Ω)
Observateur de poursuite d'angle	$K_a = 25, K_b = 175$
Boucle de régulation du courant	$K_{pc} = 75.27, K_{ic} = 3307.5$
Boucle de régulation de la puissance	$K_{pp} = 0.123, K_{ip} = 6.17s$
K_{opt}	$\varepsilon = 7.10^{-11}, a = 7.10^{-3}$

A.2 Paramètres de l'expérimentation

Paramètres de la MSAP	
Puissance produite	$0 - 5kW$
Tension nominale	$208V_{rms}$
Vitesse nominale	$1200rpm$
Résistance	0.46Ω
Inductance	$4.86mH$

Bibliographie

- [A. Mirecki 2007] X. Roboam A. Mirecki et F. Richardeau. *Architecture complexity and energy efficiency of small wind turbines*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pages 660–670, 2007. (Cité en page 10.)
- [A. Timbus 2005] R. Teodorescu-F. Blaabjerg A. Timbus M. Liserre. *Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems An Overview and Evaluation*. proc. of IEEE-PESC, 2005. (Cité en page 106.)
- [Abdelmounime El Magri 2013] Gildas Besancon Abderrahim Elfadili Luc Dugard Fatima Zara Chaoui Abdelmounime El Magri Fouad Giri. *Sensorless Adaptive Output Feedback Control of Wind Energy Systems with PMS Generators*. Control Engineering Practice Elsevier, pages 530–543, 2013. (Cité en page 5.)
- [ABDESSEMED 2011] Rachid ABDESSEMED. Modélisation et simulation des machines électriques. ellipses, 2011. (Cité en pages 29 et 30.)
- [Ali M. Eltamaly 2013] Hassan M. Farh Ali M. Eltamaly. *Maximum power extraction from wind energy system based on fuzzy logic control*. Electric Power Systems Research, vol. 97, pages 144–150, Apr.2013. (Cité en page 4.)
- [AUBREE 2014] René AUBREE. *Stratégies de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance*. In PhD thesis (l'Université de Nantes Angers Le Mans Ecole doctorale ED503 STIM, 2014. (Cité en page 87.)
- [Babu 2013] N. Ramesh Babu et P. Arulmozhivarman. *Wind Energy Conversion Systems - A Technical Review*. Journal of Engineering Science and Technology, vol. 8, pages 493–507, 2013. (Cité en page 25.)
- [Blaschke 1972] F. Blaschke. *The principle of field orientation as application to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines*. Siemens review, vol. 34, pages 217–220, May.1972. (Cité en page 43.)
- [BOURLES 2012] Henri BOURLES et Hervé GUILLARD. *Commande des systèmes, performance et robustesse régulateurs monivariabiles et multivariabiles, applications cours et exercices corrigés*. ellipses, 2012. (Cité en page 42.)
- [Boussak 2005] M. Boussak. *Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, pages 1413–1422, Nov.2005. (Cité en page 81.)
- [Brice Beltran 2008] Tarek Ahmed-Ali Brice Beltran et IEEE Mohamed El Hachemi Benbouzid Senior Member. *Sliding Mode Power Control of Variable-Speed Wind Energy Conversion Systems*. IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, vol. 23, Jun.2008. (Cité en page 61.)
- [C. N. Bhende 2011] Senior Member IEEE C. N. Bhende S. Mishra et Siva Ganesh Malla. *Permanent Magnet Synchronous Generator-Based Standalone Wind Energy Supply System*. IEEE Tansactions on Sustainable Energy, vol. 2, no. 4, pages 361–373, Oct.2011. (Cité en pages 22 et 28.)

- [Chan 2007] T. F. Chan et L. L. Lai. *Permanent-magnet machines for distributed generation : A review*. In 2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007. (Cité en page 25.)
- [Datta] R. Datta et V. T.Ranganathan. *A method of tracking the peak power points for a variable speed wind energy conversion system*. IEEE Trans. On Energy Conversion, vol. 18, pages 163–168. (Cité en page 10.)
- [El-Sharkawi 2016] Mohamed A. El-Sharkawi. *Wind energy : An introduction*. Taylor and Francis Group, LLC, 2016. (Cité en pages 13, 17, 19 et 27.)
- [Esmaili] R. Esmaili et X. Longya. Proc. IEEE IAS conf, pages 2070–2075. (Cité en page 5.)
- [Ezzat 2011] Marwa Ezzat. *Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents*. In PhD thesis (Ecole Centrale de Nantes (ECN) (ECN) (ECN) (ECN)), 2011. (Cité en page 63.)
- [F. Auger 2011] A. Chibah F. Auger O. Mansouri-Toudert. *Design of advanced resolvertodigital converters*. Proc. Electrimacs Conference, 2011. (Cité en page 89.)
- [G. Anirban 2007] J. Vinod G. Anirban. *A Method to Improve PLL Performance Under Abnormal Grid Conditions*. proc. of NPEC, 2007. (Cité en page 106.)
- [G. Franklin 1995] A. Emami-Naeni G. Franklin J. Powell. *Feedback control of dynamic systems*. Addison Wesley, 1995. (Cité en page 104.)
- [Gonzlez-Esp F. 2012] Garcer G Gonzlez-Esp F. Figueres E. *An Adaptive Synchronous-Reference-Frame Phase-Locked Loop for Power Quality Improvement in a Polluted Utility Grid*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, pages 2718–2731, 2012. (Cité en page 104.)
- [H. Polinder 2006] G. J. de Vilder H. Polinder F. F. A. van der Pijl et P. J. Tavner. *Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines*. IEEE Trans. Energy Convers, vol. 21, no. 3, pages 725–733, Sep.2006. (Cité en page 24.)
- [Hammadi Laghridat 2019] Tamou Nasser Hammadi Laghridat Ahmed Essadki. *Comparative Analysis between PI and Linear-ADRC Control of a Grid Connected Variable Speed Wind Energy Conversion System Based on a Squirrel Cage Induction Generator*. Hindawi Mathematical Problems in Engineering, vol. 2019, 2019. (Cité en page 52.)
- [HANI 2003] Soumia EL HANI. *Commande robuste avanc e appliquée à la régulation primaire de tension des alt ernateurs*. In PhD thesis (Université Mohammed V, Ecole Mohammadia d’ing nieurs, 2003. (Cité en page 31.)
- [Heier 1998] Siegfried Heier. *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. John Wiley and Sons Ltd, 1998. (Cité en pages 21 et 24.)
- [Hermann] Robert Hermann et Arthur J. Krener. IEEE Transactions on Automatic Control, pages 728–740. (Cité en page 92.)
- [Hong-Woo Kim 2010] Hee-Sang Ko Hong-Woo Kim Sung-Soo Kim. *Modeling and control of PMSG-based variable-speed wind turbine*. Electric Power Systems Research, vol. 80, pages 46–52, Jan.2010. (Cité en page 26.)
- [Infield D 2013] Freris L Infield D. *Les energies renouvelables pour la production dlectricit, techniques et ingnierie*. Dunod/Dunod lusine nouvelle, 2013. (Cité en page 21.)

- [Jeong HG 2012] Lee KB Jeong HG Seung RH. *An improved maximum power point tracking method for wind power systems*. *Energies*, pages 1339–1354, 2012. (Cité en page 81.)
- [K. 2009] YOUNG K. et R. A. Dougal. *SRF-PLL with dynamic center frequency for improved phase detection*. *International Conference on Clean Electrical Power*, pages 212–216, 2009. (Cité en page 89.)
- [KALA 2016] K. S. SANDHU KALA H. et F. RICHARDEAU. *Effect of change in power coefficient on the performance of wind turbines with different dimensions*. *International Conference on Microelectronics, Computing and Communications (MicroCom)*, pages 2325–2337, 2016. (Cité en page 21.)
- [Kazmi] Goto H.J. Ichinokura O Kazmi S.M.R. *A novel algorithm for fast and efficient speed- sensorless maximum power point tracking in wind energy conversion systems*. *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 58, pages 29–36. (Cité en page 11.)
- [Khaburi] D. A. Khaburi. *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, pages 922–929. (Cité en page 96.)
- [Khedidja 2012] KENDOUCI Khedidja. *Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents*. In *Thèse (Université des Sciences et de la Technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf*, 2012. (Cité en page 5.)
- [KIRAN] Y. KIRAN et P. S. PUTTASWAMY. *Field Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor using a DSP*. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 3, pages 2320–3765. (Cité en page 41.)
- [L. Arruda 2001] B. Filho L. Arruda S. Silva. *PLL structures for utility connected systems*. *proc. of IEEE-IAC*, 2001. (Cité en page 105.)
- [L. G. Gonzàlez 2009] G. Garcerà L. G. Gonzàlez E. Figueres et O. Carranza. *Synchronization techniques comparison for sensorless control applied to PMSG*. *ICREPQ Conf*, 2009. (Cité en page 5.)
- [L. Idkhajine] M. W. Naouar-A. Prata L. Idkhajine E. Monmasson. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, pages 4009–4017. (Cité en page 96.)
- [M. A. Abdullah] C. W. Tan M. A. Abdullah A. H. M. Yatim et R. Saidur. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, pages 3220–3227. (Cité en page 69.)
- [M. Benammar] A. S. Gonzales M. Benammar. *Proc. 10th IEEE Int. Conf. Networking, Sensing and Control (ICNSC)*, pages 586–590. (Cité en page 96.)
- [M. Druga 2010] C. Nichita M. Druga et G. Barakat. *Performances study of direct coupled PM generator based small wind converters*. In *Proc. IEEE ICEM*, 2010. (Cité en page 18.)
- [M. Gowda 2013] P. Cofie J. Fuller M. Gowda W.H. Ali. *Design and Digital Implementation of Controller for PMSM Using Extended Kalman Filter Circuits and Systems*. *Published Online*, pages 489–497, Dec.2013. (Cité en page 101.)
- [MARUF HOSSAIN 2015] Md. MARUF HOSSAIN et H. ALI. *Future research directions for the wind turbine generator system*. *Renewable and Sustainable energy reviews*, vol. 49, pages 481–489, 2015. (Cité en page 7.)

- [Merzoug 2008] M. S. Merzoug et F. Naciri. *Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)*. International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering, vol. 2, pages 2325–2337, 2008. (Cité en page 41.)
- [Mohinder S. Grewal 2015] Angus P. Andrews Mohinder S. Grewal. Kalman filtering : Theory and practice with matlab. John Wiley and Sons, 2015. (Cité en page 100.)
- [N. Femia 2013] G. Spagnuolo N. Femia G. Petrone et M. Vitelli. *MATLAB Simulation of Power Electronic Converter for PMSG Based Wind Energy Conversion System International*. Journal Of Innovative Research In Electrical, Electronics, Instrumentation And Control Engineering, vol. 1, pages 348–358, Nov.2013. (Cité en page 10.)
- [OSTERTAG 2004] Eric OSTERTAG. Systèmes et asservissements continus modélisation, analyse synthèse des lois de commande. ellipses, 2004. (Cité en page 5.)
- [PARK] R. H. PARK. Winter Convention of the A. I. E. E., New York, pages 716–726. (Cité en page 29.)
- [Poler 2012] M. Poler. *Le Réseau Electrique, la Qualité de l'Energie et l'Impact des Energies Renouvelables sur le Réseau Electrique*. RENAC , renewable academy, Séminaire Maroc, Sep.2012. (Cité en page 32.)
- [R. Aubre 2012] F. Auger R. Aubre et P. Dai. *A new low-cost sensorless MPPT algorithm for small wind turbines*. In Proc. IEEE Int.Conf. on Renewable Energies and Vehicular Technology (REVELT), Hammamet, Tunisia, pages 305–311, 2012. (Cité en page 85.)
- [R. Hoseinnezhad] P. Harding R. Hoseinnezhad. Proc. 44th IEEE Conf. Decision and Control (CDC-ECC), pages 7020–7025. (Cité en page 96.)
- [S. Samanvorakij 2013] P. Kumkratug S. Samanvorakij. *Modeling and Simulation PMSG based on Wind Energy Conversion System in MATLAB/SIMULINK*. Proc. of the Second Intl. Conf. on Advances in Electronics and Electrical Engineering AEEE, 2013. (Cité en page 14.)
- [S. Silva 2006] R. Novochadlo E. Coelho S. Silva E. Tomizaki. *PLL Structures for Utility Connected Systems under Distorted Utility Conditions*. proc. of IEEE-IECON, 2006. (Cité en page 105.)
- [Sahm] Dietrich Sahm. Journal of the Franklin Institute, Elsevier, pages 205–218. (Cité en pages 29 et 30.)
- [Schane] Roger N. Schane et Vadim I. Utkin. *Control of a Doubly Fed Induction Wind Generator Under Unbalanced Grid Voltage Conditions*. IEEE Transactions On Automatic Control, vol. 22. (Cité en page 63.)
- [S.H. Hosseini 2013] A. Farakhor S.H. Hosseini et S.K. Haghghian. *Novel algorithm of maximum power point tracking (MPPT) for variable speed PMSG wind generation systems through model predictive control*. 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), pages 234–247, 2013. (Cité en page 4.)
- [Shehata 2017] E. G. Shehata. *A comparative study of current control schemes for a direct-driven PMSG wind energy generation*. Electric Power Systems Research, vol. 143, pages 197–205, Feb.2017. (Cité en page 26.)

- [SHUHUI LI 2012] TICHARD P. SWATLOSKI SHUHUI LI TIMOTHY A. HASKEW et WILLIAM GATHINGS. *Design, Optimal and direct-current vector control of direct-driven PMSG wind turbines*. IEEE Trans. Power Electron, vol. 27, pages 2325–2337, 2012. (Cité en page 4.)
- [Sivappagari C. M. R.] Konduru N. R Sivappagari C. M. R. Proc. First International Conference Automation, Control, Energy and Systems (ACES), pages 1–5. (Cité en page 96.)
- [SM. Muyeen 2007] R. Takahashi T. Murata J. Tamura Y. omaki SM. Muyeen MH. Ali. *Comparative study on transient stability analysis of wind turbine generator system using different drive train models*. Renewable Power Generation, IET, vol. 1, no. 2, pages 131–141, June.2007. (Cité en page 25.)
- [Xiangjun Li 2012] Xinghuo Yu Yong Feng Xiangjun Li Wei Xu. *Sliding Mode Control of Wind Energy Generation Systems Using PMSG and Input-Output Linearization*. In Proceedings of the 31st Chinese Control Conference Hefei, China, JUL.2012. (Cité en page 60.)
- [X.Z. Liu] J.H. Lang M.K. Onder X.Z. Liu G.C. Verghese. IEEE Transactions on Circuits and Systems, pages 1058–1067. (Cité en page 29.)
- [Y. Tan 2010] C. Manzie D. Nesic Y. Tan W. Moase et I. Mareels. *Extremum seeking from 1922 to 2010*. Proc.of the 29th Chinese Control Conference, pages 14–26, 2010. (Cité en page 81.)
- [Y. Weizheng 2009] Z. Ruijie G. Wei Y. Weizheng K. Woo et W. Yue. *Analyze of current control strategy based on vector control for permanent-magnet synchronous generator in wind power system*. In Proc. IEEE IPEMC, pages 2209–2212, 2009. (Cité en page 41.)
- [Y. Zhao] L. Wu Y. Zhao W. Qiao. Proc. 2012 IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pages 725–730. (Cité en page 96.)
- [Yan Y.] Xia C. Wang H. Shi T Yan Y. Wang S. *Hybrid Control Set- Model Predictive Control for Field-Oriented Control of VSIPMSM*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 31. (Cité en page 42.)

