

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة فرحات عباس - سطيف 1
UNIVERSITE FERHAT ABBES - SETIF 1
كلية التكنولوجيا
FACULTE DE TECHNOLOGIE
قسم الإلكترونيات
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

THESE

Pour l'obtention du diplôme de

Doctorat en Sciences

Option: Commande Electrique

Par

Yacine DAILI

Thème

Contribution à la Commande d'une Petite éolienne Destinée à l'Electrification des Sites Isolés

Soutenue le .././.....devant la commission d'examen composée de :

| | | |
|-----------------------|--------------------------------------|--------------|
| Pr. Mohamed MOSTEFAI | Université Ferhat Abbas Sétif-1 | Président |
| Pr. Lazhar RAHMANI | Université Ferhat Abbas Sétif-1 | Encadreur |
| Pr. Jean Paul GAUBERT | Université de Poitiers, France | Co-encadreur |
| Pr. Hammoud RADJEAI | Université Ferhat Abbas Sétif-1 | Examineur |
| Pr. Djamel BOUKHETALA | Ecole Nationale Polytechnique, Alger | Examineur |
| Pr. Djamel AOUZELLAG | Université de Bejaia | Examineur |

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé en collaboration entre le Laboratoire d'Automatique de Sétif(*LAS*) de l' Université Ferhat Abbas Sétif 1, Algérie, et le Laboratoire d'Informatique et d'Automatique pour les Systèmes (*LIAS*) de l'Ecole Supérieure d'Ingénieur de Poitiers (*ESIP*), France.

A l'issue de ce travail, je tiens à remercier très chaleureusement mes directeurs de thèse : Monsieur **Lazhar RAHMANI** Professeur à l'Université de Sétif-1 et Monsieur **Jean-Paul GAUBERT** Professeur à l'Université de Poitiers, France, pour leur encadrement, leur suivi permanent et leurs précieux conseils.

Je tiens à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et ce mémoire :

Monsieur **Mohammed MOSTEFAI**, Professeur à l'Université de Sétif-1, Algérie, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Messieurs **Djamel BOUKHETALA** Professeur à l' Ecole nationale polytechnique-Alger, Algérie, **Djamal AOUZELLAG** Professeur à l'Université de Bejaia, **Hammoud RADJELI**, Professeur à l'Université de Sétif-1, Algérie, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.

Je tiens également à exprimer toute ma reconnaissance et mes vifs remerciements à Monsieur **Gérard CHAMPENOIS** Professeur à l'Université de Poitiers (responsable du projet Tassili coté France) pour m'avoir invité et accepté au sien de son laboratoire de recherche, qu'il trouve ici l'expression de mon respect et ma profonde gratitude.

Je suis très reconnaissant au directeur du Laboratoire *LIAS*, Professeur **Patrick COIRAULT**, de m'avoir donné l'opportunité de réaliser la partie expérimentale de cette thèse au sein du laboratoire *LIAS*.

Je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

*À mes parents qui me sont les plus chers au monde et à qui je dois ce
que je suis et ce que je serai.*

*À mon épouse de m'avoir supporté durant mon séjour à Poitiers et
dans ce travail.*

À mon fils Louay.

À mon frère et mes sœurs.

*à tous les amis et collègues du Département de Electrotechnique de
l'université Sétif 1.*

*Veillez trouver dans ce modeste travail un humble témoignage de
mon amour et de ma profonde gratitude.*

Liste des Acronymes et Symboles

Acronymes

| | |
|-------------------|--|
| <i>IEC</i> | En anglais International Electrotechnical Commission. |
| <i>WWEA</i> | En anglais World Wind Energy Association. |
| <i>MADA</i> | Générateur Asynchrone à Double Alimentation. |
| <i>MPPT</i> | En anglais Maximum Power Point Tracking. |
| <i>GSAP</i> | Génératrice Synchronne à Aimants Permanents. |
| <i>MSAP</i> | Machine Synchronne à Aimants Permanents. |
| <i>PD 3</i> | Redresseur à pont de diodes triphasé. |
| <i>MLI</i> | Modulation de Largeur d'Impulsion. |
| <i>LIAS</i> | Laboratoire d'Informatique et Automatique pour les Systèmes. |
| <i>LAS</i> | Laboratoire d'Automatique Sétif. |
| <i>OTC</i> | En anglais Optimale Torque Control. |
| <i>PSFC</i> | En anglais Power Signal Feedback Control. |
| <i>P&O</i> | Perturbe et Observe. |
| <i>PPM</i> | Point de Puissance Maximale. |
| <i>TSR</i> | En anglais Tip Speed Ration. |
| <i>THD</i> | En anglais Tip Speed Ration. |
| <i>PI</i> | Régulateur Proportionnel Intégrateur. |
| <i>SCEE</i> | Systèmes de Conversion d'Energie Eolienne. |
| <i>AC</i> | En anglais Alternative current |
| <i>DC</i> | En anglais Direct Current. |
| <i>IGBT</i> | En anglais Insulated Gate Bipolar Transistor. |
| <i>HCS</i> | En anglais Hill Climb Search. |
| <i>P&O-PF</i> | Algorithme Perturbe et Observe à Pas Fixe. |
| <i>P&O-PV</i> | Algorithme Perturbe et Observe à Pas Variable. |
| <i>MPPT-I</i> | Premier algorithme MPPT proposé. |

| | |
|----------------|---|
| QFT | En anglais Quantitative Feedback Theory |
| LTI | Modèle Linéaire à Temps Invariant. |
| MPPT-II | Deuxième algorithme MPPT proposé. |

Symboles

| | |
|------------|---|
| P_{lim} | Puissance mécanique limite de la turbine éolienne. |
| V_{Wmin} | Vitesse du vent minimale de la turbine. |
| R_{ch} | Résistance de charge. |
| C_{H1} | Capacité d'entrée du hacheur. |
| C_{H2} | Capacité de sortie du hacheur. |
| D_H | Diode du hacheur |
| S_H | Interrupteur électronique du hacheur. |
| V_{dc} | Valeur moyenne de la tension à la sortie du redressée. |
| V_{ch} | Valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge. |
| I_{dc} | Valeur moyenne du courant à la sortie du redressée. |
| I_{ch} | Valeur moyenne du courant de charge. |
| L_H | Inductance du hacheur |
| P_W | Puissance mécanique de la turbine. |
| ρ | Masse volumique de l'air. |
| S | Surface effective de l'éolienne. |
| R | Rayon de la turbine éolienne. |
| V_W | Vitesse du vent. |
| C_p | Coefficient de puissance. |
| λ | Vitesse normalisée de la turbine éolienne. |
| β | Angle de calage des pales de la turbine éolienne. |
| Ω_m | Vitesse de rotation de la turbine. |
| T_W | Couple mécanique de la turbine. |
| J | Moment d'inertie total de l'ensemble génératrice-turbine éolienne. |
| T_e | Couple de la génératrice électrique. |
| F | Coefficient de frottement visqueux. |
| R_s | Résistance statorique par phase. |
| L_d, L_q | Respectivement les inductances statoriques de l'axe direct et quadrature. |

| | |
|------------------|--|
| v_{sd}, v_{sq} | Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d-q)$. |
| i_{sd}, i_{sq} | Courants statoriques diphasés dans le repère $(d-q)$. |
| ω_e | Pulsation électrique de la tension statorique. |
| Φ_m | Amplitude du flux créé par les aimants permanents à travers les enroulements statoriques. |
| P | Nombre de pôles de la GSAP . |
| $e_{sa,b,c}$ | Forces électromotrices de la génératrice dans le repère (a, b, c) . |
| E | Amplitude de la force électromotrice par phase de la GSAP . |
| u | Angle d'empiètement. |
| $i_{a,b,c}$ | Courants simples de la génératrice dans le repère (a, b, c) . |
| i_d | Courant à travers la diode du hacheur |
| i_s | Courant à travers l'interrupteur électronique du hacheur. |
| f_s | Fréquence de commutation du hacheur. |
| d | Rapport cyclique du signal MLI . |
| T_{on} | Période du temps de fermeture l'interrupteur électronique du hacheur. |
| T_{off} | Période du temps de ouverture l'interrupteur électronique du hacheur. |
| R'_{ch} | Résistance de charge équivalente. |
| P_{dc} | Puissance de sortie du redresseur. |
| τ_e | Constante de temps électrique de la machine. |
| T_V | Couple imposé sur la machine émulateur. |
| τ_m | Constante de temps mécanique de la machine. |
| K_{opt-P} | Coefficient de la relation optimale puissance-tension redressée. |
| K_{opt-T} | Coefficient de la relation optimale couple-vitesse de rotation. |
| K_{opt} | Coefficient de la relation optimale tension redressée-courant à la sortie du redresseur. |
| C | Amplitude du pas de perturbation. |
| \mathcal{E} | Signal de pilotage définissant le signe du pas de perturbation. |
| α | Coefficient du pas de perturbation de l'algorithme P&O basé sur le gradient de puissance. |
| γ | Coefficient du pas de perturbation dans le deuxième mode de deux algorithmes MPPT . |
| μ | Seuil de détection de changement de la vitesse du vent de l'algorithme MPPT-I . |
| δ | Seuil de détection de changement de la vitesse du vent de l'algorithme MPPT-II . |
| V_{min} | Vitesse du vent minimale. |
| $V_{\Omega lim}$ | Vitesse du vent correspondante à la vitesse de rotation limite. |
| $V_{P lim}$ | Vitesse du vent correspondante à la puissance de la turbine limite. |
| Ω_{lim} | Vitesse de rotation limite. |

| | |
|-------------------|---|
| V_{max} | Vitesse du vent maximale. |
| V_{dcmax} | Tension redressée maximale qui correspond à la vitesse de rotation limite. |
| ΔP | Largeur de la bande de bascule à hystérésis. |
| K_u | Coefficient de proportionnalité entre la vitesse de rotation et la tension redressée. |
| $P(s)$ | Fonction de transfert du rapport cyclique d à la tension V_{dc} . |
| $G_{bf}(s)$ | Fonction de transfert de la boucle de régulation de la tension V_{dc} . |
| K_p | Gain de l'action proportionnelle du régulateur PI de tension V_{dc} . |
| K_i | Gain de l'action intégrale du régulateur PI de tension V_{dc} . |
| $G_{FI}(s)$ | Fonction de transfert de pré-filtre de la boucle de régulation de la tension V_{dc} . |
| Ω_{m_obs} | Vitesse de rotation observée. |
| V_{dc_obs} | Tension redressée observée. |
| K_{pobs} | Gain de l'action proportionnelle du régulateur PI de l'observateur. |
| K_{iobs} | Gain de l'action intégrale du régulateur PI de l'observateur. |
| P_{t_obs} | Puissance aérodynamique observée. |
| K_{ipm} | Gain du régulateur de l'puissance mécanique. |
| C_F | Capacité du filtre de sortie de l'onduleur. |
| L_F | Inductance du filtre de sortie de l'onduleur. |
| R_F | Résistance de l'inductance L_F . |
| $i_{I,a,b,c}$ | Courant triphasé généré par l'onduleur. |
| $v_{I,a,b,c}$ | Tension phase-neutre triphasée à la sortie de l'onduleur. |
| $v_{L,a,b,c}$ | Tension phase-neutre triphasée aux bornes de la charge; |
| $i_{L,a,b,c}$ | Courant de charge triphasée. |
| T_S | Période d'échantillonnage. |
| i_I^* | Courant de référence à la sortie de l'onduleur. |
| v_I^* | Tension de référence à la sortie de l'onduleur. |
| T | Période fondamentale du signal d'exogène. |
| $G_p(z)$ | Fonction de transfert en z de la boucle fermée avec le contrôleur dead-beat . |
| $G_{rep}(z)$ | Fonction de transfert en z du contrôleur répétitif |
| N | Nombre des échantillons du signal d'exogène. |
| $Q(z)$ | Filtre passe bas pour stabiliser le système. |
| K_S | Gain de stabilisation. |
| $S(z)$ | Compensateur pour ajuster le module de la boucle ouverte du système. |
| ω_N | Fréquence de Nyquist. |

$R_{a,b,c}$ Résistance triphasé de charge.

$L_{a,b,c}$ Inductance triphasé de charge.

Table des figures

| | |
|---|----|
| 1.1 Capacité installée globale d'énergie électrique d'origine petite éolienne avec les développements du marché mondial à l'horizon de 2020 | 09 |
| 1.2 Capacité installée de production d'énergie électrique d'origine petite éolienne par pays | 09 |
| 1.3 Schéma synoptique du système de conversion d'énergie éolienne | 10 |
| 1.4 Différents types de turbines éoliennes | 11 |
| 1.5 Coefficient de puissance en fonction de la vitesse normalisée | 12 |
| 1.6 Courbe de Puissance en fonction de la vitesse du vent | 12 |
| 1.7 Variation de la puissance éolienne en fonction de la vitesse du vent | 15 |
| 1.8 Topologies des convertisseurs AC/DC utilisés dans les SCEE à base de la MSAP. | 16 |
| 1.9 Schéma synoptique de la structure de gestion énergétique étudiée dans cette thèse | 18 |
| 1.10 Classification des algorithmes MPPT. | 19 |
| 1.11 Schéma fonctionnel de la commande basée sur la vitesse normalisée optimale. | 20 |
| 2.1 Schéma synoptique de la configuration du SCEE. | 37 |
| 2.2 Coefficient de puissance en fonction de la vitesse normalisée. | 38 |
| 2.3 Modèle aérodynamique de la turbine éolienne. | 38 |
| 2.4 Modélisation de la turbine éolienne avec l'arbre de transmission. | 39 |
| 2.5 Modèle de la GSAP dans le repère (d-q). | 40 |
| 2.7 Schéma de principe du hacheur | 43 |
| 2.8 Formes d'ondes du hacheur survolteur | 44 |
| 2.9 Le banc d'essai. | 46 |
| 2.10 Schéma électrique pour mesurer la constante de temps longitudinale. | 47 |
| 2.11 Détermination de la constante de temps longitudinale | 48 |
| 2.13 Allure de la vitesse de rotation lors de ralentissement | 50 |
| 2.14 Caractérisation du système éolien | 51 |
| 3.1 Algorithme P&O avec (a) grand pas de perturbation, (b) faible pas de perturbation | 62 |
| 3.2 Divergence de l'algorithme P&O en présence d'une variation rapide du vent | 62 |
| 3.3 Processus de poursuite de PPM basé sur le gradient de puissance. | 64 |
| 3.4 Principe de fonctionnement de la technique sous le deuxième mode. | 65 |
| 3.5 Organigramme de l'algorithme MPPT-I. | 68 |

| | |
|--|----|
| 3.6 Evolution du gradient de la puissance, (a) pour une vitesse du vent constante, (b) pour un changement brusque de la vitesse du vent..... | 70 |
| 3.7 Synoptique de la méthode <i>MPPT-II</i> proposée..... | 71 |
| 3.8 Allure du profil du vent utilisé. | 74 |
| 3.9 Puissance à la sortie du redresseur obtenue par l’algorithme <i>P&O-PF</i> et la technique proposée <i>MPPT-I</i> | 74 |
| 3.10 Coefficient de puissance pour l’algorithme <i>P&O-PF</i> classique avec deux niveaux de pas de perturbation et la première technique proposée <i>MPPT-I</i> | 74 |
| 3.11 Rapport cyclique du hacheur pour l’algorithme <i>P&O</i> classique avec deux pas de perturbation et la technique proposée <i>MPPT-I</i> | 75 |
| 3.12 Coefficient de la relation optimale utilisé par l'algorithme proposé <i>MPPT-I</i> | 75 |
| 3.13 Modes de fonctionnement de l' algorithme <i>MPPT-I</i> | 75 |
| 3.14 Profil pour la vitesse du vent retenu... .. | 76 |
| 3.15 Résultats pratiques avec l'algorithme <i>P&O</i> conventionnel avec un faible pas ($C=0.0025$). 77 | |
| 3.16 Résultats pratiques avec l'algorithme <i>P&O</i> conventionnel avec un grand pas ($C=0.01$)..... | 77 |
| 3.17 Résultats pratiques avec l'algorithme <i>MPPT-I</i> | 78 |
| 3.18 Résultats pratiques sous un profil du vent fluctuant avec <i>P&O</i> à pas fixe ($C=0.02$)..... | 79 |
| 3.19 Résultats pratiques sous un profil du vent fluctuant avec <i>MPPT-I</i> | 79 |
| 3.20 Evolution de l'énergie captée pour l'algorithme proposé et conventionnel. | 79 |
| 3.21 Allure de profil du vent utilisé. | 80 |
| 3.22 Puissance à la sortie du redresseur obtenue par l’algorithme <i>P&O</i> classique et la technique proposée <i>MPPT-I</i> | 81 |
| 3.23 Rapport cyclique du hacheur pour l’algorithme <i>P&O</i> classique avec deux pas de perturbation et la technique proposée <i>MPPT-II</i> | 81 |
| 3.24 Coefficient de la relation optimale utilisé dans l'algorithme proposé <i>MPPT-II</i> | 81 |
| 3.25 Modes de fonctionnement de l'algorithme <i>MPPT-II</i> | 82 |
| 3.26 Profil du vent test et de la vitesse de rotation de la turbine avec l'algorithme <i>P&O</i> -..... | 83 |
| 3.27 Résultats pratiques avec l'algorithme <i>P&O-PV</i> . Coefficient de puissance C_p , puissance électrique P_{dc} , rapport cyclique d | 83 |
| 3.28 Résultats pratique avec l'algorithme <i>MPPT-II</i> | 84 |
| 3.29 Résultats pratiques sous un profil du vent fluctuant avec <i>P&O</i> basé sur le gradient de la puissance | 85 |
| 3.30 Résultats pratiques sous un profil du vent fluctuant avec <i>MPPT-II</i> | 85 |
| 3.31 Evolution de l'énergie captée pour l'algorithme proposé et conventionnel. | 86 |

| | |
|--|-----|
| 4.1 Courbe de la puissance d'une éolienne à vitesse variable en fonction de la vitesse du vent_ | 94 |
| 4.2 Principe de limitation de la puissance et la vitesse de rotation | 96 |
| 4.3 Schéma bloc de la stratégie de commande proposée | 97 |
| 4.4 Schéma bloc du modèle linéarisé | 100 |
| 4.5 Variation de la dérivée du coefficient de couple en fonction de la vitesse spécifique | 100 |
| 4.6 Comparaison entre le comportement dynamique du modèle détaillé et le modèle linéarisé pour trois points de fonctionnement..... | 101 |
| 4.7 Boucle de régulation de la tension V_{dc} | 102 |
| 4.8 Résultats expérimentaux d'une régulation de la tension avec un correcteur PI pour une vitesse du vent de 5.5 m/s | 104 |
| 4.9 Résultats expérimentaux d'une régulation de la tension avec un correcteur PI pour une vitesse du vent de 8 m/s , avec agrandissement autour du point optimal (b). _c | 105 |
| 4.10 Bloc diagramme de la structure de régulation en boucle à deux degrés de liberté..... | 106 |
| 4.11 Réponse fréquentielle en boucle ouverte avec les bandes QFT : sans régulateur (en trait pointillé), avec le régulateur (en trait continu)..... | 109 |
| 4.12 Marges de stabilité du système en boucle fermée..... | 110 |
| 4.13 Réponse fréquentielle du système en boucle fermée avec les limites inférieure et supérieure de la dynamique de poursuite | 110 |
| 4.14 Résultats expérimentaux de la régulation de la tension avec le correcteur QFT pour une vitesse du vent de 5.5 m/s | 111 |
| 4.15 Résultats expérimentaux de la régulation de la tension avec le correcteur QFT pour une vitesse du vent de 8 m/s | 112 |
| 4.16 Résultats expérimentaux de la régulation de la tension avec le correcteur QFT pour une vitesse du vent de 8 m/s . (agrandissement autour de la tension de référence la plus faible). | 112 |
| 4.17 Résultats expérimentaux d'une régulation de la tension avec le correcteur QFT pour une vitesse du vent de 8 m/s (agrandissement autour du point optimal). | 112 |
| 4.18 Schéma synoptique de l'observateur de puissance aérodynamique | 113 |
| 4.19 Réponse de l'observateur à des échelons de la puissance aérodynamique..... | 115 |
| 4.20 Réponse de l'observateur à des variations rapides de la puissance aérodynamique..... | 115 |
| 4.21 Schéma bloc de la boucle de régulation de la puissance aérodynamique..... | 116 |
| 4.22 Réponse du système avec la commande globale pour une variation en échelons de la vitesse du vent..... | 118 |
| 4.23 Réponse du système avec la commande globale pour une vitesse du vent fluctuante | 116 |
| 5.1 Topologie à base d'un onduleur triphasé à trois bras avec un transformateur de couplage .. | 127 |

| | |
|---|-----|
| 5.2 Topologie à base d'un onduleur triphasé à quatre bras..... | 127 |
| 5.3 Topologie à base d'un onduleur triphasé à trois bras avec diviseur capacitif..... | 127 |
| 5.4 Modèle équivalent de chaque phase de l'onduleur triphasé avec un diviseur capacitif.. | 129 |
| 5.5 Structure de la commande étudiée..... | 130 |
| 5.6 Forme d'onde du courant de référence et mesuré de la phase a avec le contrôleur <i>Dead-beat</i> | 132 |
| 5.7 Diagramme de <i>Bode</i> de la fonction de transfert du contrôleur répétitif..... | 134 |
| 5.8 Schéma bloc de la boucle de régulation de tension avec le contrôleur répétitif..... | 134 |
| 5.9 Diagramme de <i>Bode</i> utilisé dans le processus de conception. Module de $z^2G(z)$ pour différentes valeurs de la capacité estimée et le module de $1/Q(z)$ | 136 |
| 5.10 Réaction du système durant la transition de la charge (à gauche, déclenchement d'une charge, à droite enclenchement d'une charge); tension instantanée de sortie de la phase a en bleu, valeur efficace de la tension de sortie en vert, courant de charge en rouge. (a): charge équilibrée résistive. (b): charge équilibrée inductive. (c): redresseur triphasé en pont... | 134 |
| 5.11 Résultats expérimentaux en régime statique avec une charge non-linéaire | 140 |
| 5.12 Réponse du système durant la transition de la charge (à gauche déclenchement de la charge, à droite enclenchement de la charge); Ch1: tension instantanée de sortie de la phase a . Ch 2: valeur efficace de la tension de sortie. Ch 3: courant de charge. (a): charge équilibrée résistive. (b): charge équilibrée inductive. (c): charge non-linéaire. | 140 |
| 5.11 Résultats expérimentaux en régime statique avec une charge non-linéaire | 140 |

Table des matières

| | |
|------------------------------------|-----------|
| Introduction générale | 01 |
|------------------------------------|-----------|

Chapitre 1 Etat de l'art sur les stratégies de commande des systèmes de production d'énergie éolienne

| | |
|---|-----------|
| 1.1 Introduction | 07 |
| 1.2 Définition d'une éolienne de petite puissance | 07 |
| 1.3 Evolution du marché des éoliennes de petite puissance | 09 |
| 1.4 Description du système de conversion d'énergie éolienne..... | 10 |
| 1.4.1 Différents types de turbines éoliennes..... | 11 |
| 1.4.2 Limitation de la puissance aérodynamique d'une éolienne | 12 |
| 1.4.3 Machines électriques utilisées avec le SCEE | 13 |
| 1.4.3.1 Machines asynchrones..... | 13 |
| 1.4.3.2 Machines asynchrones à double alimentation (MADA)..... | 14 |
| 1.4.3.3 Machines synchrones..... | 14 |
| 1.4.4 Avantages des éoliennes à vitesse variable | 15 |
| 1.5 Systèmes éoliens en sites isolés..... | 15 |
| 1.6 Convertisseurs statiques AC/DC associés à la MSAP | 16 |
| 1.7 Objectifs de la thèse | 17 |
| 1.8 Etat de l'art des commandes MPPT..... | 19 |
| 1.8.1 Commandes MPPT avec connaissance de la caractéristique de la turbine..... | 19 |
| 1.8.1.1 Commande MPPT basée sur la vitesse normalisée optimale..... | 19 |
| 1.8.1.2 Commande MPPT à base d'une courbe optimale | 20 |
| 1.8.2 Commandes MPPT sans connaissance de la caractéristique de la turbine | 21 |
| 1.8.2.1 Commande P&O avec un pas de perturbation fixe..... | 22 |
| 1.8.2.1 Commande P&O avec un pas de perturbation adaptatif | 22 |
| 1.9 Etat de l'art sur la commande du convertisseur DC/AC | 24 |
| 1.10 Conclusion | 26 |
| Références bibliographiques | 27 |

Chapitre 2 Modélisation du system éolien

| | |
|---|----|
| 2.1 Introduction | 36 |
| 2.2 Configuration du SCEE..... | 36 |
| 2.3 Modélisation de la chaîne éolienne..... | 37 |
| 2.3.1 Modèle aérodynamique de la turbine..... | 37 |
| 2.3.2 Modèle du couplage entre la turbine et la génératrice..... | 38 |
| 2.3.3 Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents | 39 |
| 2.3.4 Modélisation du redresseur à diodes | 41 |
| 2.3.5 Modélisation du hacheur | 42 |
| 2.4 Présentation du banc expérimental | 45 |
| 2.5 Identification des paramètres de la GSAP | 46 |
| 2.5.1 Identification des inductances et de la résistance. | 47 |
| 2.5.2 Mesure du flux de l'aimant..... | 48 |
| 2.5.3 Identification des paramètres mécaniques..... | 49 |
| 2.7 Caractérisation du système éolien..... | 51 |
| 2.8 Conclusion | 52 |
| Références bibliographiques | 53 |

Chapitre 3 Commandes MPPT Avancées

| | |
|--|----|
| 3.1 Introduction | 57 |
| 3.2 Algorithmes MPPT pour les petites éoliennes (cahier des charges) | 59 |
| 3.3 MPPT à base d'une courbe optimale $V_{dc}=f(I_{dc})$ | 59 |
| 3.4 Algorithme P&O avec un pas fixe (P&O-PF) | 61 |
| 3.5 Algorithme P&O avec un pas variable(P&O-PV). | 63 |
| 3.6 Nouveau algorithme MPPT- I | 64 |
| 3.6.1 Principe de la méthode | 64 |
| 3.6.2 Intialisation de l'algorithme..... | 66 |
| 3.6.3 Détection du changement rapide de la vitesse du vent..... | 66 |
| 3.6.4 Méthodologie de l'algorithme | 67 |
| 3.7 Nouveau algorithme MPPT- II..... | 68 |
| 3.7.1 Principe de la méthode..... | 68 |
| 3.7.2 Détection du changement rapide de la vitesse du vent..... | 69 |
| 3.7.3 Méthodologie de l'algorithme..... | 71 |
| 3.8 Validation par simulation et expérimentale de l'algorithme MPPT-I..... | 72 |
| 3.8.1 Résultats de simulation..... | 72 |

| | |
|---|----|
| 3.8.2 Résultats expérimentaux | 75 |
| 3.8.2.1 Changement trapézoïdal de la vitesse du vent | 75 |
| 3.8.2.2 Profil d'un vent fluctuant..... | 78 |
| 3.9 Validation par simulation et expérimentale de l'algorithme MPPT-II | 80 |
| 3.9.1 Résultats de simulation | 80 |
| 3.9.2 Résultats expérimentaux..... | 82 |
| 3.9.2.1 Changement trapézoïdal de la vitesse du vent | 82 |
| 3.9.2.2 Profil d'un vent fluctuant..... | 84 |
| 3.10 Conclusion | 82 |
| Références bibliographiques | 87 |

Chapitre 4 Commande des éoliennes de faibles puissances aux fortes vitesses du vent

| | |
|--|-----|
| 4.1 Introduction | 92 |
| 4.2 Principe de la commande de l'éolienne aux fortes vitesses du vent | 93 |
| 4.3 Structure de la commande proposée | 96 |
| 4.4 Conception du régulateur de la boucle de tension | 97 |
| 4.4.1 Modélisation de la boucle de tension..... | 98 |
| 4.4.2 Modèle petit-signal de la boucle de tension | 98 |
| 4.4.3 Régulation de la tension par un correcteur proportionnel-intégral PI..... | 102 |
| 4.4.3.1 Validation expérimentale de la boucle de régulation de la tension avec PI..... | 103 |
| 4.4.4 Régulation de la tension par un correcteur basé sur l'approche QFT | 105 |
| 4.4.4.1 Procédure de conception du régulateur QFT..... | 106 |
| 4.4.4.1.1 Génération de la Template d'incertitude..... | 107 |
| 4.4.4.1.2 Spécification des performances en boucle fermée | 107 |
| 4.4.4.1.3 Calcul des bandes QFT | 108 |
| 4.4.4.1.4 Synthèse du correcteur par «loop-shaping»..... | 108 |
| 4.4.4.1.5 Synthèse du pré-filtre d'entrée | 109 |
| 4.4.4.1.6 Analyse du correcteur synthétisé..... | 109 |
| 4.4.4.2 Validation de la régulation de la tension avec le correcteur QFT | 111 |
| 4.5 Synthèse de l'observateur de puissance aérodynamique | 113 |
| 4.5.1 Validation expérimentale de l'observateur | 114 |
| 4.6 Synthèse du régulateur de la boucle de puissance | 115 |
| 4.7 Validation expérimentale de la structure de commande proposée. | 117 |
| 4.8 Conclusion | 119 |
| Références bibliographiques | 120 |

**Chapitre 5 Commande avancée de l'onduleur triphasé alimentant des charges
AC dans les sites isolés**

| | |
|--|------------|
| 5.1 Introduction | 125 |
| 5.2 Principales topologies de conversion DC/AC..... | 126 |
| 5.3 Modélisation de la topologie étudiée..... | 128 |
| 5.4 Structure de la commande proposée | 129 |
| 5.4.1 Conception du contrôleur de courant..... | 130 |
| 5.4.2 Conception du contrôleur de tension..... | 131 |
| 5.4.2.1 Contrôleur Dead-beat | 131 |
| 5.4.2.2 Contrôleur répétitif | 133 |
| 5.5 Validation par simulation de la commande proposée | 136 |
| 5.6 Validation expérimentale de la commande proposée | 138 |
| 5.7 Conclusion | 142 |
| Références bibliographiques | 143 |
| | |
| Conclusion générale..... | 145 |
| | |
| Annexes | 148 |

Introduction générale

Selon les statistiques de l'Agence Internationale de l'Energie (2012), une grande partie de l'énergie mondiale consommée en 2009 (plus de 80%) provient des gisements de combustibles fossiles: pétrole (33 %), gaz (21 %), charbon (28 %), uranium (7%). Ils sont présents en quantité limitée et non renouvelables, leur combustion entraîne des gaz à effet de serre. Face à la demande mondiale croissante d'énergie, cette même agence préconise le développement et l'exploitation de sources d'énergie renouvelables plus propres.

La recherche de ressources en énergie alternatives est donc devenue une question cruciale de nos jours. De nombreuses recherches scientifiques ont été menées, non seulement, dans le domaine de la production d'énergie nucléaire, mais également dans le secteur des sources d'énergie illimitées, telles que la production d'électricité à l'aide du vent et la transformation de l'énergie solaire.

L'énergie éolienne est l'une des sources d'énergie renouvelables les plus prometteuses et se révèle être une alternative aux sources traditionnelles basées sur les combustibles fossiles. Ceci est valable non seulement pour les éoliennes de grandes puissances, mais aussi pour les petites éoliennes, dans une gamme de puissance inférieure à 100 kW. Plusieurs pays industrialisés (Chine, États-Unis, Royaume-Uni...) produisent et installent un nombre important de petites éoliennes pour alimenter des installations en électricité.

Il existe actuellement un nombre important d'applications qui requièrent la mise en œuvre d'éoliennes de petites puissances. Par exemple, nous pouvons citer les systèmes hybrides pour l'électrification rurale, les stations de dessalement, de purification de l'eau, de télécommunications, de pompage d'eau, de stockage d'hydrogène à plus ou moins long terme...etc. Au-delà de ces réseaux isolés, il est possible aujourd'hui d'injecter ces énergies produites à base de sources renouvelables, comme celles issues des petites éoliennes, sur un réseau de distribution général ou un micro-réseau.

Dans le domaine de l'électrification rurale, l'éolienne est combinée avec d'autres ressources renouvelables (photovoltaïque, biomasse,...) et non renouvelables comme les générateurs électrogènes diesel ou les systèmes de stockage. Le but principal de l'installation est de satisfaire une consommation locale en énergie électrique. L'interconnexion entre les différentes sources de production d'énergie est réalisée par l'intermédiaire d'un bus continu. L'alimentation des

consommateurs locaux s'effectue dans la quasi-totalité des cas par une distribution avec des ondes alternatives à fréquence et amplitude fixes. Un convertisseur statique **DC/AC** est donc inséré entre le bus continu commun et l'alimentation des consommateurs.

Dans ce travail de thèse, nos études se sont concentrées sur l'analyse, la simulation et la validation expérimentale d'un système de commande en temps réel pour une chaîne de conversion éolienne de petite puissance dans le cadre de l'électrification de sites isolés. La structure multi-sources autonome associant le système éolien avec d'autres sources d'énergie renouvelables et/ou non-renouvelables n'est pas traitée dans les travaux de cette thèse. L'objectif principal de cette dernière est de recenser et d'analyser les solutions existantes des architectures et des commandes du système de conversion d'énergie éolienne puis d'en concevoir d'autres permettant d'améliorer la fiabilité et le coût de ces unités de sources à énergie renouvelables. Cela se traduit par une optimisation de l'architecture de la chaîne de conversion éolienne et par le choix de ses éléments afin qu'ils soient robustes, fiables et moins coûteux. Cela concerne la turbine éolienne, la génératrice avec le convertisseur d'électronique de puissance et la topologie du ou des convertisseur(s) d'électronique de puissance (**AC/DC**, **DC/DC**, **DC/AC**). De plus, la suppression de tous les capteurs mécaniques (vitesse du vent ou de rotation de la génératrice, couple) fait partie également du cahier des charges dans le but de simplifier et d'augmenter la fiabilité de la chaîne de conversion d'énergie éolienne, ainsi que de diminuer les coûts d'acquisition. Au niveau technique de commande, de nouvelles solutions sont proposées pour la gestion de l'énergie tels que des algorithmes de maximisation de la puissance extraite avec une limitation aux fortes vitesses du vent l'amélioration de la qualité de l'énergie fournie aux consommateurs connectés sur la distribution triphasée alternative (**AC**).

Le travail présenté dans cette thèse constitue donc une contribution aux :

1. développements de nouvelles stratégies de commandes **MPPT** (Maximum Power Point Tracking) hautement performante (rapides et efficaces), sans aucun capteur mécanique, et appliquée aux systèmes de conversion de l'énergie éolienne de petites puissances pour les sites isolés ;
2. proposition d'une structure de commande pour limiter la puissance mécanique de la turbine quand la vitesse de vent dépasse la valeur nominale de celle-ci, afin éviter l'utilisation d'un mécanisme mécanique d'orientation des pales de la turbine ;
3. développement d'une commande avancée de l'onduleur triphasé alimentant des charges **AC** dans les sites isolés.

La thèse est organisée comme suit :

Le premier chapitre, à caractère introductif et bibliographique, dresse un état de l'art non exhaustif sur les notions générales relatives aux systèmes de conversion d'énergie éolienne (*SCEE*) et en particulier les *SCEE* de petites puissances. Le principe de conversion d'énergie éolienne en énergie électrique, la définition des petites éoliennes selon les normes, les types des turbines éoliennes et machines électriques utilisées avec le *SCEE* sont abordées. Ensuite, nous présentons les objectifs, le contexte et les motivations de ce travail de thèse. Enfin, nous consacrons la dernière partie de ce chapitre à l'état de l'art des stratégies de commande des systèmes de production d'énergie éolienne

Le second chapitre expose d'une manière détaillée l'analyse et les modélisations des différents éléments constituant le *SCEE* en question, tels que, la turbine éolienne couplée directement à une machine synchrone à aimants permanents multipolaires, un redresseur à diodes triphasé en cascade avec un hacheur *DC/DC* et la charge alternative (*AC*). C'est la topologie la plus adaptée au système éolien de faible puissance à cause de sa simplicité, son faible coût et sa grande fiabilité. Par la suite, nous présentons l'ensemble des éléments mis en œuvre sur le banc d'essai du laboratoire *LIAS* de l'université de Poitiers et son pilotage à base d'une carte de commande de type *dSPACE 1105* pour l'implémentation expérimentale des techniques de commande développées. Un émulateur physique capable de reproduire le comportement réel du système éolien est décrit. Enfin, l'identification des paramètres de la machine synchrone à aimants permanents, des paramètres mécaniques et la mesure du flux de l'aimant permanent avec une étude expérimentale, est également développée à la fin du chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous décrivons deux nouvelles approches *MPPT* sans capteurs mécaniques, réduisant ainsi le coût et la complexité du système pour les éoliennes de petites puissances, que nous avons élaboré pour l'extraction de la puissance maximale du vent. Les algorithmes *MPPT* classiques et leurs limitations sont également signalés auparavant. Les deux algorithmes développés sont caractérisés par leur simplicité et ne nécessitent aucune connaissance des paramètres du système éolien. Ils peuvent s'adapter facilement aux variations internes et externes qui sont susceptibles d'affecter le système éolien. Des études en simulation sous l'environnement Matlab/Simulink, des expérimentations via différents benchmarks pour un changement trapézoïdal et fluctuant du profil du vent avec des comparaisons à différentes méthodes de la littérature sont également détaillées.

Le chapitre quatre est consacré à la commande de l'éolienne aux fortes vitesses du vent. La puissance captée par la turbine et la vitesse de rotation doivent être limitées afin d'éviter la destruction des parties électriques et mécaniques du système. Tout d'abord, nous présentons une nouvelle structure de commande grâce à un régulateur de puissance aérodynamique. Par la suite,

les études de deux régulateurs *PI* et suivant la méthodologie *QFT*, de l'observateur de la puissance aérodynamique ainsi que de la boucle de régulation de la puissance sont menées séparément par un développement théorique et une validation avec une mise en œuvre expérimentale. Enfin, l'architecture de la commande globale est validée pour deux profils du vent couvrant toute la plage de variation possible de la vitesse sur le banc d'essai du laboratoire *LIAS* de l'université de Poitiers.

Le dernier chapitre est consacré à la commande de l'interface *DC/AC* pour contrôler la tension aux bornes de la charge en mode isolé. Dans cette architecture, deux boucles de régulation en cascade sont mises en œuvre. Premièrement, une boucle interne pour contrôler le courant de sortie de l'onduleur par un régulateur à hystérésis avec limiteur de courant est conçue. Deuxièmement, dans la boucle externe, la technique *Dead-beat* et l'approche répétitive sont exploitées pour synthétiser un régulateur de tension à la fois performant en régime transitoire lorsque la charge évolue rapidement et capable d'éliminer tous les harmoniques non désirés de la tension aux bornes de la charge. En premier lieu, ce chapitre débute par une présentation des principales topologies de conversion *DC/AC*. Ensuite, une modélisation du système de production de puissance avec la topologie de conversion *DC/AC* choisie est détaillée. Finalement, la nouvelle structure de contrôle de la tension mise au point est détaillée et étayée par des résultats de simulation et expérimentaux.

Nous terminons finalement ce travail de thèse par une conclusion générale dans laquelle nous récapitulons l'ensemble de nos contributions puis nous formulons des perspectives dégagées des résultats acquis ou de nos réflexions sur les travaux effectués au cours de cette thèse.

Etat de l'art sur les stratégies de commande des systèmes de production d'énergie éolienne

Ce chapitre est consacré; à la présentation de quelques notions principales relatives aux systèmes de conversion d'énergie éolienne (*SCEE*) et en particulier pour le petit éolien. Nous détaillerons donc les normes relatives aux définitions du petit éolien, les machines électriques usitées, les types des éoliennes et les convertisseurs de puissance qui sont mis en œuvre dans les *SCEE* d'une manière générale. Cette partie introductive situe et justifie le *SCEE* retenu dans notre travail. De plus, dans ce chapitre, nous allons dresser un état de l'art des différentes solutions développées pour remplir les objectifs de maximisation et d'amélioration de l'efficacité énergétique de la production éolienne. Ainsi que les principales techniques de commande des convertisseurs électriques dédiés aux sites isolés afin de fournir une tension triphasée équilibrée aux consommateurs locaux sont présentées.

Sommaire:

| | |
|---|-----------|
| 1.1 Introduction..... | 07 |
| 1.2 Définition d'une éolienne de petite puissance | 07 |
| 1.3 Evolution du marché des éoliennes de petite puissance..... | 09 |
| 1.4 Description du système de conversion d'énergie éolienne | 10 |
| 1.4.1 Différents types de turbines éoliennes..... | 11 |
| 1.4.2 Limitation de la puissance aérodynamique d'une éolienne..... | 12 |
| 1.4.3 Machines électriques utilisées avec le SCEE..... | 13 |
| 1.4.3.1 Machines asynchrones..... | 13 |
| 1.4.3.2 Machines asynchrones à double alimentation (MADA)..... | 14 |
| 1.4.3.3 Machines synchrones..... | 14 |
| 1.4.4 Avantages des éoliennes à vitesse variable..... | 15 |
| 1.5 Systèmes éoliens en sites isolés..... | 15 |
| 1.6 Convertisseurs statiques AC/DC associés à la MSAP | 16 |
| 1.7 Objectifs de la thèse..... | 17 |
| 1.8 Etat de l'art des commandes MPPT | 19 |
| 1.8.1 Commandes MPPT avec connaissance de la caractéristique de la turbine | 19 |
| 1.8.1.1 Commande MPPT basée sur la vitesse normalisée optimale | 19 |
| 1.8.1.2 Commande MPPT à base d'une courbe optimale | 20 |
| 1.8.2 Commandes MPPT sans connaissance de la caractéristique de la turbine | 21 |
| 1.8.2.1 Commande P&O avec un pas de perturbation fixe | 22 |
| 1.8.2.1 Commande P&O avec un pas de perturbation adaptatif..... | 22 |
| 1.9 Etat de l'art sur la commande du convertisseur DC/AC | 24 |
| 1.10 Conclusion | 26 |
| Références bibliographiques | 27 |

1.1 Introduction

A cause de l'augmentation du prix des combustibles fossiles et de la demande mondiale croissante d'électricité, l'intérêt pour les énergies renouvelables est grandissant aussi bien pour les pays industrialisés qu'en voie de développement. L'énergie éolienne est l'une des sources d'énergie renouvelables les plus prometteuses et constitue une alternative pertinente aux sources traditionnelles basées sur les combustibles fossiles. Ceci non seulement pour les éoliennes de grande puissance, mais aussi pour les éoliennes de plus faible puissance (1-100 kW) [Car11a]. Les éoliennes de petite puissance peuvent être utilisées sur des sites isolés pour alimenter des consommateurs locaux ou interconnectées au réseau électrique. En particulier, l'utilisation des petites éoliennes sur des sites isolés sans accès au réseau public d'électricité, tend à être économiquement compétitive et constitue un vrai argument pour remplacer la production existante à base des générateurs diesels. De même, dans les pays industrialisés disposant d'infrastructures de qualité, les petits systèmes éoliens sont aptes à produire de l'électricité avec un coût raisonnable et peuvent être complémentaires ou se substituer localement aux sources d'énergie fossiles ou nucléaires.

Dans ce chapitre, nous allons présenter quelques notions principales relatives aux systèmes de conversion d'énergie éolienne (*SCÉE*) et en particulier pour le petit éolien. Nous détaillerons donc les normes relatives aux définitions du petit éolien, les machines électriques usitées, les types des éoliennes et les convertisseurs de puissance qui sont mis en œuvre dans les *SCÉE* d'une manière générale. Cette partie introductive situe et justifie le *SCÉE* retenu dans notre travail. De plus, dans ce chapitre, nous allons dresser un état de l'art des différentes solutions développées pour remplir les objectifs de maximisation et d'amélioration de l'efficacité énergétique de la production éolienne. Ainsi que les principales techniques de commande des convertisseurs électriques dédiés aux sites isolés afin de fournir une tension triphasée équilibrée aux consommateurs locaux sont présentées.

1.2 Définition d'une éolienne de petite puissance

A l'origine, les petites éoliennes se réfèrent aux systèmes éoliens produisant de l'électricité en quantité restreinte pour alimenter un ou plusieurs foyers. Cependant, cette définition n'est pas universelle, puisque le mode de consommation de l'énergie n'est pas identique. Il varie d'une région du monde à l'autre: par exemple une famille américaine aurait besoin d'une turbine de 10 kW pour couvrir sa consommation totale d'énergie, un foyer européen exige une turbine de 4 kW, alors qu'un foyer chinois nécessite une turbine de moins de 1 kW. Du point de vue technique, il y a plusieurs définitions du petit éolien. La norme internationale la plus importante

est celle de *IEC*, qui définit le petit éolien dans la norme EN 61400-2 [EN06] comme la catégorie des machines ayant une surface balayée par leurs pales inférieure à 200 m² et une tension de service inférieure à 1000 V AC ou 1500 V DC. En plus de cette norme, plusieurs pays ont mis en place leur propre définition du petit éolien. La table ci-dessous donne les principales définitions du petit éolien.

Table 1.1: Principales définitions des turbines de petite puissance [Gsä14].

| | Department/ Association | Turbine Classification | Rated Cap.kW | Additional Remarks |
|----------------|--|-------------------------------|-----------------|--|
| International | International Electrotechnical Commission | Small Wind Turbines | ≈50 | IEC 61400-2 defines SWTs as having a rotor swept area of less than 200 m ² , rated power of approximately 50 kW, voltage below 1'000 V AC or 1'500 V DC |
| Canada | Natural Resources Canada (NRCan) | Mini Wind Turbine | 0,3 - 1 | Adopted in the Survey of the Small Wind by Marbek Resource Consultants |
| | Canadian Wind Energy Association (CanWEA) | Small Wind Turbine | 1 - 30 | |
| China | Renewable Energy & Energy Efficiency Partnership (REEEP) | Small Wind Turbine | < 100 | Adopted in the recent National Policy, Strategy and Roadmap Study for China Small Wind Power Industry Development |
| Germany | Bundesverband WindEnergie (BWE) | Small Wind Turbine | < 75 | Adopted in the recent BWE-Marktübersicht spezial – Kleinwindanlagen |
| United Kingdom | RenewableUK | Micro wind | 0 - 1,5 | 0,5 - 5 m Height / Up to 1'000 kWh Annual Energy Production |
| | | Small wind | 1,5 - 15 | 2 - 50 m Height / Up to 50'000 kWh Annual Energy Production |
| | | Small-medium wind | 15 - 100 | 50 - 250 m Height / Up to 200'000 kWh Annual Production |
| | Microgeneration Certification Scheme (MCS) | Micro & Small Wind Turbine | < 50 | Only turbines smaller than 50 kW qualify for the MCS feed-in tariff programme in UK |
| USA | American Wind Energy Association (AWEA) | Small Wind Turbine | < 100 | Adopted in the most recent AWEA Small Wind Report 2010 and the AWEA Small Wind Turbine Global Market Study |

1.3 Evolution du marché des éoliennes de petite puissance

Selon le dernier rapport de l'association **WWEA** (World Wind Energy Association) sur le marché mondial des petites éoliennes publié en 2013 [Gsä14], la capacité installée mondiale des éoliennes de petite puissance a atteint environ 678 MW à la fin de l'année 2012 (voire figure 1.1) ce qui équivaut à plus de 806000 unités installées. Cela représente une croissance de 18% par rapport à l'année 2011. Sur la capacité totale installée en 2012, la Chine à elle seule représente 39%, les Etats-Unis 31% et le Royaume-Uni 9.4%. L'ensemble de ces trois principaux marchés comptabilisent environ 89 MW de nouvelles capacités en 2012 (figure 1.2).

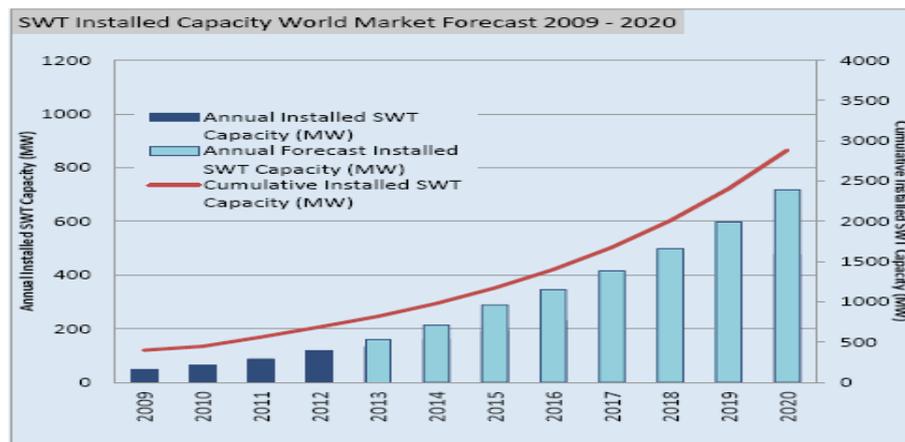


Figure 1.1: Capacité installée globale d'énergie électrique d'origine petit éolien avec les prévisions de développement du marché mondial à l'horizon de 2020 [Gsä14].

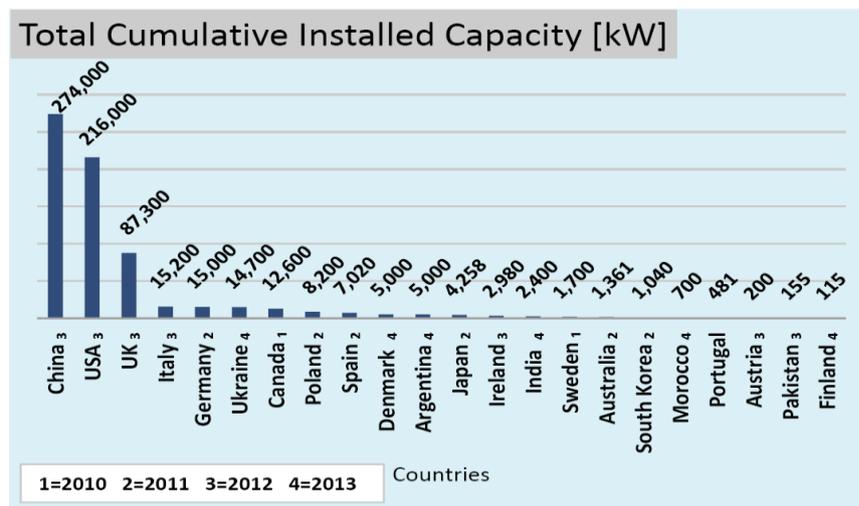


Figure 1.2: Capacité installée de la production d'énergie électrique d'origine petit éolien par pays [Gsä14].

Selon le même rapport, le marché mondial du petit éolien a enregistré au cours des ces dernières années une augmentation annuelle de 19 à 35% de nouvelle capacité installée. Il prévoit un taux constant de croissance de nouvelle capacité installée jusqu'à 2015. Aussi, à cause

de l'intérêt croissant pour l'électrification de sites isolés des pays en voie de développement, il est prévu également que les petites éoliennes possèdent de grandes perspectives de développement. En se basant sur cette hypothèse, le marché pourrait voir un taux de croissance constant de 20% à partir de 2015 jusqu'en 2020. La puissance issue des petites éoliennes serait alors d'atteindre environ 300 MW de nouvelle capacité installée ajoutée chaque année jusqu'en 2020. La capacité de production cumulée atteindrait donc environ 3 GW d'ici 2020.

1.4 Description du système de conversion d'énergie éolienne

L'énergie éolienne est convertie en énergie électrique par un système de conversion d'énergie éolienne (*SCEE*). Ce système est composé principalement d'une turbine éolienne couplée mécaniquement à un générateur électrique à l'aide d'un multiplicateur de vitesse (boite de vitesse) pour adapter la basse vitesse de la turbine à la vitesse du générateur. La puissance électrique est délivrée au réseau soit par ou sans convertisseur d'électronique de puissance [Bar08]. La figure 1.3 expose le schéma synoptique des principaux composants du *SCEE*. Le multiplicateur de vitesse peut être éliminé pour la machine synchrone si elle possède un grand nombre de pôles. La première génération du *SCEE* est à vitesse fixe, le générateur est branché directement au réseau sans convertisseur statique.

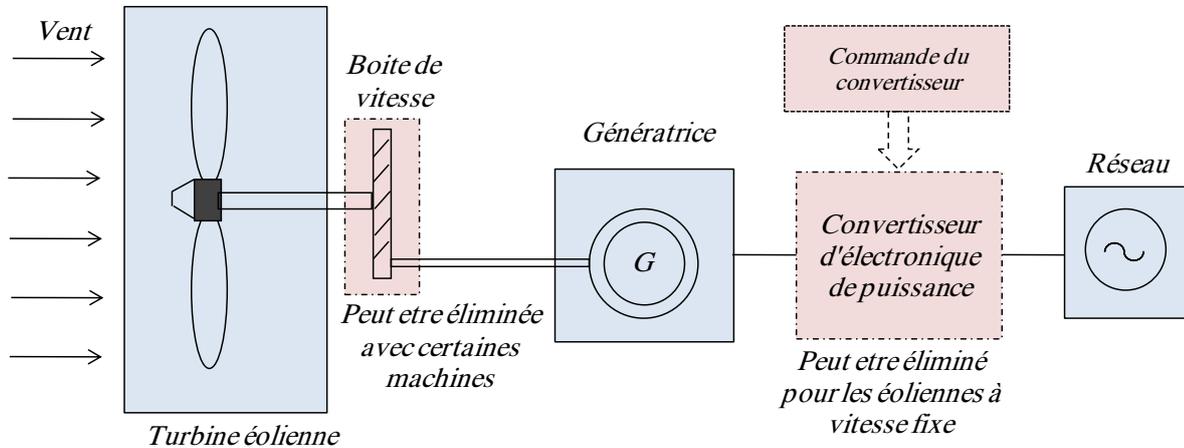


Figure 1.3: Schéma synoptique du système de conversion d'énergie éolienne.

Les *SCEE* peuvent être classés suivant plusieurs critères, soit ils sont à vitesse variable ou à vitesse fixe, suivant que les pales de la turbine sont orientées (*Pitch regulation*) ou à décrochage aérodynamique (*Stall regulation*), suivant le type de turbine utilisée. Quelque soit le type de l'éolienne, l'objectif principal est le même, c'est la conversion de l'énergie cinétique du vent en une puissance électrique afin d'injecter cette puissance au réseau de distribution ou d'alimenter des consommateurs locaux.

1.4.1 Différents types de turbines éoliennes

Les turbines éoliennes sont généralement classées en deux catégories suivant l'orientation de l'axe de rotation par rapport à la direction du vent comme illustré sur la figure 1.4 [Abd07]:

- éoliennes à axe horizontal;
- éoliennes à axe vertical.



Figure 1.4: Différents types de turbines éoliennes [Abd07].

Quelle que soit le type de l'éolienne, la puissance aérodynamique extraite du vent par une turbine s'exprime par [Dai15a]:

$$P_W = \frac{1}{2} \rho S V_W^3 C_p \quad (1.1)$$

Avec S qui est la surface effective de l'éolienne (m^2), ρ la densité de l'air (kg/m^3) égale environ à $1.2 kg/m^3$ dans les conditions normales de température et de pression, V_W la vitesse du vent (m/s) et C_p le coefficient de puissance aérodynamique exprimé généralement en fonction de la vitesse normalisée λ donnée par.

$$\lambda = \frac{R\Omega m}{V_W} \quad (1.2)$$

Le coefficient C_p ne peut pas théoriquement dépasser la limite dite de **Betz** $C_{pmax} = 0.59$ [Aub14]. La figure 1.5 présente les allures du coefficient de puissance en fonction de la vitesse normalisée λ pour les différents types d'éoliennes. Nous pouvons observer que pour chaque type de turbines, il existe une vitesse normalisée optimale λ_{opt} pour laquelle le coefficient de puissance est maximal. Ces courbes montrent l'avantage des turbines à axe horizontal à faible nombre de pales en termes de capture de puissance. Ainsi, les courbes $C_p(\lambda)$ sont plus plates pour les turbines éoliennes à axe horizontal à faible nombre de pales par rapport aux turbines éoliennes à axe vertical de type *Darrieus* ou *Savonius*. Elles sont donc moins sensibles aux variations de λ autour de la vitesse normalisée optimale λ_{opt} .

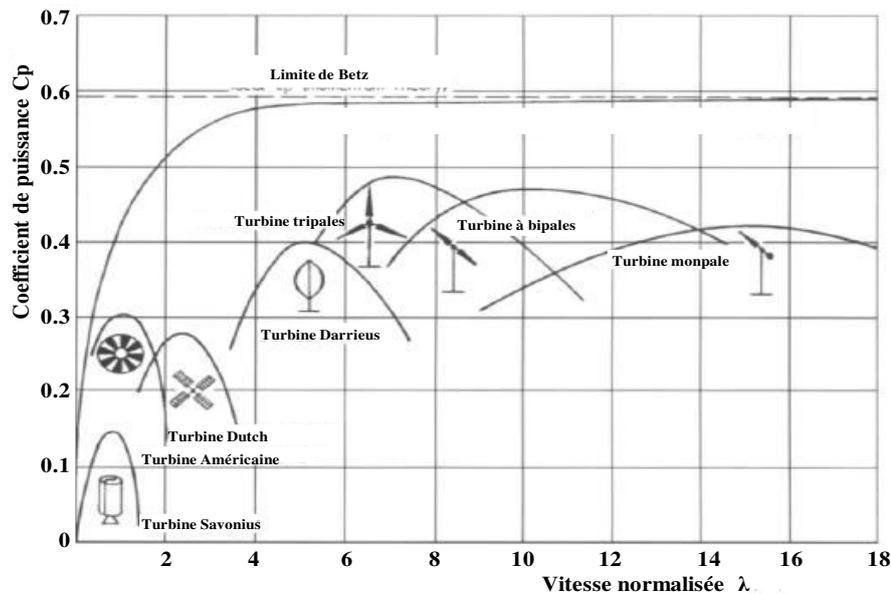


Figure 1.5: Coefficient de puissance en fonction de la vitesse normalisée des différents types d'éoliennes [Hau00].

1.4.2 Limitation de la puissance aérodynamique d'une éolienne

Le dimensionnement en puissance du *SCEE* est défini pour une vitesse du vent nominale, au delà de cette valeur, la puissance captée par la turbine doit être limitée. Ainsi, la courbe typique de la puissance en fonction de la vitesse du vent d'une éolienne est indiquée sur la figure 1.6. Cette courbe comporte trois zones distinctes [Mul04]:

- zone A: la puissance captée par la turbine est nulle (vitesse du vent trop faible);
- zone B: la puissance sur l'arbre dépend de la vitesse du vent;
- zone C: la puissance mécanique est maintenue sensiblement constante P_{lim} .

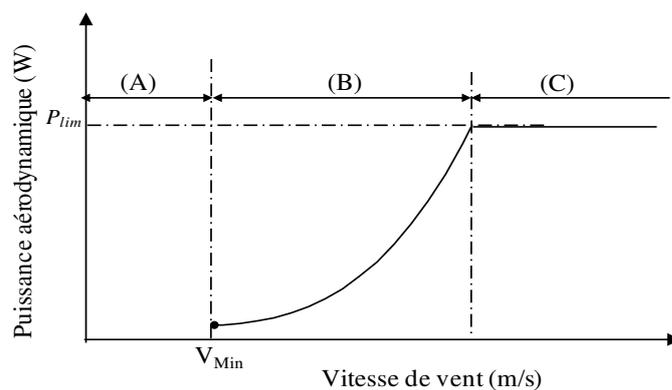


Figure 1.6: Courbe de puissance en fonction de la vitesse du vent.

Généralement, pour les *SCEE* de grande puissance, deux mécanismes de limitation de la puissance aérodynamique sont utilisés: *Pitch regulation* ou *Stall regulation*. Avec le premier système, les pales de la turbine sont orientées par un dispositif de régulation mécanique pour

réduire le coefficient de puissance C_p . Dans le deuxième système, les pales du rotor sont fixes et elles ne peuvent pas tourner autour de leur axe longitudinal, elles sont conçues pour subir un décrochage aérodynamique (chute de C_p) pour des vitesses du vent plus grandes que la vitesse nominale. Dans ce cas, la courbe de puissance n'est pas tout à fait plate, mais elle présente un petit dépassement. Il existe un dispositif intermédiaire appelé *Actif stall regulation*, dans lequel un très faible réglage de l'angle de calage permet d'ajuster l'effet de décrochage en fonction de la vitesse du vent, cela permet d'obtenir un compromis entre la complexité du système et la qualité de la courbe de puissance [Che09].

Notre but dans ce travail de thèse est de réduire le coût global du *SCEE*, c'est pour cette raison que nous avons choisi une éolienne sans mécanisme mécanique de limitation de la puissance aérodynamique *Pitch regulation* ou *Stall regulation*. Le convertisseur d'électronique de puissance est contrôlé aux fortes vitesses du vent pour limiter la puissance aérodynamique. Le développement de cette structure de commande est détaillée dans le chapitre 4.

1.4.3 Machines électriques utilisées avec le *SCEE*

Pour convertir la puissance mécanique produite par la rotation des pales de la turbine éolienne en énergie électrique, il est nécessaire d'utiliser une génératrice électrique. Trois grandes familles de machines électriques sont des candidates possibles pour les systèmes éoliens

1.4.3.1 Machines asynchrones

Les machines électriques asynchrones à cage d'écureuil sont les plus populaires à cause de leur : simplicité de fabrication, faible coût à l'achat et robustesse. Elles exigent moins d'entretien et présentent un faible taux de défaillance. Elles ont aussi l'avantage d'être standardisées et fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle de puissance. La vitesse de rotation des turbines éoliennes est peu élevée. Puisqu'il n'est pas envisageable, pour des raisons économiques, de concevoir une machine asynchrone spéciale à faible vitesse de rotation avec un rendement correct, il est donc nécessaire d'intercaler un multiplicateur mécanique de vitesse entre la turbine et la machine asynchrone. Principalement, ce type de machines a été largement utilisé avec la première génération des *SCEE* à vitesse de rotation fixe, dans lequel la machine est connectée directement au réseau électrique. La magnétisation de la machine est créée par les courants statoriques, il est donc nécessaire de compenser la puissance réactive par une batterie de condensateurs insérée sur le circuit électrique du stator.

1.4.3.2 *Machines asynchrones à double alimentation (MADA)*

Le générateur asynchrone à double alimentation (*GADA*) est une machine asynchrone à rotor bobiné, dans lequel les enroulements du stator et du rotor sont reliés tous les deux au réseau. Les enroulements du stator sont connectés directement ou à travers un transformateur au réseau électrique. Alors que les enroulements du rotor sont couplés au réseau à l'aide d'un convertisseur d'électronique de puissance. La robustesse de la *GADA* est légèrement diminuée par rapport à la machine asynchrone à cage à cause de la présence d'un système à contacts glissants pour rendre accessible les bobinages rotoriques. Le principal avantage de ce type de machine réside dans le contrôle des grandeurs électriques au niveau du rotor et permet à l'ensemble de fonctionner à vitesse variable sur une large plage de vitesse. De plus, le dimensionnement du convertisseur d'électronique de puissance inséré dans la chaîne du rotor est limité seulement à 25% de la puissance nominale de la machine, ce qui autorise un réglage de la vitesse de rotation sur 30% de la plage de vitesse [Mat04], [Abd07]. Ce type de machine a été adopté par de nombreux fabricants d'éoliennes (*Vestas, Gamesa,...*). Toutefois, elle est réservée principalement aux éoliennes de grande puissance.

1.4.3.3 *Machines synchrones*

Les machines synchrones constituent un autre types de machines, elles ont été proposées par de nombreux chercheurs pour les *SCEE* [Nas14] et [Zha11]. La machine synchrone offre un couple très important et avec des dimensions géométriques convenables. Par ailleurs, il est concevable d'inclure un grand nombre de pôles dans la structure de cette dernière. Elle peut donc être couplée directement avec la turbine éolienne sans l'utilisation d'un multiplicateur de vitesse. Cela augmente la durée de vie, la fiabilité, réduit le coût et surtout la maintenance du système. Les machines synchrones peuvent être à excitation séparée ou à aimants permanents. L'inconvénient de la machine synchrone à excitation séparée est qu'elle demande un entretien régulier du système à bagues et balais et elle nécessite une source d'énergie électrique indépendante pour l'excitation du rotor.

Avec les développements récents dans le domaine des matériaux magnétiques, la construction de machines synchrones à aimants permanents à des coûts compétitifs est devenue viable. Cela a permis la suppression de l'excitation externe du rotor et le système de bagues et balais associé. Les frais d'entretien sont par conséquent minimisés et cela représente un intérêt indéniable pour les sites difficilement accessibles (sites isolés). C'est ce type de machine qui est retenu dans le cadre de notre étude.

1.4.4 Avantages des éoliennes à vitesse variable

La figure 1.7 présente une famille de courbes ayant trait à la puissance mécanique P_W de la turbine en fonction de la vitesse de rotation pour quatre valeurs de la vitesse du vent V_{W1} , V_{W2} , V_{W3} et V_{W4} . Sur cette même figure, nous avons présenté la courbe de charge d'une éolienne à vitesse fixe en rouge et une éolienne à vitesse variable en noir. Pour une vitesse du vent donnée, la puissance mécanique de la turbine dépend de la vitesse de rotation. Si le générateur est couplé directement au réseau, la vitesse de rotation de la turbine est imposée par la pulsation du réseau $\Omega_{R\acute{e}s}$. Donc, le rendement aérodynamique de la turbine ne peut être maximal que pour une seule vitesse du vent V_{W1} .

Pour maximiser le transfert énergétique, un réglage direct ou indirect de la vitesse de rotation est nécessaire. Ceci est possible par l'insertion d'un convertisseur d'électronique de puissance entre le générateur et le réseau. Le processus de suivi du point de puissance maximale est appelé **MPPT (Maximum Power Point Tracking)**. Nous verrons dans ce qui suit un état de l'art sur les différents algorithmes **MPPT** présentés dans la littérature.

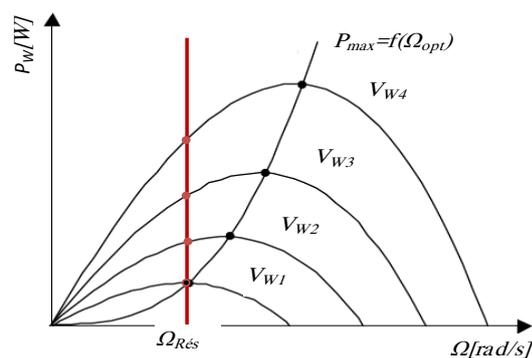


Figure 1 7: Variation de la puissance éolienne en fonction de la vitesse de rotation pour plusieurs valeurs de vitesse du vent.

En plus de l'optimisation du transfert énergétique, les éoliennes à vitesse variable possèdent les avantages suivants:

- réduction des bruits acoustiques aux faibles vitesses du vent;
- moins d'efforts mécaniques sur la turbine;
- réduction des fluctuations de la puissance électrique.

1.5 Systèmes éoliens en sites isolés

Il existe principalement deux architectures pour intégrer l'énergie des petites éoliennes dans les sites isolés. La première solution consiste à coupler l'éolienne directement à un micro-réseau qui est formé généralement par un ou plusieurs groupes électrogènes diesels. Le

générateur de l'éolienne est de type asynchrone à cage, il est auto-amorcé par des condensateurs. Pour éviter le démarrage trop fréquent du groupe électrogène, un système de stockage (batteries d'accumulation, système inertiels, super-capacité...) doit être également couplé au réseau via un convertisseur statique de puissance. L'inconvénient principal de cette topologie est l'absence d'optimisation de puissance captée par l'éolienne. La deuxième solution consiste à utiliser un bus continu intermédiaire avant de convertir la puissance en courant alternatif. L'avantage d'utiliser un bus continu est de faciliter l'interconnexion de plusieurs systèmes de production d'énergie, telles que l'éolienne, le solaire, la biomasse...etc. La majorité des topologies retenues dans les systèmes hybrides [Xu13] s'articulent autour d'un bus continu.

1.6 Convertisseurs statiques AC/DC associés à la GSAP

Le couplage direct de la génératrice synchrone au réseau AC est quasiment impossible à cause de la nature fluctuante du vent. Ces générateurs sont très souvent associés à un convertisseur statique pour adapter leur fréquence à la fréquence du réseau ou bien pour débiter la puissance captée sur un bus continu (charge DC, batterie...). Nous pouvons distinguer trois configurations de convertisseurs d'électronique de puissance AC/DC utilisés avec la GSAP (figure 1.8) [Tho11].

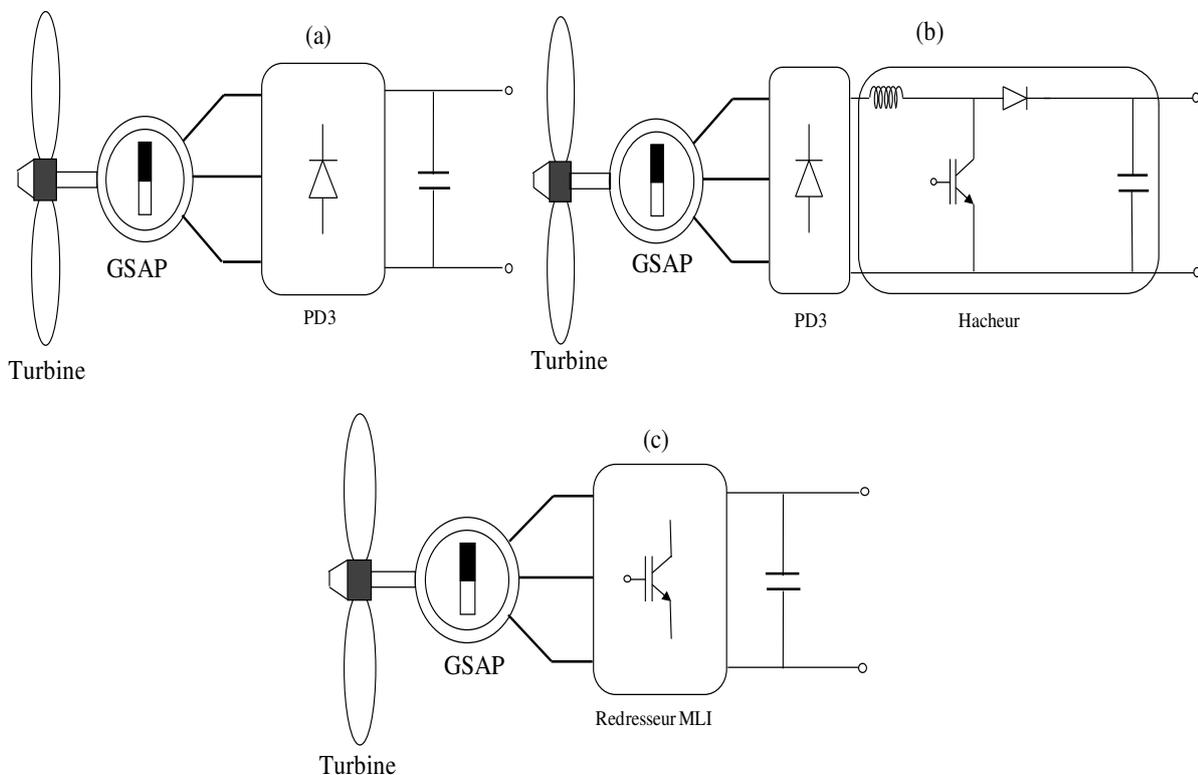


Figure 1.8: Topologies des convertisseurs AC/DC utilisés dans les SCEE à base de la GSAP.

La première structure (figure 1.8(a)) consiste à utiliser un redresseur à diodes non contrôlé (**PD 3**). La sortie du redresseur est généralement couplée directement à un accumulateur. C'est la structure la plus simple possible. Dans ce cas, il n'y a aucun composant commandé et pas de capteurs, ainsi le coût global du système est minimisé. Par contre, cette chaîne ne possède pas de moyens pour gérer l'efficacité énergétique, ce point constitue un inconvénient majeur [Abd07], [Mir05].

Dans la deuxième structure, un hacheur entre le pont de diodes **PD 3** et le bus continu est intercalé (figure 1.8(b)). La présence de ce hacheur permet de contrôler indirectement la vitesse de rotation du générateur, autorisant ainsi l'optimisation de la puissance captée par l'éolienne. L'avantage de cette configuration repose sur l'utilisation d'un seul interrupteur de puissance contrôlable. De plus, le nombre de capteurs électriques est réduit (un capteur courant, un capteur tension *DC*), ce qui diminue le coût et la complexité du système [Car11a]. Un inconvénient de cette configuration reste l'usage du redresseur à diodes qui entraîne la distorsion des courants dans les bobinages statoriques de la **GSAP** et donc des pertes supplémentaires dans la machine. Malgré cet inconvénient, cette structure est la plus utilisée pour les petites éoliennes. Nous avons retenu cette topologie dans notre travail.

Avec la troisième structure, le générateur débite sur le bus continu à travers un redresseur **MLI** (voir figure 1.8(c)). Cette structure permet d'améliorer la qualité des courants statoriques de la **GSAP** par une commande de type absorption sinusoïdale par exemple. En revanche, elle est assez coûteuse et complexe à la mise en œuvre car elle nécessite plusieurs capteurs électriques (quatre capteurs) et un capteur mécanique, ainsi qu'un convertisseur statique à six interrupteurs actifs et un dispositif de contrôle bien plus onéreux. Cette topologie est réservée pour les éoliennes de grande puissance.

1.7 Objectifs de la thèse

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche Tassili intitulé "Développement de Centrales d'Energies Renouvelables: Photovoltaïque – Éolienne" entre le laboratoire **LIAS** de l'université de Poitiers et le laboratoire **LAS** de l'université Ferhat Abbas-Sétif 1.

Ce projet porte sur la modélisation, l'élaboration des techniques de commande avancées et le dimensionnement d'un système hybride photovoltaïque – éolienne en vue de l'électrification d'un site isolé ou leurs interconnexions avec le réseau public.

La figure 1.9 illustre le schéma synoptique du système énergétique effectivement étudié dans cette thèse (en ligne continue). Le système photovoltaïque et les systèmes de stockage ainsi

que leurs commandes ne sont pas traités dans ce travail. Les travaux sur cette thèse se sont concentrés sur les quatre points principaux décrits ci-dessous.

1. Contrôle de la puissance produite par la turbine éolienne avec recherche du maximum d'efficacité énergétique. L'algorithme de commande **MPPT** doit permettre d'extraire le maximum d'énergie tout au long de la durée de vie de l'éolienne, la commande doit s'adapter aux changements qui peuvent affectés l'éolienne ou son environnement.

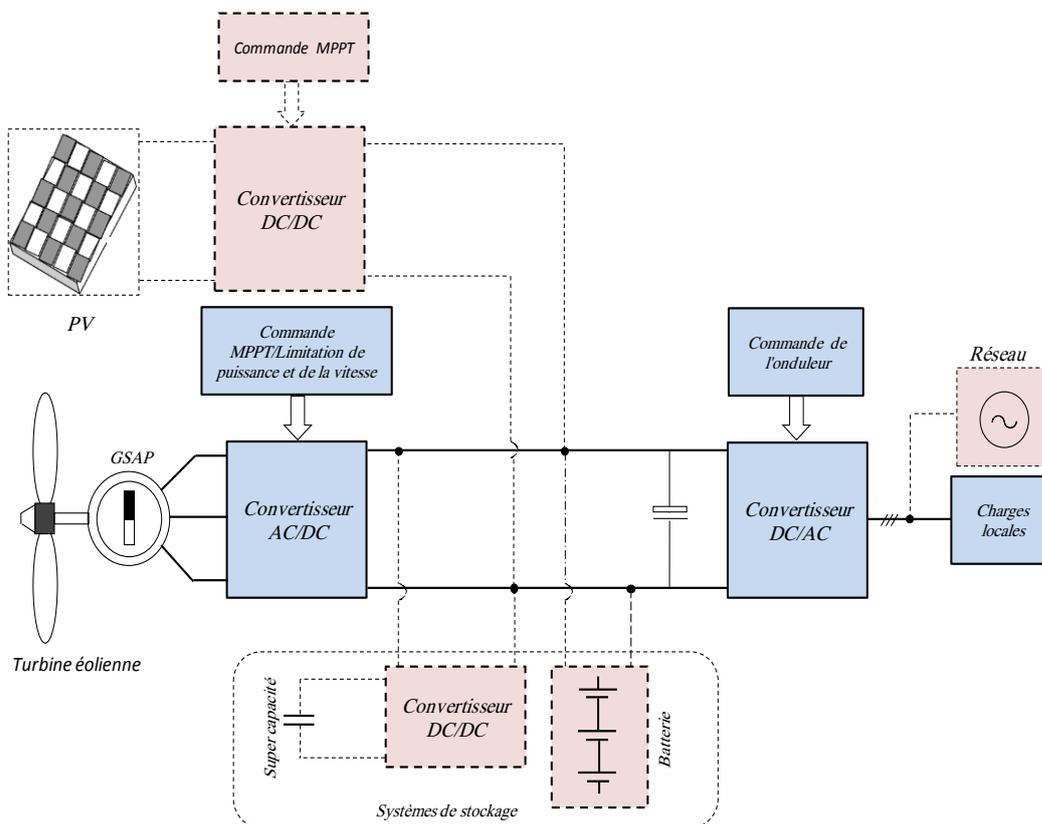


Figure 1.9: Schéma synoptique de la structure de gestion énergétique étudiée dans cette thèse.

2. Fonctionnement de l'éolienne sans capteurs mécaniques (capteur de la vitesse du vent et le capteur de la vitesse de rotation) pour réduire le coût et améliorer la fiabilité du système.
3. Supervision des petites éoliennes soumises à de fortes vitesses du vent pour limiter la puissance et la vitesse de rotation sans l'utilisation d'un mécanisme mécanique d'orientation des pales (**Pitch regulation**) ou des pales à décrochage aérodynamique (**Stall regulation**) toujours pour réduire le coût et la complexité du système.
4. Synthèse d'une loi de commande à hautes performances du convertisseur **DC/AC** pour fournir un système de tensions triphasées équilibrées en fréquence et d'amplitudes fixes quel que soit le type de charges connectées (non-linéaires monophasées, triphasées déséquilibrées, inductives, capacitatives...etc).

1.8 Etat de l'art des commandes MPPT

La quantité d'énergie captée par un système éolien ne dépend pas seulement de la caractéristique du site où l'éolienne est installée, mais aussi de la stratégie de commande *MPPT* mis en œuvre [Tan04]. Durant la dernière décennie, plusieurs techniques *MPPT* pour les systèmes éoliens ont été proposées. La figure 1.10 présente une classification des principales méthodes proposées dans la littérature. Cette classification est réalisée suivant un seul critère à savoir : l'algorithme *MPPT* nécessite ou non la connaissance de la caractéristique de l'éolienne.

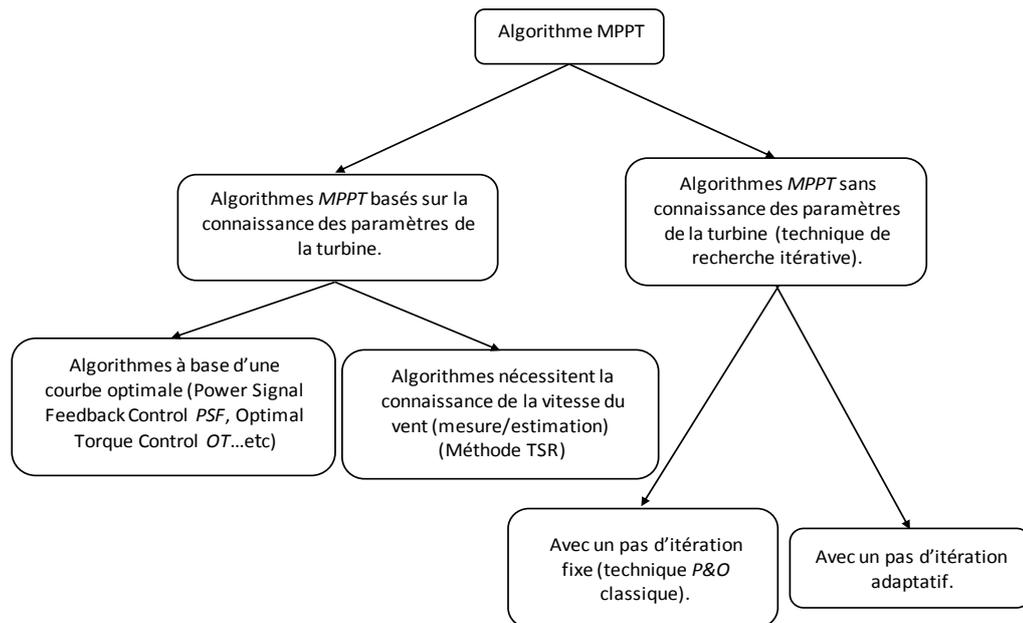


Figure 1.10: Classification des algorithmes *MPPT*.

1.4.1 Commandes *MPPT* avec connaissance de la caractéristique de la turbine

Dans cette catégorie, l'implémentation de l'algorithme exige la connaissance des paramètres de la turbine éolienne. Ces paramètres sont donnés soit par le constructeur de la turbine ou obtenus par des essais directs sur le système. Selon l'utilisation ou non de l'information de la vitesse du vent par l'algorithme *MPPT*, on peut distinguer deux sous-classes.

1.8.1.1 Commande *MPPT* basée sur la vitesse normalisée optimale

Comme nous l'avons décrit précédemment, la valeur de la vitesse normalisée optimale de la turbine éolienne λ_{opt} est indépendante de la vitesse du vent. Elle dépend des paramètres géométrique et aérodynamique de la turbine. C'est justement à cette vitesse normalisée que la conversion de la puissance aérodynamique en une puissance mécanique est maximale. Dans la méthode basée sur la vitesse normalisée optimale en anglais "*Tip Speed Ration Control*", la vitesse de rotation de la turbine est contrôlée afin de garder la vitesse spécifique de la turbine à

sa valeur optimale [Abd12] et [Hua06]. Il est nécessaire donc de connaître à priori λ_{opt} et de disposer de la vitesse du vent. La figure 1.11 montre le schéma fonctionnel de cette technique.

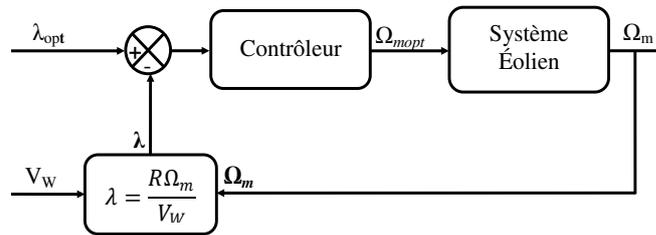


Figure1.11 : Schéma fonctionnel de la commande basée sur la vitesse normalisée optimale

Malgré la simplicité de cette commande dans son implémentation, elle souffre principalement de deux défauts. Premièrement, l'anémomètre placé généralement au voisinage de la turbine ne fournit pas en réalité une vitesse du vent précise, à cause de la perturbation sur l'écoulement de la vitesse du vent engendrée par la turbine. De plus, comme la direction du vent est fortement perturbée au voisinage direct de la turbine, il n'est pas aisé de déterminer un positionnement adéquat de ce capteur pour ces petites éoliennes. Deuxièmement, l'utilisation des anémomètres accroît le coût et la complexité du système.

Dans la littérature plusieurs approches ont été proposées pour remplacer la mesure de la vitesse du vent par un estimateur, par exemple les auteurs de l'article [Li05] suggèrent l'utilisation du réseau de neurone pour estimer la vitesse du vent. Néanmoins, l'emploi d'un tel estimateur augmente la complexité d'implémentation de l'algorithme.

1.8.1.2 Commande MPPT à base d'une courbe optimale

Dans cette catégorie d'algorithme *MPPT*, le suivi du point de puissance maximale est envisageable sans connaissance de la vitesse du vent. Cette technique consiste à suivre une courbe de puissance optimale préétablie comme caractéristique de charge pour que l'éolienne soit dans les conditions optimales. Donc, la variable de commande (vitesse de rotation de référence, couple de référence...) sera définie sur la base de cette courbe, cette dernière peut être calculée analytiquement à partir des données du constructeur de la turbine, ou à l'aide d'une table à deux dimensions de correspondance (look up table) [Urt13], dans laquelle les variables d'entrée et de sortie pour un fonctionnement optimal sont déterminées par voie expérimentale pour plusieurs vitesses du vent.

De nombreuses caractéristiques optimales ont été présentées dans la littérature: par exemple, la commande *Optimale Torque Control (OTC)* a été utilisée par [Haq08]. La relation optimale couple-vitesse de rotation est dérivée directement de la caractéristique de la turbine éolienne. Dans cette approche, une boucle de régulation du couple est mise en place afin de

forcer le système à suivre le couple de référence calculé à partir de la vitesse de rotation. Par similitude, une caractéristique puissance-vitesse de rotation a été proposée par [She09], cette commande est appelée *Power Signal Feedback Control (PSFC)*. La boucle de contrôle du couple utilisée dans la méthode *OTC* est remplacée par une boucle de régulation de puissance [Bar08] [Abd12]. Ces deux méthodes requièrent la vitesse de rotation de la turbine, elle est mesurée soit par un encodeur ou estimée à partir des variables électriques du générateur [Qia12] [Car11b]. Cela augmente également le coût et la complexité du système éolien [Tho09].

Pour les systèmes éoliens avec la topologie de la figure 1.8(b), certains auteurs [Tan04], [Che01], [Zha11] et [Zhi11] ont préconisé la possibilité d'utiliser uniquement les variables à la sortie du redresseur à diodes (tension redressée V_{dc} , courant à la sortie du redresseur I_{dc} ou puissance P_{dc}) pour implémenter une commande *MPPT* sans capteur mécanique, ce qui rend le système plus fiable et moins onéreux. Par exemple, la puissance P_{dc} et la tension V_{dc} ont été prises respectivement comme l'entrée et la sortie d'une table de correspondance (look up table) par l'auteur de [Tan04]. La relation optimale entre la puissance et la tension V_{dc} a été simplifiée à une fonction avec un seul coefficient [Che13], les auteurs de l'article [Urt13] ont proposé une méthodologie pour déterminer analytiquement les coefficients de la relation optimale tension-courant.

Bien que l'approche *MPPT* basée sur une relation optimale soit très simple à implémenter, la mise en œuvre du processus de maximisation de puissance avec succès dépend de la précision de la relation optimale. Pratiquement, cette dernière n'est pas aisée à déterminer à cause de la complexité du système (un pont redresseur en cascade avec un hacheur). En plus, la plupart des constructeurs de petite éolienne ne fournissent pas des caractéristiques précises de leurs turbines [Loc09]. Ainsi, des tests individuels sur chaque éolienne sont nécessaires pour l'implémentation de la commande *MPPT*. En plus, la relation optimale définie pour un système éolien ne demeure pas identique tout au long de la durée de vie du système à cause des modifications affectant l'éolienne elle-même (changement des paramètres aérodynamiques de la turbine due au vieillissement de l'éolienne, à l'accumulation des débris sur les pales de la turbine...) ou son environnement (variation de la densité de l'air, variation de la température ...etc.) [Kor14].

1.4.2 Commandes *MPPT* sans connaissance de la caractéristique de la turbine

La technique *MPPT* perturber et observer *P&O* est une méthode de recherche itérative en temps réel du maximum de la fonction puissance. L'avantage de cette approche est que l'algorithme *MPPT* ne requiert pas la connaissance de la caractéristique de la turbine ni la

mesure de la vitesse du vent. Il existe deux versions de cette catégorie à savoir: la technique *P&O* à pas de perturbation fixe ou à pas adaptatif.

1.8.2.1 Commande *P&O* avec un pas de perturbation fixe

La version de base de la technique *P&O* est de perturber la variable de commande (la vitesse de rotation, le rapport cyclique, le courant, etc....) autour de sa valeur initiale. Ensuite l'évolution de la puissance à la sortie du générateur est analysée afin de décider du signe de la prochaine perturbation. Si la puissance augmente, le signe de la perturbation est maintenu afin de converger vers le point de puissance maximale. Dans le cas contraire, le signe de la perturbation est inversé. Plusieurs chercheurs proposent de perturber la vitesse de rotation [Dat03] et [Gon10]. Comme la technique basée sur une caractéristique optimale, d'autres variables de contrôle peuvent être utilisées à la place de la vitesse de rotation afin d'éviter l'utilisation d'un capteur mécanique de vitesse, tels que le courant de charge, la tension à la sortie du pont redresseur, le rapport cyclique du convertisseur, etc.... [Abd12].

La commande *P&O* est très simple à implémenter, car elle ne nécessite pas la connaissance des paramètres du système. Elle présente néanmoins de nombreuses limitations. Premièrement, le choix de l'amplitude du pas de perturbation est un compromis entre l'efficacité et la rapidité du système. Ainsi, avec un grand pas de perturbation, le système atteint le *PPM* rapidement, mais les oscillations autour du *PPM* sont importantes. Par conséquent, l'efficacité énergétique du système est affectée. De même, le choix d'un pas de perturbation trop faible améliore l'efficacité du système, mais le temps mis par ce dernier pour atteindre le *PPM* est important, ce qui rend l'algorithme *P&O* incapable de suivre le *PPM* dans le cas où la vitesse du vent est fluctuante. Deuxièmement, la variation de la puissance à cause du changement significatif de la vitesse du vent peut être mal interprétée par le mécanisme *P&O*, ce qu'entraîne une divergence de l'algorithme *P&O* du point de puissance maximale [Kaz11] et [Che14]. Ces deux problèmes seront examinés en détail dans le chapitre 3.

1.8.2.2 Commande *P&O* avec un pas de perturbation adaptatif

Pour améliorer le compromis efficacité/rapidité de la commande *P&O* classique, plusieurs chercheurs ont proposé de remplacer le pas de perturbation fixe par un pas adaptatif. En effet, le pas de perturbation est ajusté automatiquement en fonction de l'emplacement du point de fonctionnement par rapport au *PPM*. En général, le principe de cette solution consiste à utiliser un grand pas de perturbation si le système fonctionne loin du *PPM* et avec un faible pas au voisinage du *PPM*.

Le pas de perturbation est calculé à chaque itération comme la multiplication du gradient de la puissance par rapport à la vitesse de rotation par une constante positive [Mir05]. Les auteurs [Kou06] ont utilisé le gradient de la puissance pour déterminer le rapport cyclique du convertisseur d'électronique de puissance. En effet, le pas de perturbation est grand si le point de fonctionnement du système est loin du *PPM*, à cause de la grande valeur du gradient. Il est faible au voisinage du *PPM* due à la faible valeur du gradient. Dans les références [Elt13] et [Abd13], le gradient de la puissance est remplacé par des règles floues. Les entrées de ce régulateur sont la variation de la puissance et la variation de la vitesse de rotation. La technique *P&O* proposée dans [Bel13] est basée sur l'utilisation d'un coefficient de perturbation adaptatif, le pas de perturbation défini par l'algorithme *P&O* conventionnel est multiplié par un coefficient adaptatif. Ce dernier augmente progressivement durant la phase de recherche du *PPM* de sorte que l'algorithme converge rapidement à la puissance crête. Une fois que le *PPM* est atteint, lequel est détecté par l'observation du changement du pas de perturbation pour deux itérations consécutives, l'algorithme réduit le coefficient de multiplication pour éviter les grandes oscillations du système. L'amplitude du pas de perturbation a été définie à chaque itération en optimisant la fonction de puissance par la méthode de *Newton-Raphson* [Kes11]. Dans la commande *P&O* proposée dans [Eln14], l'amplitude et la direction du pas de perturbation sont calculées en temps réel à chaque itération pour satisfaire les critères de *Wolfe*. Dans la référence [Aga10], la région des points de fonctionnement possible est divisée en trois secteurs, selon le secteur où se trouve le point de fonctionnement, l'algorithme détermine l'amplitude et le signe du pas de perturbation. Le secteur est identifié par la dérivée de la puissance et la dérivée de la vitesse de rotation par rapport à une certaine quantité η calculée à chaque itération.

Toutes ces solutions permettent de résoudre le premier problème de la commande *P&O* classique, mais elles aggravent le deuxième [Lij13]. Parce que, en plus du signe du pas de perturbation, l'amplitude aussi dépend de la variation de la puissance de sortie. Les auteurs de [Kaz11], [Lij13] et [Pen13] ont proposé l'hybridation entre la méthode *P&O* et la technique basée sur une caractéristique optimale.

Dans le cadre de cette thèse, deux approches ont été proposées afin de surmonter les deux problèmes de *P&O* classique [Dai15a], [Dai15b], ces deux techniques seront présentées en détail dans le chapitre 3.

1.9 Etat de l'art sur la commande du convertisseur DC/AC

Dans les sites isolés (topologie de la figure 1.9), l'objectif de la commande de l'onduleur est de générer un système de tensions équilibrées d'amplitude et de fréquence fixes pour un ensemble des consommateurs [Jia13]. Ces charges peuvent être de type non-linéaires (microordinateurs, équipements de télécommunication ou multimédia, électroménager comme des plaques chauffantes à induction...) et peuvent entraîner des distorsions sur la tension de sortie. Les déséquilibres engendrés par des utilisations en monophasé peuvent conduire en une séquence négative de la tension de sortie. De plus, des états transitoires apparaissent de manière aléatoire lors des commutations de charges [Cam07], [Delg11]. La commande de l'onduleur dans cette situation doit répondre aux exigences suivantes:

- fournir un système de tensions triphasées équilibrées malgré le déséquilibre de la charge;
- limiter les effets des régimes transitoires rapides dans le cas de commutations de la charge;
- conserver un faible taux de distorsion de la tension de sortie (faible *THD*);
- garantir un fonctionnement stable pour une large plage de variation de la charge.

Pour atteindre ces objectifs, diverses techniques ont été rapportées dans la littérature.

Le régulateur proportionnel intégrateur *PI* a été utilisé dans la référence [Kar11]. Toutefois, l'utilisation de ce régulateur dans le repère stationnaire (*a-b-c*) entraîne une erreur inhérente de traînage entre le signal sinusoïdal mesuré et sa référence ce qui dégrade les performances du système en présence d'harmoniques [Dai08]. L'augmentation du gain permet de minimiser l'erreur de trainage en régime statique, mais augmente la sensibilité aux bruits de mesure et aux variations paramétriques. La solution classique consiste à transformer le système triphasé (*a-b-c*), dans le domaine de Park (*d-q*). Donc, les grandeurs alternatives à contrôler sont transformées en continues. En se basant sur ce raisonnement, le régulateur *PI* a été synthétisé dans le repère (*d-q*) par les auteurs de [Yaz08]. Le contrôleur obtenu permet de suivre la tension de référence sans aucune erreur statique. Similairement, la référence [Nas11] a proposé d'utiliser la commande par retour d'état pour synthétiser le régulateur de tension dans le référentiel (*d-q*). Cependant, la transformation des tensions à contrôler de l'alternative au continue avec le passage du repère (*a-b-c*) au référentiel (*d-q*) n'est valable que si les charges connectées au système sont linéaires triphasées et équilibrées, lequel n'est pas le cas en pratique, par conséquent les performances du système peuvent être dégradées pour une charge déséquilibrée et/ou non-linéaire. Les auteurs [Che00] ont proposé d'utiliser la transformation du repère (*a-b-c*) au multi-référentiel (*d-q*) afin de compenser la composante inverse due aux charges déséquilibrées et les

harmoniques significatifs non désirés induits par les charges non-linéaires. L'inconvénient de cette solution reste l'implémentation complexe du contrôleur dans ce cas.

Les références [Tai02] et [Sam09] ont utilisé la technique mode glissant pour synthétiser le régulateur de tension. Cependant, ce contrôleur souffre du problème de "*Chattering*" qui pourrait être causé par les parasites des capteurs ou les perturbations du système.

Dans la référence [Sal06], le régulateur *Dead-beat* a été utilisé pour la boucle de régulation de tension et pour la boucle du courant. Les résultats présentés en termes de performances statiques et dynamiques sont correctes aussi bien pour une charge linéaire ou non-linéaire. Toutefois, les performances du contrôleur *Dead-beat* dépend largement de la précision du modèle et par conséquent susceptible d'affecter la stabilité du système.

Le principe du modèle interne a été proposé par Francis and Wonham [Fra75]. Il révèle que la poursuite d'un signal de référence ou la compensation des perturbations périodiques peut être atteinte si le modèle interne du signal de référence ou de perturbation est incorporé dans une boucle fermée stable. Le contrôleur répétitif et le contrôleur résonant représentent tous les deux une implémentation spécifique du principe du modèle interne.

Avec le correcteur résonant, le modèle mathématique du signal sinusoïdal de référence, ainsi que les harmoniques non désirés à compenser sont introduits dans la boucle ouverte de régulation pour suivre le signal de référence avec une erreur de trainage nulle. Dans la référence [Mac06] et [Teo06], le gain proportionnel est associé avec le correcteur résonant pour améliorer la dynamique du système. Les auteurs de la référence [Mon09] et [Dai13a] ont proposé de combiner le régulateur résonant avec la technique de commande par retour d'état pour la synthèse du régulateur de tension. L'inconvénient du correcteur résonant demeure la complexité du régulateur. En effet, le nombre de rangs harmoniques à compenser augmente la dimension du régulateur.

Le correcteur répétitif est potentiellement capable d'éliminer les erreurs ou les perturbations périodiques dont leurs fréquences sont inférieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Cette technique de contrôle a été largement utilisée dans plusieurs applications [Zho06], [Cer07], [Delg11] et [Wan08]. L'avantage de ce régulateur est la simplicité d'implémentation. En revanche, la dynamique de ce contrôleur s'avère très lente.

Un correcteur répétitif robuste a été proposé par [Yan12]. La synthèse du régulateur de tension est une combinaison de la commande optimale robuste et du contrôleur répétitif. Les résultats pratiques montrent que les performances statiques sont excellentes en termes de poursuite en

régime statique aussi bien pour les charges linéaires ou non-linéaires. Néanmoins, la réponse dynamique du correcteur n'est pas satisfaisante.

Une comparaison entre quatre correcteurs de tension (correcteur **PI**, le régulateur à deux degrés de liberté, le correcteur résonant et le régulateur répétitif) a été réalisée par [Ort12] pour un onduleur **MLI** monophasé. Le **THD** de la tension de sortie a été retenu comme le critère de comparaison des quatre techniques. Les résultats de simulation montrent que le régulateur répétitif donne de bonnes performances.

Les correcteurs résonant et répétitif ont été appliqués sur un filtre actif parallèle par [Xu12]. Les résultats expérimentaux montrent qu'en régime statique, le contrôleur répétitif a une précision de suivi plus élevée que le contrôleur résonant. Par contre, la réponse dynamique du système avec le contrôleur résonant est meilleure qu'avec le régulateur répétitif.

Dans le chapitre 5, nous allons présenter une nouvelle technique de commande de la tension de sortie. Elle consiste à combiner la technique **Dead-beat** avec le régulateur répétitif pour assurer à la fois une dynamique rapide au régime transitoire lorsque la charge évolue rapidement et à éliminer tous les harmoniques non désirés de la tension aux bornes de la charge [Dai13b].

1.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques notions principales relatives au sujet de la production de l'énergie électrique par une éolienne comme: les normes se rapportant aux définitions des petites éoliennes, les différents types de turbines éoliennes, les machines électriques utilisées avec les systèmes éoliens, les éoliennes à vitesse variable et à vitesse fixe, ainsi que les divers mécanismes de limitation de la puissance d'une éolienne aux fortes vitesses du vent. Nos travaux de recherche portent sur la minimisation du coût, de la complexité et l'amélioration des performances des systèmes éoliens, en particulier les éoliennes de petite puissance dédiées aux sites isolés. Le système de conversion d'énergie éolienne retenu dans notre travail est constitué par une turbine éolienne à axe horizontal avec des pales fixes. La turbine est couplée directement à une **MSAP** multipolaires sans multiplicateur de vitesse. La **MSAP** est associée à une chaîne de conversion d'électronique de puissance composée d'un redresseur triphasé à diodes en cascade avec un hacheur élévateur. Cette topologie permet de minimiser le coût et la complexité du système grâce à la réduction du nombre de capteurs et à la simplification de la commande du système.

Nous avons effectué une recherche bibliographique sur les techniques **MPPT**. Les techniques **MPPT** sont classées en deux catégories, les techniques **MPPT** basées sur la

connaissance des caractéristiques de la turbine et les techniques sans connaissance des caractéristiques du système, les techniques qui reposent sur l'approche **P&O** par exemple. L'inconvénient majeur de la première catégorie des algorithmes **MPPT** réside dans l'évolution des caractéristiques de l'éolienne tout au long de la durée de vie du système (vieillesse de l'éolienne, accumulation des débris sur les pales, variation de la densité de l'air...). Donc, la commande **MPPT** perd de son efficacité. Le problème de la deuxième classe des techniques **MPPT** demeure la dégradation des performances du système pour des variations rapides de la vitesse du vent. C'est dans ce contexte que nous avons développé deux nouvelles approches **MPPT** sans capteurs mécaniques, elles seront présentées dans le chapitre 3.

Puisque les pales de l'éolienne sont fixes (sans décrochage ou mécanisme d'orientation) pour réduire le coût global du système, il est nécessaire de prévoir un système de limitation de la puissance aérodynamique aux fortes vitesses du vent. Dans le cadre de ce travail, nous avons proposé une structure de commande qui permet de limiter la puissance sous ces conditions à travers la commande du convertisseur de puissance, elle sera détaillée dans le chapitre 4.

La commande du convertisseur **DC/AC** dans les sites isolés afin alimenter des charges **AC** est aussi un élément important. Dans cette classe de configuration, le système de commande doit s'assurer que la tension aux bornes de la charge soit équilibrée avec une amplitude et une fréquence fixes quelque soit le type de charges (non-linéaires, non-équilibrées, ...) ou avec un fonctionnement statique et dynamique différent. Dans ces conditions, nous avons répertorié quelques techniques de commande de l'onduleur qui ont été proposées dans des études précédentes. Sur cette base actualisée, nous avons élaboré une nouvelle technique qui constitue un apport dans ce domaine d'investigation. Le détail de cette approche sera exposé dans le chapitre 5.

Le prochain chapitre traite de la modélisation du système de conversion d'énergie éolienne retenu dans ce travail à savoir : la turbine éolienne, la machine synchrone ainsi que les convertisseurs d'électronique de puissance. Nous allons aussi présenter le banc test développé lors de ce travail pour valider expérimentalement l'ensemble des techniques **MPPT** proposées et aussi vérifier la corrélation avec les résultats de simulation.

Références bibliographiques

[Car11a] O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, L. G. Gonzalez, "Comparative study of speed estimators with highly noisy measurement signals for Wind Energy Generation Systems.", *Appl Energ*, Vol. 88, pp.805-813, March. 2011.

- [EN06] EN 61400-2, Wind turbines - Part 2 : Design requirements for small wind turbines, European Std., July 2006.
- [Gsä14] S. Gsänger, J. Pittelou, "Small wind world report 2014." Published by World Wind Energy Association, Germany, 2014, http://small-wind.org/wp_content/uploads/2014/03/2014_SWWR_summary_web.pdf. (accessed on March 2015).
- [Bar08] S. M. Barakati "Modeling and controller design of a wind energy conversion system including a matrix converter", Thèse de doctorat de l'université de Waterloo, Ontario, Canada, 2008.
- [Abd07] A. Abdelli, "Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive," Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [Dai15a] Y. Daili, J-P. Gaubert and L. Rahmani, "New control strategy for fast-efficient maximum power point tracking without mechanical sensors applied to small wind energy conversion system", *J. Renewable Sustainable Energy*, Vol.7, pp. 043102, July. 2015.
- [Aub14] R. Aubrée, "Stratégies de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance ", Thèse de doctorat de l'Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes, France, 2014.
- [Hau00] E. Hau, "Wind-turbines, Fundamentals, Technologies, Application, Economics", Editions Springer, 2000.
- [Mul04] B. Multon, X. Roboam, B. Dakyo, C. Nichita, O. Gergaud, H. B. Ahmed", *Aérogénérateurs électriques*", *Techniques de l'ingénieur*, Vol. D7, Ref D3960, 2004.
- [Che09] Z. Chen, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, "A review of the state of the art of power electronics for wind turbines", *IEEE T Power Electr*, Vol. 24, pp. 1859-1875, August 2009.
- [Mat04] J. Matevosyan, "Wind power in areas with limited export capability", Thesis de doctorat de Royal Institute of Technology Department of Electrical Engineering Stockholm, Sweden, 2004.
- [Nas14] M. Nasiri, J. Milimonfared, S. H. Fathi, "Modeling, analysis and comparison of TSR and OTC methods for MPPT and power smoothing in permanent magnet synchronous generator based wind turbines", *Energ Convers Manage*, Vol. 86, pp. 892–900, October. 2014.
- [Zha11] H. B. Zhang, J. Fletcher, N. Greeves, S. J. Finney, B. W. Williams, "One-power-point operation for variable speed wind/tidal stream turbines with synchronous generators", *IET Renew Power Gen*, Vol. 51, pp. 99–108, January. 2011.

- [Xu13] L. Xu, X. Ruan, C. Mao, B. Zhang, Y. Luo, "An improved optimal sizing method for wind-solar-battery hybrid power system", *IEEE T Sustainable Energy*, Vol. 4, pp. 774–785, July. 2013.
- [Tho11] J. S. Thongam, M. Ouhrouche, "MPPT Control Methods in Wind Energy Conversion Systems", *InTech Chapters published*, pp. 340–360, July. 2011.
- [Mir05] A. Mirecki, "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance", *Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, 2005.
- [Tan04] K. Tan, S. Islam, "Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors", *IEEE Trans. Energy Convers.* Vol. 19, pp. 392–399, June. 2004.
- [Abd12] M. A. Abdullah, A. H. M. Yatim, C. W. Tan, R. Saidur, "A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems", *Renew Sust Energ Rev*, Vol. 16, pp. 3220–3227, June. 2012.
- [Hua06] G. Hua, Y. Geng, "A novel control strategy of MPPT taking dynamics of the wind turbine into account", *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, pp. 1-6, June. 2006.
- [Li05] H. Li, K. L. Shi, P. G. McLaren, "Neural-network-based sensorless maximum wind energy capture with compensated power coefficient", *IEEE Trans. Ind. Appl*, Vol. 41, pp. 1548-1556, November./December. 2005.
- [Urt13] A. Urtasun, P. Sanchis, I. S. Martín, J. Lopez, L. Marroyo, "Modeling of small wind turbines based on PMSG with diode bridge for sensorless maximum power tracking", *Renew Energ*, Vol. 55, pp.138-149, July 2013.
- [Haq08] M. E. Haque, M. Negnevitsky, K. M. Muttaqi, "A novel control strategy for a variable speed wind turbine with a permanent magnet synchronous generator," *IEEE Conference on Industry Applications Society Annual Meeting, Edmonton*, pp. 1–8, October. 2008
- [She09] B. Shen, B. Mwinyiwiwa, Z. Yongzheng, B. T. Ooi, "Sensorless maximum power point tracking of wind by DFIG using rotor position phase lock loop (PLL)", *IEEE T Power Electr*, Vol. 24, pp. 942–951, April. 2009.
- [Qia12] W. Qiao, X. Yang, X. Gong, "Wind speed and rotor position sensorless control for direct-drive PMG wind turbines", *IEEE T Ind appl*, Vol. 48, pp. 3-11, January. 2012.

- [Car11b] O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, R. Orteg, D. Velas, "Low power wind generation system based on variable speed permanent magnet synchronous generators", IEEE International Symposium Industrial Electronics, Gdansk, pp. 1063–1068, June. 2011.
- [Tho09] J. S. Thongam, P. Bouchard, H. Ezzaidi, M. Ouhrouche, "Wind speed sensorless maximum power point tracking control of variable speed wind energy conversion systems", IEEE Electric Machines and Drives Conference, Miami, pp. 1832–1837, May. 2009.
- [Che01] Z. Chen, E. Spooner, "Grid power quality with variable speed wind turbines", IEEE T Energy Conver, Vol. 16, pp 148–154, June. 2001.
- [Zhi11] Q. Zhipeng, Z. Keliang, L. Yingtao, "Modeling and control of diode rectifier fed PMSG based wind turbine", IEEE Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies DRPT, Weihai, Shandong, pp. 1384–1388, July. 2011.
- [Che13] J. Chen, J. Chen, C. Gong, "New overall power control strategy for variable-speed fixed-pitch wind turbines within the whole wind velocity range", IEEE T Ind Electron, Vol. 60, pp. 2652–2660, July. 2013.
- [Loc09] Location, location, location, "Domestic small-scale wind field trial report", Energy saving trust, Technical report, July. 2009.
- [Kor14] I. Kortabarria, J. Andreu, I. M. Alegría, J. Jiménez, J. I. Gárate, E. Robles, "A novel adaptative maximum power point tracking algorithm for small wind turbines", Renew Energ, Vol. 63, pp. 785–796, March. 2014.
- [Dat03] R. Datta, V. Ranganathan, "A method of tracking the peak power points for a variable speed wind energy conversion system", IEEE T Energy Conver, Vol. 18, pp. 163–168, March. 2003.
- [Gon10] L. G. González, E. Figueres, G. Garcerá, O. Carranza, "Maximum power point tracking with reduced mechanical stress applied to wind energy conversion systems", Appl Energ, Vol. 8, pp. 2304–2312, July. 2010.
- [Kaz11] S. M. R. Kazmi, H. Goto, G. Hai-Jiao, O. Ichinokura, "A novel algorithm for fast and efficient speed-sensorless maximum power point tracking in wind energy conversion systems", IEEE T Ind Electron, Vol. 58, pp. 29–36, January. 2011.
- [Che14] M. Cheng, Y. Zhu, "The state of the art of wind energy conversion systems and technologies: A review", Energ Convers Manage, Vol. 88, pp. 332–347, December. 2014.

- [**Kou06**] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind energy conversion applications", *IEEE T Ind Electron*, Vol. 53, pp. 486–494, April. 2006.
- [**Elt13**] A. M. Eltamaly, H. and M. Farh, "Fuzzy logic control of wind energy conversion system", *J. Renewable Sustainable Energy*, Vol. 5, pp. 023125, April. 2013.
- [**Abd13**] S. Abdeddaim, A. Betka, "Optimal tracking and robust power control of the DFIG wind turbine", *Int J Elec Power*, Vol. 49, pp. 234–242, July. 2013.
- [**Bel13**] L. Belhadji, S. Bacha, I. Munteanu, A. Rumeau, D. Roye, "Adaptive MPPT applied to variable-speed micro-hydropower plant", *IEEE T Energy Conver*, Vol. 28, pp. 34–43, March. 2013.
- [**Kes11**] M. Kesraoui, N. Korichi, A. Belkadi, "Maximum power point tracker of wind energy conversion system" *Renew Energ*, Vol. 36, pp. 2655–2662, October. 2011.
- [**Eln14**] M. Elnaggar, A. L. Abdel-Fattah, H. A. Elshafei, "Maximum power tracking in WECS via numerical and stochastic approaches", *Energy*, Vol. 74, pp 651–661, September. 2014.
- [**Aga10**] V. Agarwal, R. K. Aggarwal, P. Patidar, C. Patki, "A novel scheme for rapid tracking of maximum power point in wind energy generation systems", *IEEE T Energy Conver*, Vol. 25, pp. 228–236, March. 2010.
- [**Lij13**] H. Lijun, L. Yongdong, R. G. Harley, "Adaptive multi-mode power control of a direct-drive PM wind generation system in a microgrid", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 1, pp. 217–225, December. 2013.
- [**Pen13**] L. Peng, L. Dan-yong, W. Lei, C. Wen-chuan, S. Yong-duan, "Maximum power point tracking for wind power systems with an improved control and extremum seeking strategy", *Int. Trans Electr Energy Syst*, Vol. 24, pp. 623–637, January. 2013.
- [**Dai15b**] Y. Daili, J-P. Gaubert, L. Rahmani, "Implementation of a new maximum power point tracking control strategy for small wind energy conversion systems without mechanical sensors", *Energ Convers Manage*, Vol. 97, pp. 298–306, June. 2015.
- [**Jia13**] S. Jiang, "Advanced inverter control for uninterruptible power supplies and grid-connected renewable energy applications", *Thèse de doctorat de l'université de Michigan, USA*, 2013.
- [**Cam07**] H. Camblong, I. Vechiu, O. Curea, "An innovative VSI controller for the generation of balanced voltage in spite of the presence of unbalanced loads", *IEEE American Control Conference ACC*, New York, USA, pp. 4756–4761, July. 2007.

-
- [Delg11] M. B. Delghavi, A. Yazdani, "Islanded-mode control of electronically coupled distributed-resource units under unbalanced and nonlinear load conditions", *IEEE T Power Deliver*, Vol. 26, pp. 661–673, April. 2011.
- [Kar11] H. Karimi, A. Yazdani, R. Iravani, "Robust Control of an Autonomous Four-Wire Electronically-Coupled Distributed Generation Unit", *IEEE T Power Deliver*, Vol. 26, pp. 455–466, January. 2011.
- [Dai08] M. Dai, M. N. Marwali, J. W. Jung, "A Three-phase four-wire inverter control technique for a single distributed generation unit in island mode", *T Power Electr*, Vol. 23, pp. 322–331, January. 2008.
- [Yaz08] A. Yazdani, "Control of an islanded distributed energy resource unit with load-compensating feed-forward", *IEE Power and Energy Society General Meeting*, Pittsburgh, PA, pp. 1–7, July. 2008.
- [Nas11] R. Nasiri, A. Radan, "Adaptive robust pole-placement control of 4-leg voltage-source inverters for standalone photovoltaic systems: Considering digital delays" *Energ Convers Manage*, Vol. 52, pp. 1314–1324, February. 2011.
- [Che00] P. T. Cheng, S. Bhattachary, D. Divan, "Experimental verification of dominant harmonic active filter for high-power applications", *IEEE T Ind Appl*, Vol. 36, pp. 567–577, March/April. 2000.
- [Tai02] T. L. Tai, J. S. Chen, "UPS Inverter Design Using discrete-Time Sliding-Mode Control Scheme". *IEEE T Ind appl*, Vol. 49, pp. 67–75, February. 2002.
- [Sam09] P. Samuel, R. Gupta, D. Chandra, "Grid Interface of Photovoltaic-Micro Turbine Hybrid based Power for Voltage Support and Control using VSI in Rural Applications", *IEEE Power & Energy Society General Meeting PES*, Calgary, AB, pp. 1–6, July. 2009.
- [Sal06] Z. Salam, T. L. Soon, M. Z. Ramli "Application of decoupling networks in deadbeat Controller for high-frequency link inverter", *Journal - The Institution of Engineers*, Malaysia, Vol. 67, pp 38–46, September. 2006.
- [Fra75] B. A. Francis, W. M. Wonham, "The internal model principle for linear multivariable regulators", *Springer-Verlag Appl Math Opt*, Vol. 2, pp. 170–194, June. 1975.
- [Mac06] R. Q. Machado, S. Buso, J. A. Pomilio, "A Line-Interactive Single-Phase to Three-Phase Converter System", *T Power Electr*, Vol. 21, pp. 1628–1636, November. 2006.
- [Teo06] R. Teodorescu, F. Blåbjerg, M. Liserre, P. C. Loh, "A Line-Interactive Single-Phase to Three-Phase Converter System", *IEE Proc-B*, Vol. 153, pp. 750–762, September. 2006.

- [**Mon09**] V. F. Montagner, S. P. Ribas, "State feedback control for tracking sinusoidal references with rejection of disturbances applied to UPS systems", IEEE Industrial Electronics Conference IECON, Porto, pp. 1764–1769, November. 2009.
- [**Dai13a**] Y. Daili , L. Rahmani, J-P. Gaubert, " Voltage control of a single distributed generation unite in autonomous mode operation under unbalance and non-linear load conditions", IEEE. International Conference on Electrical Engineering and Software Applications ICEESA, Hammamet, Tunisia, pp. 1–6, March. 2013.
- [**Zho06**] K. Zhou, K. S. Low, "Unified zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase PWM inverter", T Power Electr, Vol. 21, pp. 193–201, January. 2006.
- [**Cer07**] A. G. Cerrada, O. P. Ardila, "Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter", T Power Electr, Vol. 22, pp. 237–246, January. 2007.
- [**Wan08**] C. Wang, Y. Zou, "Research on the power electronic load based on repetitive controller", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, Austin, TX , pp. 1735–1740, February. 2008.
- [**Yan12**] Y. Yang, K. Zhou, W. Lu, "Robust repetitive control scheme for three-phase constant-voltage-constant-frequency puls-width- modulatted invertres", IET. Power Electr. Vol. 5, pp. 669–677, July. 2012.
- [**Ort12**] R.Ortiga, E. Figueres, "Control technique for reduction of total harmonic distortion in voltage applied to single-phase inverter with nonlinear loads: Review", Renew Sust Energ Rev, Vol. 16, pp. 1754–1761, Nevenber. 2012.
- [**Xu12**] M. Xu, D. Xu, P. Lin, "Research on the Power Electronic Load Based on Repetitive Controller", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition PEDG, Austin, TX, pp. 621-626, February. 2012.
- [**Dai13b**] Y. Daili , J-P. Gaubert, L.Rahmani, M. Bouzid, "An improved voltage control scheme based on deadbeat-repetitive techniques of a single distributed generation unit in island mode", IEEE. Industrial Electronics Society IECON, Vienna, Autriche, pp. 424–429, Novembre. 2013.

Modélisation du system éolien

Dans ce chapitre nous avons étudié la modélisation mathématique de chaque partie de la chaîne de conversion d'énergie éolienne étudiée; la turbine éolienne avec l'arbre de transmission, la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que les deux convertisseurs d'électronique de puissance (redresseur et hacheur). Ensuite, nous présentons le banc d'essai utilisé pour la validation des techniques de commande développées dans cette thèse. La détermination des paramètres de la **GSAP** a une importance capitale pour l'analyse du comportement et la prédiction des performances du système éolien, ainsi que pour la conception des régulateurs. Dans ce travail, nous utilisons des méthodes d'électrotechnique simples pour estimer les paramètres de la **GSAP** utilisée dans le banc expérimental. A la fin de ce chapitre, nous présentons également une caractérisation du système éolien.

Sommaire:

| | |
|---|-----------|
| 2.1 Introduction..... | 36 |
| 2.2 Configuration du SCEE..... | 36 |
| 2.3 Modélisation de la chaîne éolienne | 37 |
| 2.3.1 Modèle aérodynamique de la turbine..... | 37 |
| 2.3.2 Modèle du couplage entre la turbine et la génératrice | 38 |
| 2.3.3 Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents..... | 39 |
| 2.3.4 Modélisation du redresseur à diodes | 41 |
| 2.3.5 Modélisation du hacheur..... | 42 |
| 2.4 Présentation du banc expérimental | 45 |
| 2.5 Identification des paramètres de la GSAP..... | 46 |
| 2.5.1 Identification des inductances et de la résistance. | 47 |
| 2.5.2 Mesure du flux de l'aimant..... | 48 |
| 2.5.3 Identification des paramètres mécaniques..... | 49 |
| 2.7 Caractérisation du système éolien..... | 51 |
| 2.8 Conclusion | 52 |
| Références bibliographiques | 53 |

2.1 Introduction

Contrairement aux systèmes de conversion d'énergie éolienne (*SCEE*) de grande puissance, le coût et la fiabilité des éoliennes de petites puissances sont des critères déterminants dans le choix des éléments constituant la chaîne de conversion. La génératrice synchrone à aimants permanents (*GSAP*) a été choisie dans ce travail de thèse comme génératrice dans le *SCEE* à cause de ses avantages. Premièrement, la possibilité d'éliminer le multiplicateur de vitesse avec la *GSAP* à grand nombre de pôles. Ainsi, le coût, la maintenance et la durée de vie du système sont optimisés. Deuxièmement, la possibilité d'éliminer le système des bagues et balais utilisé avec la machine synchrone à excitation séparée. Ceci, permet d'améliorer la fiabilité, réduire la maintenance du système et d'annuler les pertes cuivre associées à l'excitation du rotor, augmentant ainsi le rendement de la génératrice [Chi06], [Haq10] et [Dro07].

La chaîne statique de conversion électrique est constituée d'un redresseur triphasé à diodes en cascade avec un hacheur *DC/DC*. C'est la solution la plus adaptée aux *SCEE* de faibles puissances. Cette topologie permet de réduire le coût et la complexité du système de commande [Car11].

Dans ce chapitre nous avons étudié la modélisation mathématique de chaque partie de la chaîne de conversion d'énergie éolienne; la turbine éolienne avec l'arbre de transmission, la machine synchrone, ainsi que le convertisseur statique. Ensuite, nous présentons le banc d'essai utilisé pour la validation des techniques de commande développées. La détermination des paramètres de la *GSAP* a une importance capitale pour l'analyse du comportement et la prédiction des performances du système éolien, ainsi que pour la conception des régulateurs. Dans ce travail, nous utilisons des méthodes d'électrotechnique simples pour estimer les paramètres de la *GSAP* utilisée dans le banc expérimental. A la fin de ce chapitre, nous présentons également une caractérisation du système éolien.

2.2 Configuration du *SCEE*

Le schéma synoptique du *SCEE* étudié dans ce travail est illustré sur la figure 2.1. Un redresseur triphasé à diodes permet en premier lieu de redresser les tensions générées par la *GSAP*. Du fait de la non contrôlabilité du redresseur, un hacheur parallèle est introduit en série pour contrôler directement ou indirectement la vitesse de la turbine éolienne, ainsi le processus de maximisation de la puissance est réalisable. Il est à noter que dans cette configuration, seulement un interrupteur de puissance actif est utilisé permettant ainsi de minimiser le coût et la complexité du système. Pour simplifier l'étude, une résistance R_{ch} est connectée à la sortie du hacheur pour

consommer la puissance produite par le système, elle peut être remplacée, dans le cas d'une chaîne complète, par un onduleur débitant sur une charge locale AC ou un système de stockage.

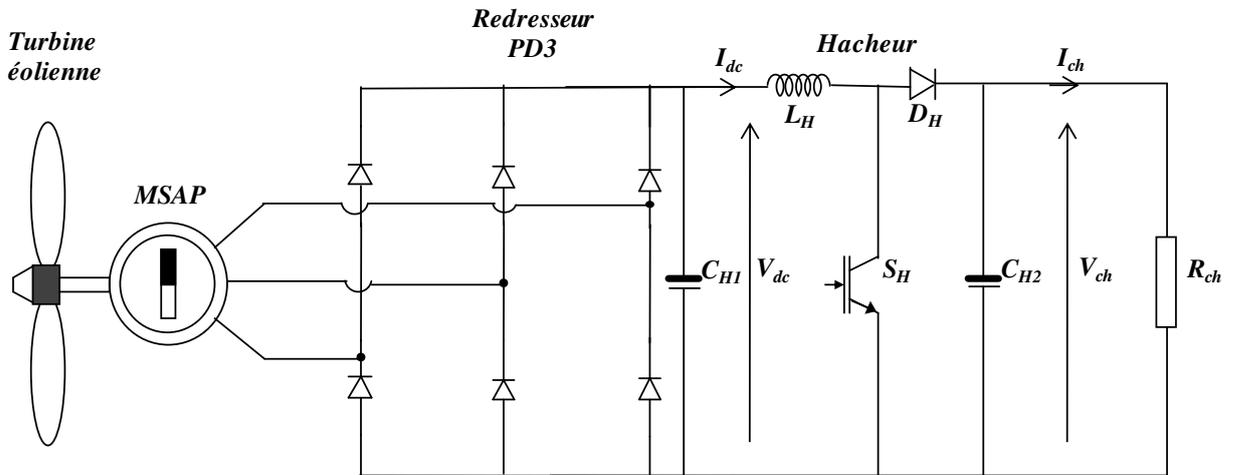


Figure 2.1: Schéma synoptique de la configuration du SCEE

2.3 Modélisation de la chaîne éolienne

2.3.1 Modèle aérodynamique de la turbine

Comme il a été décrit précédemment dans le premier chapitre, la puissance de l'arbre de la turbine peut être exprimée comme suit:

$$P_W = \frac{1}{2} \rho S V_W^3 C_p \quad (2.1)$$

Avec $C_p(\lambda)$ qui est le coefficient de puissance sans unité. Il représente l'efficacité aérodynamique de la turbine éolienne. Le coefficient de puissance est exprimé généralement en fonction de la vitesse normalisée λ . Pour une turbine éolienne tripales à axe horizontale, le coefficient de puissance est approximé par [Pen13]:

$$C_p = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{\frac{-21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (2.2)$$

Cette expression a été présentée initialement par [Hei14], mais ses coefficients ont été légèrement modifiés par d'autres chercheurs pour approximer au mieux les courbes du coefficient de puissance C_p données par les constructeurs des éoliennes. Dans l'équation (2.2), le coefficient λ_i est exprimé selon [Hei14] comme:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.055}{\beta^3 + 1} \quad (2.3)$$

Où β est l'angle de calage des pales. Dans notre cas d'étude, il est maintenu à zéro dans tout ce qui suit.

La figure 2.2 présente la courbe $C_p(\lambda)$ donnée par les équations (2.2) et (2.3). La valeur maximale du coefficient de puissance C_p est égale à 0.48 quand la vitesse normalisée $\lambda=8.01$. C'est pour cette valeur que la turbine éolienne capte le maximum de la puissance aérodynamique.

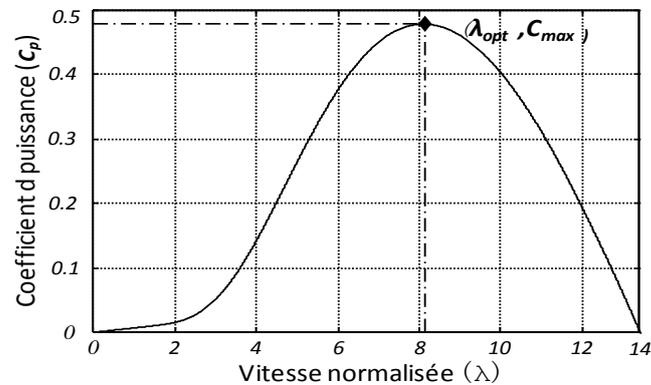


Figure 2.2: Coefficient de puissance en fonction de la vitesse normalisée.

En négligeant les pertes mécaniques et électriques, le couple mécanique disponible sur l'arbre de la turbine éolienne peut être exprimé comme suit:

$$T_W = \frac{P_W}{\Omega_m} = \frac{1}{2} \rho S \frac{V_W^3}{\Omega_m} C_P \quad (2.4)$$

Le schéma synoptique du modèle aérodynamique de la turbine éolienne défini par les équations (2.2),(2.3) et (2.4) est illustré par la figure 2.3.

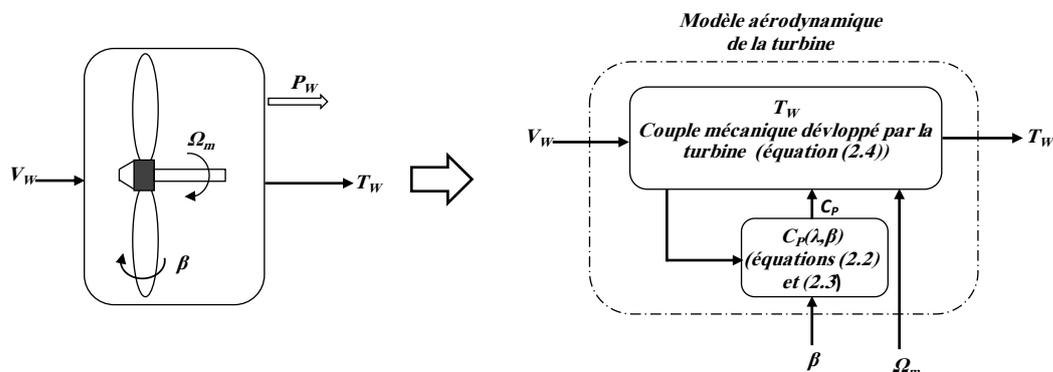


Figure 2.3: Modèle aérodynamique de la turbine éolienne.

2.3.2 Modèle du couplage entre la turbine et la génératrice

La puissance mécanique captée par les pales de la turbine éolienne est transmise à la génératrice électrique par un arbre mécanique appelé en anglais "*Drive train*". Le modèle mathématique du couplage mécanique entre la turbine et la génératrice dépend de la structure et de la puissance du *SCEE*. Etant donné que les petites éoliennes possèdent une faible inertie, l'arbre de transmission de la turbine peut être simplifié par une seule masse en rotation [Yin07], [Ane14].

L'équation différentielle qui caractérise le comportement mécanique de l'ensemble turbine-génératrice est donnée par [Ane14]:

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_w - F\Omega_m - T_e) \quad (2.5)$$

J : Moment d'inertie total de l'ensemble génératrice-turbine éolienne ($kg.m^2$).

T_e : Couple produit par la génératrice électrique ($N.m$)

F : Coefficient de frottement visqueux de l'ensemble ($N.m.s/rad$).

Le schéma synoptique de la figure 2.4 illustre le modèle aérodynamique de l'éolienne avec le couplage mécanique entre la turbine et la génératrice. Ce schéma permet d'avoir une vision globale sur l'interaction entre les différentes grandeurs du *SCÉE* à savoir: la vitesse du vent, la vitesse de rotation, ainsi que le couple de la génératrice.

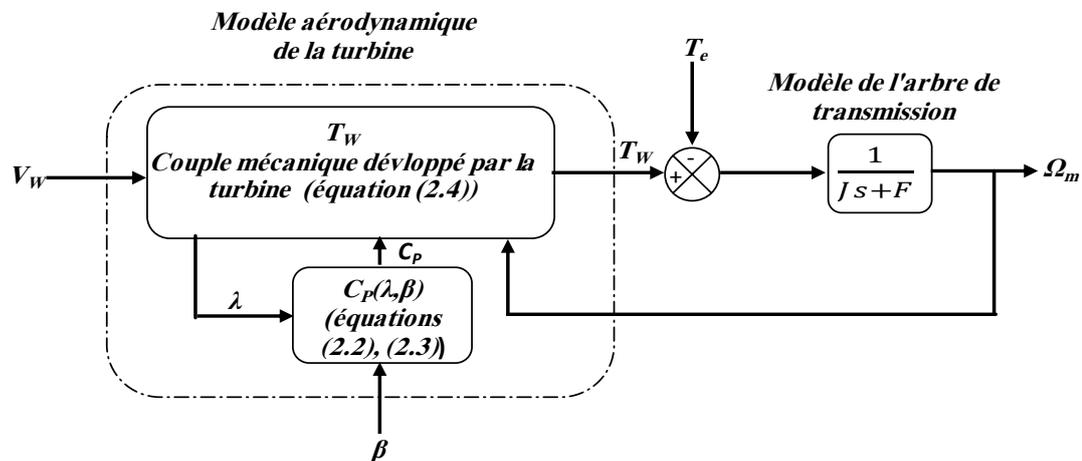


Figure 2.4: Modélisation de la turbine éolienne avec l'arbre de transmission.

2.3.3 Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents

Afin de reproduire précisément le comportement de la génératrice aux régimes transitoires, nous construisons un modèle dynamique de la *GSAP*. Pour obtenir ce modèle, nous allons faire les hypothèses suivantes [Kra02], [Wu11] et [Cho14] :

- absence de saturation dans le circuit magnétique ;
- les *FEM* créés par les enroulements du stator ont une allure sinusoïdale ;
- l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligés ;
- la résistance des enroulements ne varie pas avec la température ;
- absence de couplage magnétique entre les trois enroulements.

Pour éliminer la variation en fonction du temps des inductances, les équations dynamiques de la *GSAP* sont exprimées dans le référentiel de Park ($d-q$). Nous obtenons [Nat14]:

$$\begin{cases} v_{sd} = -R_s i_{sd} - L_d \frac{d}{dt} i_{sd} + \omega_e L_d i_{sq} \\ v_{sq} = -R_s i_{sq} - L_q \frac{d}{dt} i_{sq} - \omega_e (L_d i_{sd} - \Phi_m) \end{cases} \quad (2.6)$$

R_s : Résistance statorique par phase.

L_d, L_q : Respectivement les inductances statoriques de l'axe direct et en quadrature.

v_{sd}, v_{sq} : Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d-q)$.

i_{sd}, i_{sq} : Courants statoriques diphasés dans le repère $(d-q)$.

ω_e : Pulsation électrique de la tension statorique.

Φ_m : Amplitude du flux créé par les aimants permanents à travers les enroulements statoriques.

La relation entre la vitesse angulaire mécanique du rotor Ω_m et la pulsation électrique de la machine peut être exprimée par:

$$\omega_e = \frac{P}{2} \Omega_m \quad (2.7)$$

P : Nombre de pôles de la **GSAP**.

Le modèle de la génératrice synchrone à aimants permanents dans le repère $(d-q)$ donné par l'équation (2.7) peut être représenté par deux circuits électriques (voir figure 2.5).

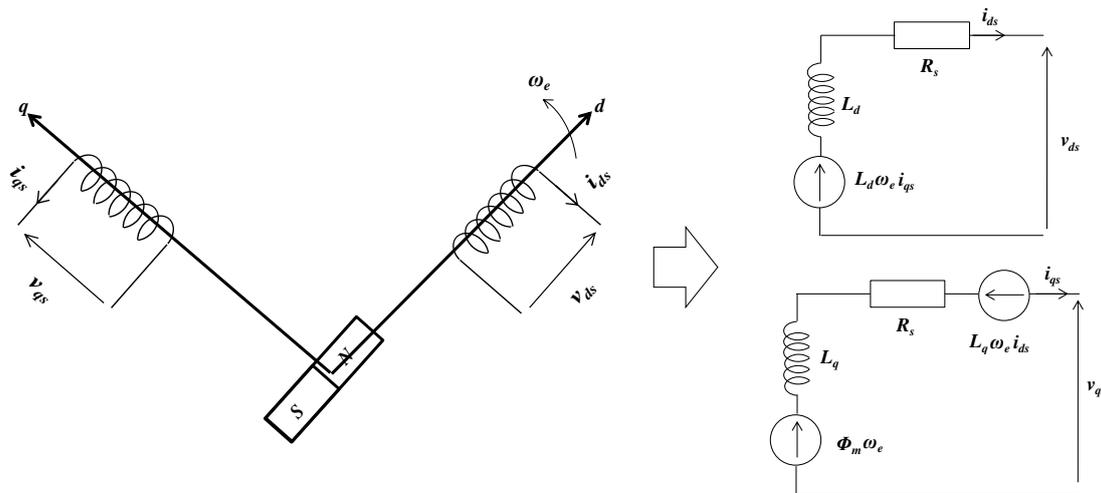


Figure 2.5: Modèle de la **GSAP** dans le repère $(d-q)$.

L'expression du couple électromagnétique produit par la génératrice est donnée par [Hon13]:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \left((L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \Phi_m i_{sq} \right) \quad (2.8)$$

Pour une **GSAP** à pôles lisses, l'entrefer est considéré comme étant uniforme, ce qui rend l'effet de saillance négligeable. Ainsi, l'inductance de l'axe direct L_d est égale à l'inductance de l'axe quadrature $L_q (L_d=L_q)$. Par conséquent, l'équation ci-dessus devient:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \left(\Phi_m i_{sq} \right) \quad (2.9)$$

2.3.4 Modélisation du redresseur à diodes

La figure 2.6 illustre le schéma équivalent de la **GSAP** et le redresseur triphasé en pont de diodes. Dans cette figure, la machine électrique est représentée par un circuit électrique équivalent. Chaque phase est constituée d'une inductance L_s , une résistance R_s , et une force électromotrice $e_s(t)$ exprimée par:

$$e_{sa}(t) = E \sin(\omega_e t) \quad (2.10)$$

$$e_{sb}(t) = E \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.11)$$

$$e_{sc}(t) = E \sin(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}) \quad (2.12)$$

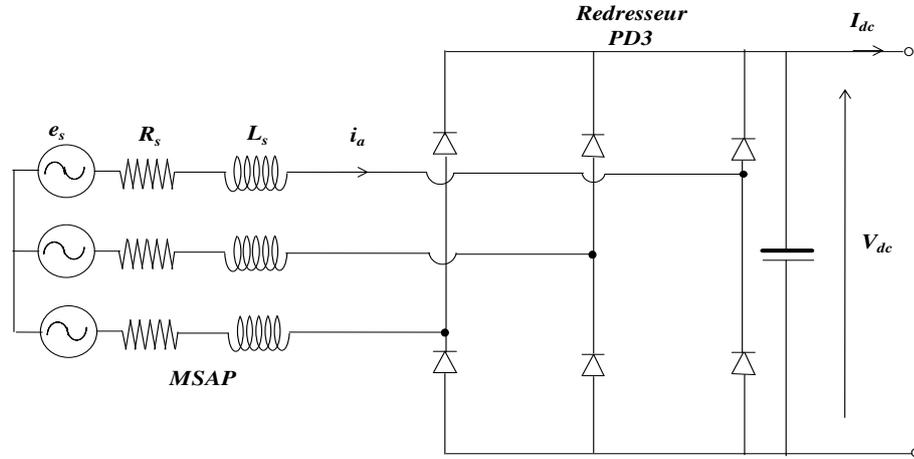


Figure 2.6: Schéma équivalent de la **GSAP** avec le redresseur.

Avec E qui est l'amplitude de la force électromotrice par phase de la **GSAP**, elle est proportionnelle à la vitesse électrique:

$$E = \omega_e \Phi_m \quad (2.13)$$

La valeur moyenne de la tension redressée V_{dc} peut être obtenue en utilisant les équations standards relatives au redresseur à diodes en pont triphasé. Dans un premier temps, la chute de tension due à l'inductance de la génératrice est négligée [Cho14]:

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3} E \sin(\omega_e t) d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \omega_e \Phi_m \quad (2.14)$$

Nous pouvons conclure de cette équation que la tension redressée est l'image de la vitesse de rotation de la génératrice.

L'amplitude des termes de la tension redressée est donnée par l'expression suivante [Har11]:

$$V_n = \frac{6\sqrt{3}E}{\pi(n^2-1)} \quad \text{Avec } n=6,12,18 \quad (2.15)$$

Etant donné que la période de la tension redressée égale à 1/6 de la tension d'entrée $e_s(t)$, les harmoniques de la tension redressée ont les rangs $6.k\omega_e$, $k=1,2,3...$

Si nous tenons compte de l'inductance de la génératrice, l'expression de la tension à la sortie du redresseur en valeur moyenne devient [Har11]:

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E (1 + \cos u) \quad (2.16)$$

Avec u qui est l'angle d'empîement donné par :

$$u = \cos^{-1} \left(1 - \frac{2I_{dc}L_s\omega_e}{\sqrt{3}E} \right) \quad (2.17)$$

On remarque que la présence de l'inductance de la génératrice diminue la valeur moyenne de la tension redressée.

La décomposition en série de Fourier du courant i_a de la machine peut être exprimée comme suit:

$$i_a = \sum_{k=1,5,7}^{inf} (A_{0k} \cos k\omega_e t + B_{0k} \sin k\omega_e t) \quad (2.18)$$

Avec:

$$A_{0k} = \frac{I_{dc}\sqrt{3}}{\pi} (-1)^{l+1} \left[\frac{2\sin ku}{k} + \frac{1}{1-\cos u} \left(-\frac{2\sin ku}{k} + \frac{\sin(k+1)u}{k+1} + \frac{\sin(k-1)u}{k-1} \right) \right] \quad (2.19)$$

$$B_{0k} = \frac{I_{dc}\sqrt{3}}{\pi} (-1)^{l+1} \left[\frac{2\cos ku}{k} + \frac{1}{1-\cos u} \left(-\frac{2(1-\cos ku)}{k} - \frac{1-\cos(k+1)u}{k+1} - \frac{1-\cos(k-1)u}{k-1} \right) \right] \quad (2.20)$$

Les trois phases de la machine sont supposées similaires. Donc, les courants de la machine sont équilibrés et déphasés les uns par rapport aux autres de $2\pi/3$. Ces trois courants peuvent être exprimés dans le référentiel tournant ($d-q$) comme suit:

$$i_{sq} = -\frac{2}{3} \left(i_a \sin \omega_e t + i_b \sin \left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \sin \left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \quad (2.21)$$

En remplaçant (2.18) dans (2.21) on trouve:

$$i_{sq} = -\sum_{k=1,5,7}^{inf} (A_{0k} \cos(1-k)\omega_e t + B_{0k} \sin(1-k)\omega_e t) \quad (2.22)$$

De l'équation (2.22), Nous pouvons calculer la valeur moyenne du courant i_{sq} :

$$I_{sq} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{sq} d\omega t = -B_{01} \quad (2.23)$$

Avec:

$$B_{01} = \frac{I_{dc}\sqrt{3}}{\pi} \left(2 - 2\cos u - \frac{1-\cos 2u}{2(1-\cos u)} \right) \quad (2.24)$$

Il est clair des équations (2.23), (2.24) et (2.9) que la valeur moyenne du couple électromagnétique peut être contrôlée par le courant I_{dc} .

2.3.5 Modélisation du hacheur

Comme nous l'avons évoqué précédemment, le hacheur est associé au redresseur non contrôlé pour permettre le pilotage du système. Notamment, pour réaliser l'extraction de la puissance maximale sous différentes vitesses du vent.

La figure 2.7 illustre le schéma synoptique du hacheur parallèle avec une source de tension idéale à l'entrée. Ce convertisseur est composé d'une inductance pour stocker l'énergie et permettre la connexion avec la source de tension d'entrée, un interrupteur de puissance commandé à la fermeture et à l'ouverture, cet interrupteur est piloté par un signal de commande périodique à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), une diode et une capacité de filtrage en parallèle avec la charge.

Nous pouvons distinguer deux modes de fonctionnement du hacheur parallèle, à savoir: le mode de conduction continue lorsque le courant dans l'inductance ne passe jamais par zéro et le mode de conduction discontinue lorsque le courant i_{dc} à des intervalles de conduction nuls.

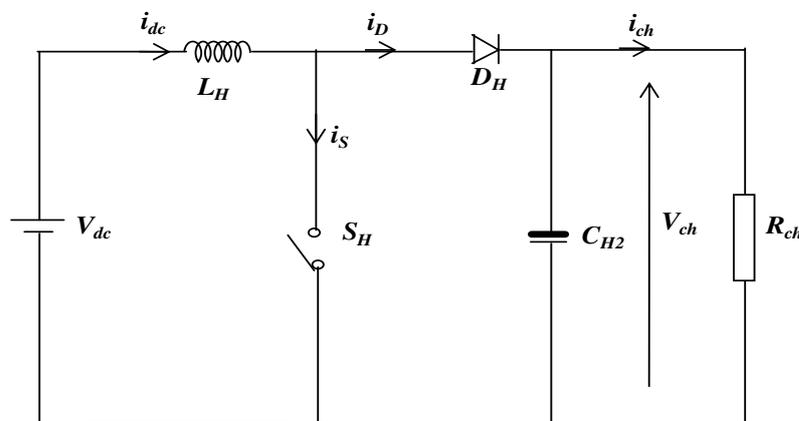


Figure 2.7: Schéma de principe du hacheur parallèle.

La valeur minimale de l'inductance pour avoir un mode de conduction continue est égale à [Har11]:

$$L_{Hmin} = \frac{d(1-d^2)}{2f_s} \quad (2.25)$$

Avec f_s est la fréquence de commutation du hacheur, et d est le rapport cyclique du signal *MLI* compris entre 0 et 1 donné par:

$$d = \frac{T_{on}}{T_{on}+T_{off}} \quad (2.26)$$

Où T_{on} et T_{off} sont respectivement la période du temps de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur S_H .

Puisque l'inductance L_H et la fréquence de commutation f_s du hacheur sont choisies suffisamment élevées, le hacheur fonctionne toujours en mode de conduction continue quel que soit le point de fonctionnement du système éolien.

La figure 2.8 présente les principaux signaux d'un hacheur survolteur fonctionnant en mode de conduction continue. On remarque que lorsque l'interrupteur S_H est fermé pendant le temps T_{on} , le courant à travers l'inductance augmente linéairement (l'énergie est stockée dans L_H), la diode

D_H est alors bloquée. Donc, la capacité C_{H2} se décharge afin de maintenir la tension de sortie aux bornes de la charge R_{ch} . A l'ouverture de l'interrupteur S_H (pendant le temps T_{off}), la diode D_H entre en conduction et par conséquent, le courant i_{dc} décroît et l'énergie emmagasinée dans l'inductance est transférée vers la sortie, sur le condensateur C_{H2} et la charge R_{ch} . La valeur moyenne de la tension de sortie V_{ch} peut être exprimée en fonction de la tension d'entrée V_{dc} comme suit:

$$V_{ch} = \frac{V_{dc}}{(1-d)} \quad (2.27)$$

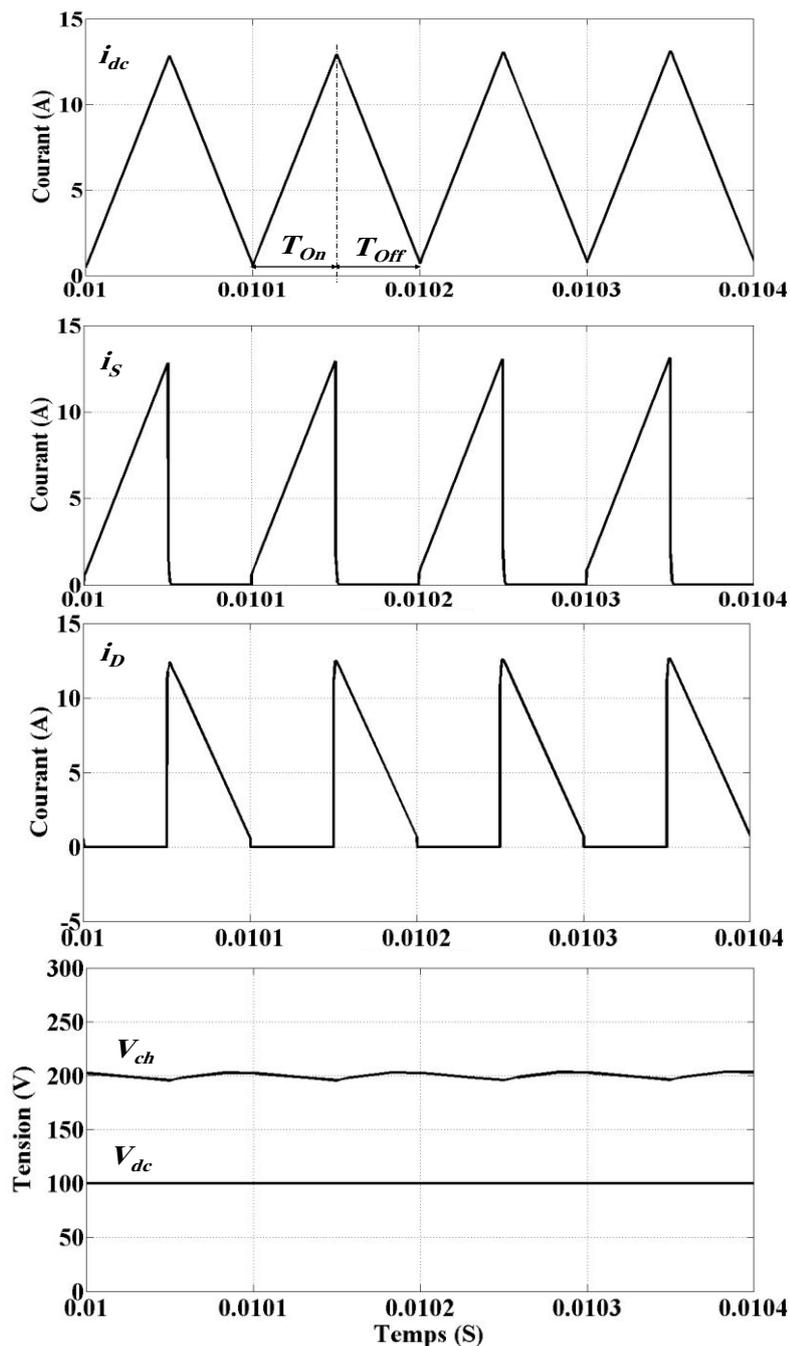


Figure 2.8: Formes d'ondes du hacheur survolteur.

La puissance de sortie du hacheur peut être exprimée de la façon suivante:

$$P_{dc} = \frac{v_{dc}^2}{R_{ch}(1-d)^2} \quad (2.28)$$

De l'équation (2.28), nous concluons que l'ensemble hacheur-charge R_{ch} sont vus par la sortie du redresseur à diodes comme une résistance équivalente R'_{ch} variable et contrôlée par le rapport cyclique d :

$$R'_{ch} = R_{ch}(1 - d)^2 \quad (2.29)$$

2.4 Présentation du banc expérimental

Pour valider les lois de commande développées dans les chapitres 3 et 4, nous avons mis en œuvre un simulateur physique du *SCEE* décrit par le schéma synoptique de la figure 2.1 pour reproduire le comportement du système réel. La figure 2.9 est une série de photographies du prototype expérimental du système éolien élaboré au laboratoire *LIAS* (Université de Poitiers, France). Ce banc d'essai est composé des éléments listés ci-dessous.

- Deux machines synchrones à aimants permanents, les caractéristiques de chaque machine sont données dans l'annexe A. Les deux machines sont liées mécaniquement par un dispositif d'accouplement d'arbres enfichable. La première machine (à gauche sur la figure 2.9) est pilotée par un variateur de vitesse industriel *Leroy Somer* commandée en couple pour émuler le comportement de la turbine éolienne. Le couple de référence à l'entrée du variateur de vitesse est calculé sur la base de la caractéristique de la turbine éolienne (équation (2.4)) et la vitesse de rotation de la machine est donnée par un capteur de position (encodeur incrémental de 4096 point). La deuxième machine constitue la génératrice, elle débite sur une charge résistive à travers un convertisseur statique.
- Un convertisseur statique composé d'un redresseur triphasé à diodes *PD3* en cascade avec un hacheur survolteur. Le hacheur est constitué d'un seul bras *IGBT* (*SEMIKRON*) avec une diode en antiparallèle (un seul module *SKM 50 GB 12V*). La commande de l'*IGBT* est assurée par un driver de type *SKHI23/12*.
- Une charge résistive pour dissiper la puissance produite par le système.
- Une sondes différentielles doubles *HZ61* et de pinces ampère-métriques à effet de Hall.
- Deux oscilloscopes numériques
- Une carte d'acquisition et de commande de prototypage rapide, elle est construite autour d'un système *dSPACE* de type *RTI1005* associé avec un *PC* puissant et de plusieurs cartes d'acquisition (voir annexe B). Ce système permet d'implémenter la caractéristique mécanique couple-vitesse de rotation de la turbine éolienne (équation (2.4)). Le couple généré par la carte

dSPACE constitue la consigne du variateur de vitesse. Les algorithmes de commande du hacheur sont implémentés sur la même carte *dSPACE (DS 1005)* et les modules logiciels associés sont inclus dans l'environnement MATLAB/Simulink™.

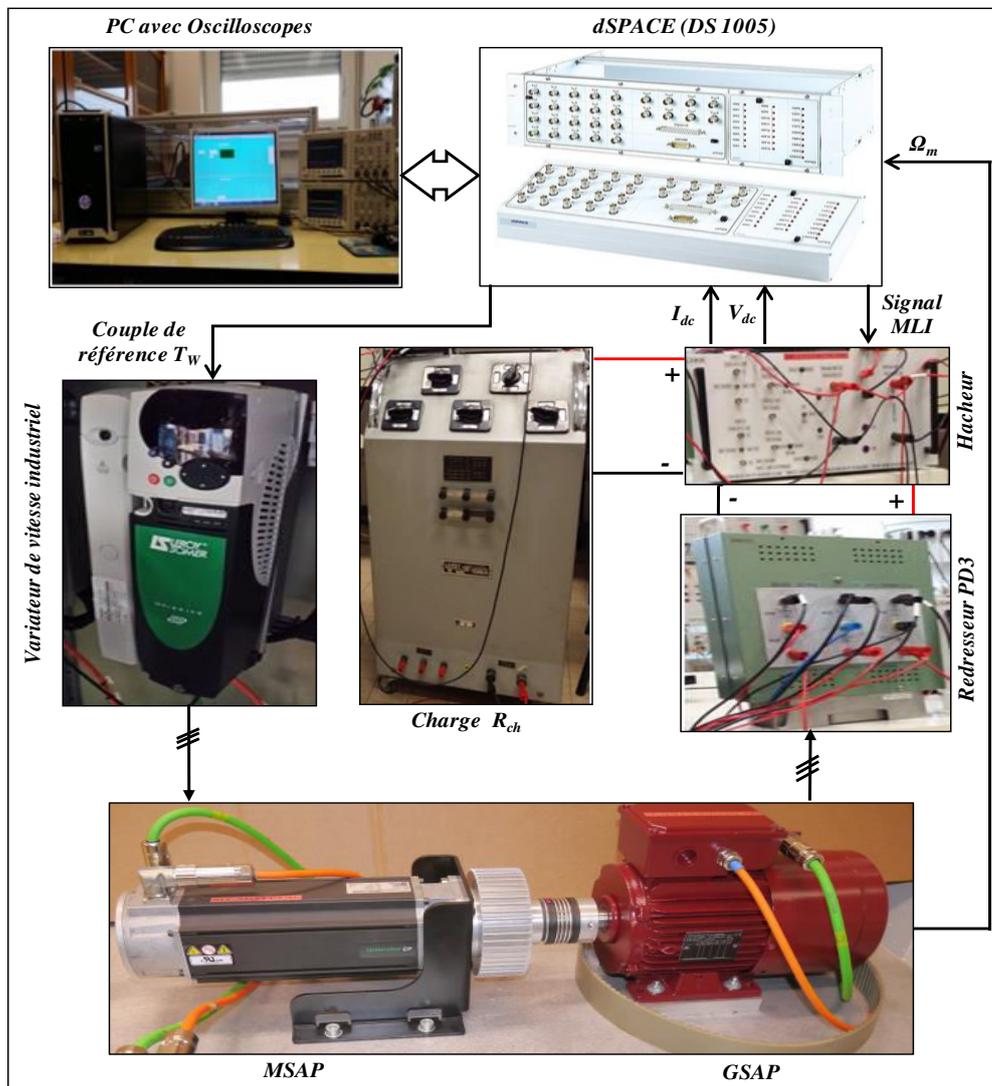


Figure 2.9: Le banc expérimental du LIAS de l'université de Poitiers

2.5 Identification des paramètres de la GSAP

Il est nécessaire de déterminer les paramètres de la **GSAP** utilisée dans le banc d'essai pour la prédiction du comportement et l'analyse des performances du système en question, ainsi que pour la conception des régulateurs. Les paramètres à déterminer sont:

- **les paramètres électriques**: résistance de l'enroulement statorique R_s , les inductances longitudinale et transversale de l'enroulement statorique, et le flux des aimants;
- **les paramètres mécaniques**: l'inertie et le frottement de l'ensemble machine-émulateur de la turbine et la génératrice et le nombre de paires de pôles.

2.5.1 Identification des inductances et de la résistance

Pour le cas d'une **GSAP**, les tests d'identification des inductances statoriques en régime sinusoïdal sont difficiles. C'est pour cette raison que nous avons retenu la méthode de la constante de temps pour identifier les inductances de la machine. Dans cette méthode on applique un échelon de tension sur les enroulements statoriques, le temps de montée du courant est évalué pour trouver l'inductance. La machine utilisée dans notre banc d'essai est de marque **Leroy Somer** à pôles lisses, donc l'inductance longitudinale peut être considérée égale à l'inductance transversale, c'est pour cette raison que nous avons mesuré seulement la constante de temps longitudinale pour trouver l'inductance L_{sd} .

La première étape dans cette méthode consiste à appliquer une tension continue entre la phase *A* et *B*, comme indiqué sur la figure 2.10. L'amplitude de cette tension est ajustée soigneusement pour ne pas dépasser le courant admissible par la machine. Dans ces conditions, le rotor est aligné suivant le champ statorique ($\theta_r=0$). Le rotor est bloqué mécaniquement à cette position. Ensuite, un échelon de tension est appliqué par la fermeture de l'interrupteur.

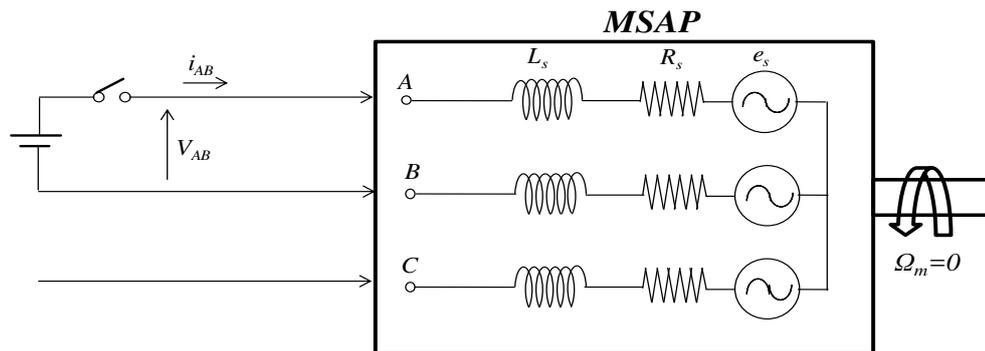


Figure 2.10: Schéma électrique pour mesurer la constante de temps longitudinale.

La figure 2.11 montre les résultats expérimentaux lors de l'application d'un échelon de tension entre la phase *A* et *B* de la **MSAP** à l'arrêt. A partir de cette figure, la constante de temps électrique longitudinale est déduite, $\tau_e=10\text{ ms}$. L'inductance entre la phase *A* et *B* peut être exprimée en fonction de la constante de temps comme suit:

$$L_S = \frac{\tau}{R_S} \quad (2.30)$$

Avec R_S qui représente la résistance entre la phase *A* et *B* donnée par:

$$R_S = \frac{1}{2} \frac{V_{AB}}{I_{AB0}} \quad (2.31)$$

Après un simple calcul, la résistance statorique par phase de la machine est égale à $R_s=0.475\ \Omega$ et les inductances de la machine $L_{sd}=L_{sq}=0.0079\text{ H}$.

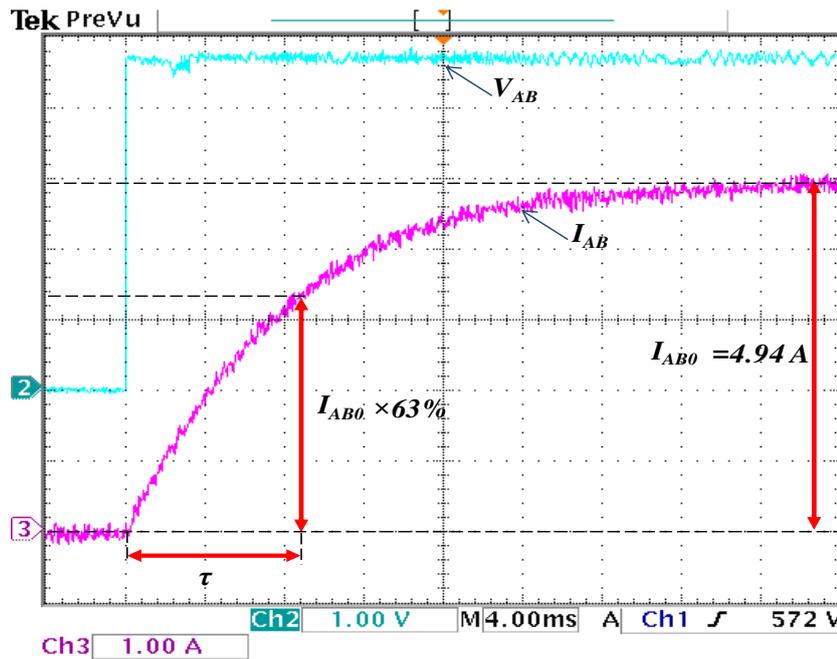


Figure 2.11: Détermination de la constante de temps longitudinale.

2.5.2 Mesure du flux de l'aimant

La valeur du flux de l'aimant permanent du rotor est déterminée par la mesure de la tension aux bornes de la génératrice pour différentes vitesses de rotation comme il est indiqué sur la table 2.1. La *GSAP* est entraînée par une machine synchrone à aimants permanents. Cette machine est alimentée par un variateur de vitesse industriel *Leroy Somer* pilotée en couple. Par imposition du couple de consigne à l'entrée du variateur, la vitesse de rotation évolue librement. La valeur de la vitesse de rotation en régime stationnaire est déterminée par le couple de frottement.

La figure 2.12 présente les allures des tensions entre les phases de la *GSAP* pour une vitesse de rotation de 420 *Tours/min*. Ces tensions sont presque sinusoïdales. Donc, la tension aux bornes des phases *A* et *B* peut être exprimée par:

$$v_{AB} = E_{AB} \sin \omega_e t \quad (2.32)$$

Avec:

$$\omega_e = \frac{2\pi}{T_e} \quad (2.33)$$

T_e étant la période de la tension v_{AB} .

De l'équation (2.13), nous pouvons écrire:

$$\Phi_m = \frac{E_{AN}}{\omega_e} \quad (2.34)$$

Avec E_{AN} qui est la valeur crête de la tension simple de la *GSAP* à vide.

Pour une vitesse de rotation de 480 *Tours/min*, la valeur du flux de l'aimant est égal à 0.1983 *Wb*.

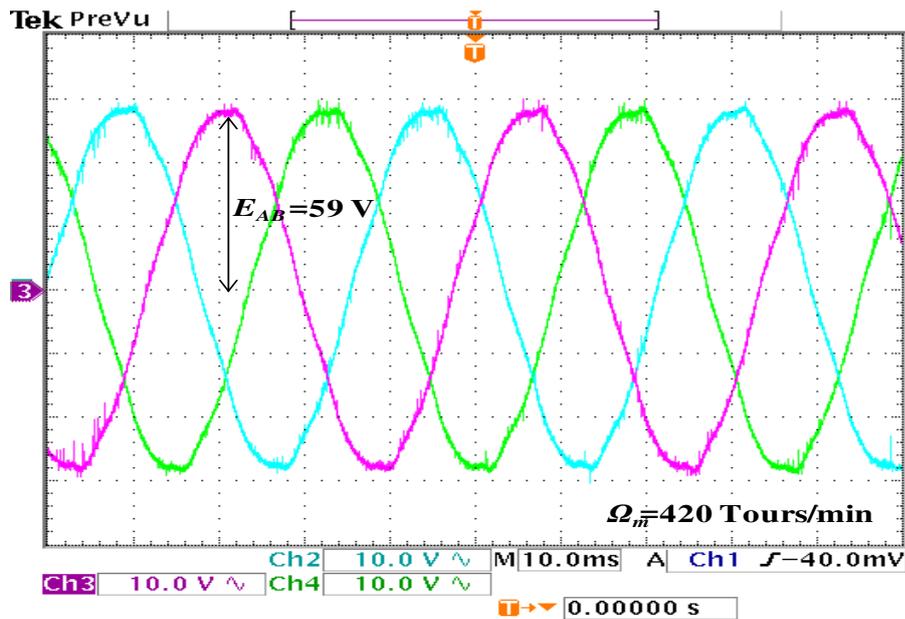

 Figure 2.12: Tensions composées aux bornes de la **GSAP** à vide.

 Table 2.1: La tension de la **GSAP** à vide pour différentes vitesses de rotation.

| Vitesse mécanique Ω_m [Tours/min] | Vitesse électrique ω_e [rad/s] | Tension composée E_{AB} [V] | Tension simple E_{AN} [V] | Flux de l'aimant Φ_m [Wb] |
|---|--|----------------------------------|--------------------------------|-----------------------------------|
| 480 | 175.50 | 59 | 34.06 | 0.1971 |
| 832 | 349.06 | 120.5 | 69.57 | 0.1983 |
| 1118 | 465.42 | 159 | 91.7987 | 0.1962 |

Ainsi, le nombre de paires de pôles peut être calculé par l'équation suivante:

$$\frac{P}{2} = \frac{\omega_e[\text{rad/s}]}{\Omega_m[\text{rad/s}]} \quad (2.35)$$

On trouve que le nombre de pôles de la génératrice est égal à 6.

2.5.3 Identification des paramètres mécaniques

L'objectif de ce test est de déterminer le moment d'inertie et le coefficient de frottement de l'ensemble **GSAP** avec l'émulateur de la turbine éolienne, ainsi que le dispositif d'accouplement. Ces deux paramètres sont déterminés par l'essai de ralentissement, qui consiste à amener le système à une certaine vitesse de rotation, lorsque le régime statique est établi, l'alimentation est coupée brusquement. La vitesse de rotation ralentit sous l'effet des pertes mécaniques. A partir de l'allure de la vitesse, nous pouvons déterminer le moment d'inertie et le coefficient de frottement.

Dans ce travail de thèse, la **GSAP** est entraînée par une **MSAP** associée à un variateur de vitesse industriel, la génératrice est à vide. Un couple de référence est appliqué à l'entrée du variateur, donc le système accélère jusqu'à une vitesse de rotation Ω_{m0} pour laquelle le couple imposé par la machine émulateur est égal au couple de frottement du système. A ce moment,

l'alimentation du variateur est coupée et la vitesse de rotation du système décroît exponentiellement sous l'effet du frottement.

En utilisant les équations habituelles de la mécanique du système, nous pouvons écrire:

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (F\Omega_m - T_V) \quad (2.36)$$

Avec T_V représente le couple de la machine émulateur.

En régime statique, la dérivée de la vitesse est nulle. Ainsi, le coefficient de frottement visqueux peut être calculé comme suit:

$$F = \frac{\Omega_{m0}}{T_V} \quad (2.37)$$

Pendant le ralentissement, le couple d'entraînement est nul, donc l'équation différentielle (2.36) devient:

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} F\Omega_m \quad (2.38)$$

La solution de cette équation est donnée par:

$$\Omega_m(t) = \Omega_{m0} e^{-\frac{t}{\tau_m}} \quad (2.39)$$

Avec τ_m constante de temps mécanique égale à:

$$\tau_m = \frac{J}{F} \quad (2.40)$$

La constante de temps mécanique peut être calculée en utilisant la formule suivante:

$$\tau_m = \frac{t_1}{\log\left(\frac{\Omega_m(t_1) - \Omega_{m0}}{\Omega_m(t_2) - \Omega_m(t_1)}\right)} \quad (2.41)$$

Avec $t_1 = 2t_2$.

A partir de l'allure de la vitesse (figure 2.13) et après un simple calcul, nous avons $J=0.0064 \text{ kg.m}^2$.

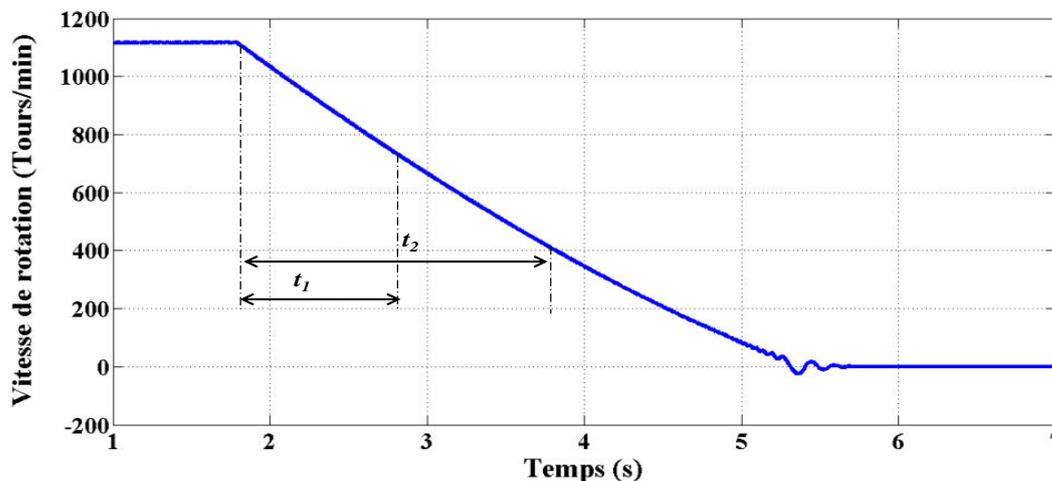


Figure 2.13: Allure de la vitesse de rotation lors du ralentissement.

2.6 Caractérisation du système éolien

La figure 2.14 présente les résultats expérimentaux de la caractérisation du système éolien. La figure 2.14(a) illustre la variation de la puissance électrique en fonction de la tension redressée sous trois valeurs de la vitesse du vent (4.5, 6 et 7 m/s) avec une caractéristique optimale donnée par l'équation (2.41) proposée par [Che13] pour différentes valeurs du coefficient K_{opt-p} . La figure 2.14(b) illustre la variation de la puissance électrique (en rouge) et la puissance mécanique (en noir) en fonction de la vitesse de rotation sous une vitesse du vent de 8 m/s. Ces courbes sont obtenues par la variation manuelle du rapport cyclique du hacheur avec un pas fixe tout en gardant à chaque fois la vitesse du vent constante.

$$P_{dc} = K_{opt-p} V_{dc}^3 \quad (2.42)$$

De la figure 2.14(b) on peut constater que le maximum de la puissance électrique ne coïncide pas avec le maximum de la puissance mécanique. Ceci est dû aux pertes dans la génératrice et au comportement du redresseur qui varient d'un point de fonctionnement à un autre. Cela permet de tirer une conclusion importante. Puisque la puissance que nous cherchons à maximiser est la puissance électrique. Les algorithmes *MPPT* dont les courbes optimales sont déterminées en se basant sur la caractéristique de la turbine éolienne ne permettent pas de donner

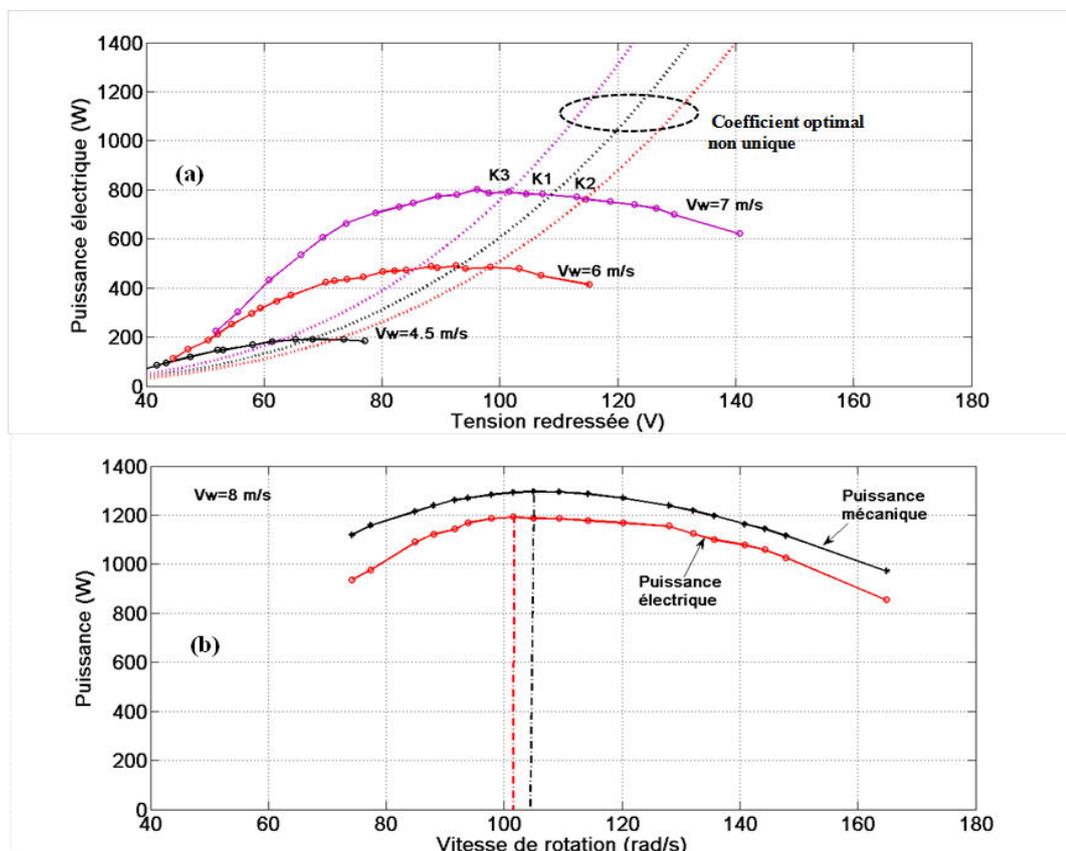


Figure 2.14: Caractérisation du système éolien.

le maximum de la puissance dans toutes les conditions de fonctionnement.

Nous pouvons aussi observer à partir de la figure 2.14 (b) que le coefficient de la caractéristique optimale n'est pas unique. La caractéristique (équation (2.42)) permet d'optimiser la puissance électrique seulement autour de la vitesse du vent à laquelle ce coefficient est déterminé. Donc, la caractéristique (équation (2.42)) ne permet pas d'optimiser la puissance captée sur toute la plage de variation de la vitesse du vent.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de tous les éléments du système éolien ainsi que le banc expérimental mis en œuvre pour la validation des techniques de commande développées dans les chapitres 3 et 4.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons exposé la structure globale du système éolien en question, qui est constitué par une turbine éolienne couplée directement à une **GSAP** sans l'utilisation d'un multiplicateur de vitesse. La sortie de la génératrice est connectée à la charge à l'aide d'un redresseur triphasé à diodes en cascade avec un hacheur survolteur. Cette structure se révèle être la plus adaptée aux petites éoliennes et elle a été signalée par de nombreux chercheurs comme telle.

Ensuite, la modélisation de chaque élément du système a été examinée: la turbine éolienne avec l'arbre mécanique de transmission, la génératrice synchrone à aimants permanents, le redresseur à diodes et le hacheur élévateur de tension.

La détermination des paramètres de la **GSAP** est primordiale pour la conception des régulateurs du système de conversion d'énergie éolienne (chapitre 3 et 4). Des méthodes simples d'électrotechnique sont utilisées pour déterminer les paramètres de la **GSAP** tels que: les inductances sur les axes d et q et la résistance de l'enroulement statorique, le flux de l'aimant et le moment d'inertie.

Finalement, des résultats expérimentaux dédiés à la caractérisation du système éolien sont exposés. Les résultats obtenus nous ont permis de tirer deux conclusions importantes: les maximums des puissances mécanique et électrique différent, ce qui était prévisible, mais surtout ils n'apparaissent pas pour la même vitesse de rotation. Donc, les techniques **MPPT** basées sur la caractéristique de la turbine éolienne $C_p(\lambda)$ donnée par le concepteur de la turbine ne garantit pas de capter le maximum de la puissance électrique. De plus, le coefficient optimal de la caractéristique puissance-tension redressée (équation (2.42)) utilisée par plusieurs chercheurs pour implémenter l'algorithme **MPPT** n'est pas unique. Ainsi, la puissance électrique captée par

la chaîne de conversion éolienne n'est pas optimale sur toute la plage de variation de la vitesse du vent.

Dans le prochain chapitre, nous allons présenter deux techniques de commande *MPPT* qui ne nécessitent pas la connaissance des caractéristiques de la turbine éolienne et permettent quant même de suivre le point de puissance maximum avec une grande efficacité et précision dans toutes les conditions de fonctionnement du système.

Références bibliographiques

- [Chi06] M. Chinchilla, S. Arnaltes, J. C. Burgos, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid", *IEEE Trans. Energy Convers*, Vol. 21, pp. 130–135, March. 2006.
- [Haq10] M. E. Haque, M. Negnevitsky, K. M. Muttaqi, "A novel control strategy for a variable speed wind turbine with a permanent magnet synchronous generator", *IEEE T Ind appl.*, Vol. 46, pp. 331–339, January/February. 2010.
- [Dro07] L. Drouen, J. F. Charpentier, E. Semail, S. Clenet, "Study of an innovative electrical machine fitted to marine current turbine", *IEEE OCEAN'07*, Aberdeen, Scotland, pp. 1–6, June. 2007.
- [Car11] O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, L. G. Gonzalez, "Comparative study of speed estimators with highly noisy measurement signals for Wind Energy Generation Systems.", *Appl Energ*, Vol. 88, pp.805-813, March. 2011.
- [Hei14] S. Heier, "Grid integration of wind energy conversion systems", Wiley 3rd edition, 2014.
- [Pen13] L. Peng, L. Dan-yong, W. Lei, C. Wen-chuan, S. Yong-duan, "Maximum power point tracking for wind power systems with an improved control and extremum seeking strategy", *Int. Trans Electr Energ Syst*, Vol. 24, pp. 623–637, January. 2013.
- [Yin07] M. Yin, G. Li, M. Zhou, C. Zhao, "Modeling of the wind turbine with a permanent magnet synchronous generator for integration", *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, FL, pp. 1–6, June. 2007.
- [Ane14] M. Aner, "Improved MPPT dynamics for starting and power extraction of a small wind turbine employing a PMSG and a VSMC", Thèse de doctorat de l'université de Calgary. Alberta, 2014.
- [Kra02] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, "Analysis of electrical machinery and drive system", *IEEE Press* 2nd edition, 2002.

- [**Wu11**] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, S. Kouro, “Power conversion and control of wind energy systems”, John Wiley and Sons, 2011.
- [**Cho14**] M. M. Chowdhury, "Modelling and control of direct drive variable speed wind turbine with interior permanent magnet synchronous generator", Thèse de doctorat de l'université de Tasmania, Australia, 2014
- [**Nat14**] A. R. Nateghi, H. K. Karegar, S. Bagheri, “Maximum power point tracking of permanent magnet wind turbines equipped with direct matrix converter”, J of Renewable and Sustainable Energy, Vol. 6, pp. 053123, October. 2014.
- [**Hon13**] C. M. Hong, C. H. Chen, C. S. Tu, "Maximum power point tracking-based control algorithm for PMSG wind generation system without mechanical sensors", Energ Convers Manage, Vol. 69, pp. 58–67, May. 2013.
- [**Har11**] D. W. Hart, “Power Electronics”, McGraw Hill, 2011.
- [**Che13**] J. Chen, J. Chen, C. Gong, "New overall power control strategy for variable-speed fixed-pitch wind turbines within the whole wind velocity range", IEEE T Ind Electron, Vol 60, pp. 2652–2660, July. 2013.

Commandes MPPT Avancées

Dans ce chapitre, nous allons présenter deux nouvelles algorithmes de recherche du point maximum de puissance (*MPPT*) pour le système éolien présenté dans le chapitre 2. Ces deux algorithmes permettent d'améliorer le compromis efficacité/rapidité et évitent le problème de divergence de la méthode Perturbe et Observe (*P&O*) classique. Le principe de fonctionnement de ces deux approches est similaire, il consiste à utiliser deux modes de fonctionnement différents. Les deux nouvelles techniques *MPPT* seront étudiées et comparées avec les techniques classiques *P&O* pas fixe et *P&O* basé sur le gradient à l'aide de résultats de simulation et expérimentaux.

Sommaire :

| | |
|--|-----------|
| 3.1 Introduction..... | 57 |
| 3.2 Algorithmes MPPT pour les petites éoliennes (cahier des charges)..... | 59 |
| 3.3 MPPT à base d'une courbe optimale $V_{dc}=f(I_{dc})$..... | 59 |
| 3.4 Algorithme P&O avec un pas fixe (P&O-PF) | 61 |
| 3.5 Algorithme P&O avec un pas variable(P&O-PV). | 63 |
| 3.6 Nouveau algorithme MPPT- I..... | 64 |
| 3.6.1 Principe de la méthode..... | 64 |
| 3.6.2 Intialisation de l'algorithme | 66 |
| 3.6.3 Détection du changement rapide de la vitesse du vent | 66 |
| 3.6.4 Méthodologie de l'algorithme..... | 67 |
| 3.7 Nouveau algorithme MPPT- II | 68 |
| 3.7.1 Principe de la méthode..... | 68 |
| 3.7.2 Détection du changement rapide de la vitesse du vent | 69 |
| 3.7.3 Méthodologie de l'algorithme..... | 71 |
| 3.8 Validation par simulation et expérimentale de l'algorithme MPPT-I..... | 72 |
| 3.8.1 Résultats de simulation | 72 |
| 3.8.2 Résultats expérimentaux..... | 75 |
| 3.8.2.1 Changement trapézoïdal de la viteese du vent | 75 |
| 3.8.2.2 Profil d'un vent fluctuant | 78 |
| 3.9 Validation par simulation et expérimentale de l'algorithme MPPT-II..... | 80 |
| 3.9.1 Résultats de simulation | 80 |
| 3.9.2 Résultats expérimentaux..... | 82 |
| 3.9.2.1 Changement trapézoïdal de la viteese du vent | 82 |
| 3.9.2.2 Profil d'un vent fluctuant | 84 |
| 3.10 Conclusion..... | 82 |
| Références bibliographiques | 87 |

3.1 Introduction

Un système de conversion d'énergie éolienne (*SCEE*) est composé principalement d'une turbine éolienne ayant une caractéristique qui dépend des paramètres de construction, un générateur pour convertir la puissance mécanique captée à une puissance électrique ainsi qu'un convertisseur statique pour contrôler le système. La structure présentée dans le deuxième chapitre à base d'une *MSAP* connectée à la charge à travers un pont de diodes triphasé en cascade avec un simple hacheur est la topologie la plus adaptée au système éolien de faible puissance à cause de sa simplicité, son faible coût et sa grande fiabilité [Car13].

L'une des priorités du contrôle du *SCEE* est d'extraire le maximum de puissance du vent incident pour les différentes valeurs de la vitesse du vent au-dessous de la vitesse nominale [Sad14]. Le processus de recherche du point maximum de puissance est appelé en anglo-saxon : *Maximum Power Point Tracking (MPPT)*. Essentiellement, deux méthodes *MPPT* sont couramment utilisées pour les *SCEE* afin d'implémenter le processus *MPPT* sans capteur de vitesse du vent, notamment, la technique basée sur une caractéristique optimale [Urt13], dans laquelle la caractéristique de la turbine est supposée connue, et la technique basée sur un algorithme Perturbe et Observe (*P&O*) ou appelée parfois en anglo-saxon *Hill Climb Search (HCS)*.

Avec la première classe des méthodes *MPPT*, la variable de commande permettant au système de suivre le point de puissance maximale (*PPM*) est obtenue sur la base d'une relation optimale prédéfinie [Lij13]. Plusieurs caractéristiques optimales ont été présentées dans la littérature : par exemple, la relation optimale couple-vitesse de rotation est dérivée directement de la caractéristique de la turbine éolienne [Haq08]. Similairement, une caractéristique puissance-vitesse de rotation a été utilisée par les références [She09] et [Hun11]. Certains auteurs [Tan04], [Che01] et [Zha11] rapportent la possibilité d'utiliser les grandeurs mesurées à la sortie du redresseur à diodes pour la topologie du système éolien présentée dans le chapitre 2 afin d'implémenter une commande *MPPT* sans capteurs mécaniques, réduisant ainsi le coût et la complexité du système. Bien que cette catégorie de commande *MPPT* soit simple à implémenter, le suivi du *PPM* avec succès dépend étroitement de la précision de la relation optimale. Cette dernière n'est pas facile à déterminer dans la pratique, elle nécessite des tests sur chaque éolienne. En plus, cette relation ne demeure plus optimale tout au long de la durée de fonctionnement du système à cause des modifications qui peuvent affecter l'éolienne elle-même (changement des paramètres aérodynamique due au vieillissement de l'éolienne, l'accumulation

des débris ou des glaces sur les pales de la turbine...) ou son environnement (variation de la densité de l'air à cause du changement de la température de l'air) [Kor14].

Avec la deuxième classe de commande *MPPT*, la recherche du point maximum de puissance peut être conduit sans connaissance de la caractéristique de la turbine éolienne. En effet, l'algorithme *P&O* perturbe la variable de commande autour de sa valeur initiale avec un pas fixe, l'évolution de la puissance est analysée afin de décider le signe de la prochaine perturbation. Parmi les avantages de la technique *P&O* à pas fixe, nous pouvons citer : la simplicité de l'implémentation, elle ne nécessite aucune connaissance de la turbine, elle s'adapte aux changements qui pourraient affecter le système. Cependant, elle comporte quelques limitations. Premièrement, le choix du pas de perturbation est un compromis entre l'efficacité et la rapidité du système. Ainsi, avec un grand pas de perturbation, le système atteint le *PPM* rapidement, mais les oscillations autour du *PPM* sont importantes. De même, par le choix d'un pas de perturbation trop faible, l'efficacité du système s'améliore, mais le temps mis par le système pour atteindre le *PPM* est très grand. Deuxièmement, la variation de la puissance provoquée par le changement de la vitesse du vent peut être mal interprétée par le mécanisme *P&O*, ce qui entraîne une divergence du point maximum de puissance pour l'algorithme *P&O* [Kaz11] et [Abd12].

Pour améliorer le compromis efficacité/rapidité de la méthode *P&O* classique, plusieurs chercheurs ont proposé de remplacer le pas de perturbation fixe par un pas variable. Par exemple, les références [Kou06], [Nea06] et [Kes11] ont proposé de calculer le pas de perturbation en fonction du gradient de puissance. Cette approche permet de résoudre le premier problème de la méthode *P&O* classique mais, il aggrave le deuxième, puisque, en plus du signe du pas de perturbation, l'amplitude aussi dépend de la variation de puissance de sortie.

Dans ce chapitre, nous allons présenter deux nouvelles approches *MPPT* permettant de surmonter les deux inconvénients de la *P&O* classique, le principe de fonctionnement de ces deux approches est similaire, il consiste à utiliser deux modes de fonctionnement différents.

En premier lieu, nous commencerons par une présentation des notions générales et les inconvénients des techniques *P&O* classiques à savoir : *P&O* à pas fixe (*P&O-PF*) et *P&O* à pas variable basée sur le gradient de puissance (*P&O-PV*). Ensuite, nous donnerons le principe de fonctionnement détaillé de chaque méthode. Enfin les nouvelles techniques *MPPT* seront étudiées et comparées avec les techniques classiques *P&O-PF* et *P&O-PV* à l'aide de résultats de simulation et expérimentaux.

3.2 Algorithmes MPPT pour les petites éoliennes (cahier des charges)

Nous avons présenté dans le premier chapitre une classification des principaux algorithmes *MPPT* proposés dans la littérature. Bien que ce sujet ait été amplement abordé dans de nombreux travaux de recherche, nous proposons dans le cadre ce travail de thèse des méthodes *MPPT* permettant de répondre à un cahier des charges résumé par les points ci-dessous afin de renforcer la place des petites éoliennes et les rendre plus attractives.

1. L'algorithme *MPPT* garantit le maximum d'efficacité énergétique tout au long de la durée de vie de l'éolienne.
2. L'algorithme *MPPT* ne requiert pas une connaissance approfondie de la caractéristique de l'éolienne afin d'éviter les tests expérimentaux/simulation sur chaque éolienne (technique *MPPT* basée sur la caractéristique optimale).
3. Le système de commande s'adapte aux changements des paramètres de l'éolienne.
4. Les petites éoliennes sont installées généralement à des basses altitudes, elles subissent alors des vents turbulents, l'algorithme *MPPT* doit avoir une grande dynamique afin d'extraire le maximum de puissance.
5. L'algorithme *MPPT* n'exige pas de capteurs mécaniques (capteur de vitesse du vent et capteur de vitesse de rotation). Afin de simplifier l'aspect mécanique, réduire le coût global et améliorer la fiabilité du système.

Afin de répondre à ce cahier des charges, nous avons proposé deux algorithmes *MPPT*. Ils utilisent l'hybridation entre la technique *P&O* classique et la méthode basée sur la relation optimale de la tension redressée V_{dc} en fonction du courant de charge I_{dc} . Ces deux méthodes seront présentées en détail dans la suite de ce chapitre.

3.3 MPPT à base d'une courbe optimale $V_{dc}=f(I_{dc})$

L'expression de la puissance maximale aérodynamique pour une vitesse du vent spécifique peut être déterminée comme suit [Abd12].

$$P_{Wmax} = \frac{\frac{1}{2}\rho\pi R^5 C_{Pmax}}{\lambda_{opt}^3} \Omega_m^3 = K'_{opt} \Omega_m^3 \quad (3.1)$$

Et l'expression du couple mécanique optimal sur l'arbre de la turbine correspondant à la puissance maximale par :

$$T_{Wopt} = K_{opt-T} \Omega_m^2 \quad (3.2)$$

La relation (3.2) a été utilisée par les auteurs de la référence [Haq08] pour implémenter le processus *MPPT*. Cette technique est appelée en anglais *Optimale Torque Control (OTC)*.

A partir de l'expression (2.14), il est possible d'exprimer la vitesse de rotation Ω_m en fonction de la tension à la sortie du redresseur V_{dc} :

$$\Omega_m = K_u V_{dc} = \frac{\pi P}{\Phi_m 6\sqrt{3}} V_{dc} \quad (3.3)$$

Avec Φ_m est le flux des aimants de la **GSAP** et P est le nombre de pôles.

En plus, l'expression du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction du courant I_{dc} en remplaçant l'équation (2.23) dans (2.9) et négligeant de l'effet de l'empiétement, on obtient **[Dal13]**.

$$T_e = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{P}{2}\right) \Phi_m I_{dc} \quad (3.4)$$

En négligeant le frottement mécanique de la turbine et de la machine, le couple mécanique est égal au couple électromagnétique développé par la génératrice. Donc, la tension V_{dc} optimale en fonction du courant I_{dc} est obtenue en substituant (3.2) et (3.3) dans (3.4) :

$$V_{dcopt} = \left(\frac{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{P}{2}\right) \Phi_m}{K_u^2 K_{opt-T}} I_{dc} \right)^{1/2} = (K_{opt} I_{dc})^{1/2} \quad (3.5)$$

En se basant sur la relation (3.5), le fonctionnement en **MPPT** est accessible grâce à l'estimation de la tension redressée optimale et à partir de la mesure du courant instantané I_{dc} . Si le système est contrôlé pour suivre la tension optimale, le processus **MPPT** sera réalisé naturellement. **[She09]** et **[Hun11]**.

L'expression de K_{opt} montre clairement que ce coefficient dépend d'une part des caractéristiques de la turbine éolienne et de la génératrice données généralement par le constructeur et d'autre part de la densité de l'air qui dépend à son tour des conditions climatiques spécifique du site considéré. La valeur de K_{opt} est susceptible de changer tout au long de la durée de fonctionnement du système à cause par exemple : du vieillissement de l'éolienne, de l'accumulation des débris ou de glaces sur les pales de l'éolienne. Aussi, la densité de l'air peut changer notablement d'une saison à l'autre et même entre le jour et la nuit à cause du changement de la température, de l'humidité...etc. En conséquence, le coefficient K_{opt} calculé sur la base des paramètres nominaux ne permettra pas le suivi du point maximum de puissance dans toutes les conditions. Donc, des pertes conséquentes sur la quantité d'énergie captée seront concédées.

3.4 Algorithme P&O avec un pas fixe (P&O-PF)

Nous avons vu précédemment que le suivi du point maximum de puissance peut être réalisé par le contrôle de la tension V_{dc} . Cette dernière peut être réglée directement par l'ajustement du rapport cyclique d .

Utilisant le principe de la méthode **P&O** classique, le processus **MPPT** peut être implémenté en perturbant le rapport cyclique autour d'une valeur initiale, l'effet de la perturbation est observé sur la puissance de sortie pour décider de la direction de la prochaine perturbation. Si la puissance augmente, la direction de la perturbation sera alors maintenue afin de faire converger le point de fonctionnement vers le point optimal. Dans le cas contraire, la direction de la perturbation est inversée à la prochaine itération.

Les deux grandeurs d'entrée de l'algorithme **P&O** sont la tension V_{dc} et le courant I_{dc} mesurés à la sortie du redresseur. La puissance électrique P_{dc} est calculée à partir de ces deux variables. La tension et la puissance sont échantillonnées à chaque période T_e .

Le rapport cyclique $d(k)$ à l'instant d'échantillonnage kT_e permettant de faire converger le système vers le point optimal peut être exprimé comme suit :

$$d(k) = d(k - 1) + \Delta d(k) \quad (3.6)$$

Avec $\Delta d(k)$ qui représente le pas de perturbation :

$$\Delta d(k) = C\varepsilon(k - 1) \quad (3.7)$$

C : est l'amplitude du pas de perturbation, il est fixé avec une approche empirique, $\varepsilon(k - 1)$ est un signal de pilotage définissant le signe du pas de perturbation donné par :

$$\varepsilon(k - 1) = \text{sgn}(\Delta P_{dc}(k - 1)) \cdot \text{sgn}(\Delta V_{dc}(k - 1)) \quad (3.8)$$

Théoriquement, cet algorithme a l'avantage d'être simple et facile à implémenter puisqu'il ne nécessite ni la connaissance des paramètres du système ni des capteurs mécaniques. Cependant, il existe quelques limitations, notamment le compromis rapidité/efficacité et la mauvaise direction dans le cas d'une variation rapide de la vitesse du vent [**Kaz11**]. Comme il est illustré sur la figure 3.1, l'utilisation d'un faible pas de perturbation entraîne de faibles oscillations autour du point optimal. En revanche, le temps mis par le système pour atteindre le **PPM** est grand. Dans le cas contraire, avec un grand pas de perturbation, la dynamique du système est améliorée, mais les oscillations au régime permanent sont importantes. Ce problème limite alors le rendement énergétique du système sous un profil de vitesse du vent fluctuant. Aussi, puisque l'algorithme **P&O** ne fait pas la distinction entre la variation de la puissance à cause de l'ancien pas de perturbation et celle due au changement de la vitesse du vent, il peut

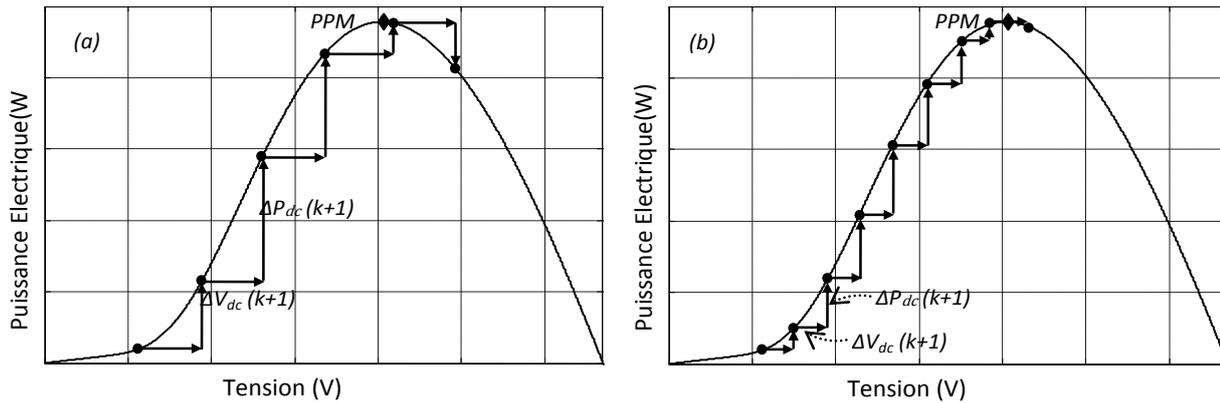


Figure 3.1 : Algorithme **P&O** avec (a) grand pas de perturbation, (b) faible pas de perturbation.

prendre une mauvaise décision sur la détermination de la direction du prochain pas de perturbation sous une variation rapide de la vitesse du vent.

La figure 3.2 montre comment un tel changement de la vitesse du vent peut affecter la décision de l'algorithme **P&O** sur la détermination du signe du pas de perturbation. En supposant qu'initialement le point de fonctionnement du système se trouve au point référencé par 1. Si la vitesse du vent augmente rapidement de V_{W1} à V_{W2} , le point de fonctionnement sera déplacé au point 2, une augmentation de la puissance $\Delta P_{dc} = P_{dc2} - P_{dc1}$ sera observée par l'algorithme. En conséquence, le système divergera du **PPM** à cause du signe négatif du pas de perturbation.

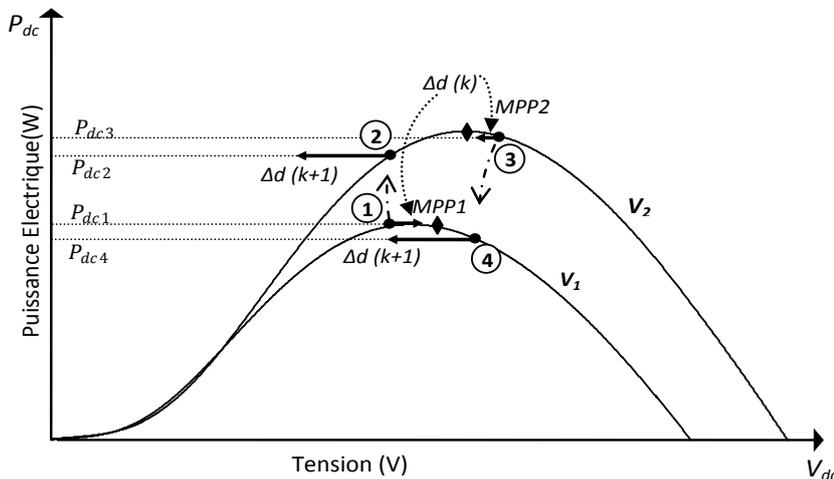


Figure 3.2 : Divergence de l'algorithme **P&O** en présence d'une variation rapide du vent.

Tant que la vitesse du vent continue à augmenter rapidement, le point de fonctionnement sera maintenu divergeant du **PPM**. Le rapport cyclique pourrait se positionner à sa limite inférieure ou supérieure, pouvant entraîner alors le blocage du rotor ou des survitesse qui endommageraient la turbine [Aub14].

3.5 Algorithme P&O avec un pas variable (P&O-PV)

La technique basée sur le gradient de la puissance peut être utilisée pour surmonter l'inconvénient de la **P&O** à pas fixe, elle consiste à remplacer le pas fixe par un pas variable défini en fonction du gradient de la puissance par rapport à la tension V_{dc} .

Pour présenter au mieux le principe de cette approche, on peut se référer à la figure 3.3. Sur cette figure, pour les points de fonctionnement indiqués, il est observable que le gradient de la puissance par rapport à la tension V_{dc} est variable. Il dépend de la position du point de fonctionnement. Le gradient est grand pour un point de fonctionnement situé loin du point optimal de puissance. Au voisinage du point maximum de puissance, le gradient de la puissance diminue, il est égal à zéro au point maximum de puissance. Ainsi, le signe du gradient dépend de la position du point de fonctionnement, à savoir à gauche ou à droite par rapport au point optimal.

Le pas de perturbation est défini comme la multiplication d'un coefficient constant par le gradient de puissance. Donc, le pas de perturbation est modifié automatiquement suivant la position du point de fonctionnement par rapport au **PPM**. Si le système fonctionne loin du point optimal, l'algorithme utilise un grand pas de perturbation pour amener le système rapidement au point optimal. Le pas de perturbation sera réduit au voisinage du **PPM**.

En conclusion, ce principe permet de suivre le point de puissance maximale rapidement sans oscillations en régime statique.

Le rapport cyclique $d(k)$ à chaque itération est défini comme suit :

$$d(k) = d(k-1) - \alpha \frac{\Delta P_{dc}(k-1)}{\Delta V_{dc}(k-1)} \quad (3.9)$$

Avec $d(k)$ et $d(k-1)$ qui correspondent au rapport cyclique actuel et précédent respectivement, α est un coefficient positif qui détermine la rapidité de convergence du système vers le **PPM**. Le signe moins dans l'équation (3.9) signifie que le rapport cyclique évolue dans le sens inverse de la tension.

Avec la méthode **P&O** basée sur le gradient de la puissance le problème de compromis efficacité/rapidité est résolu grâce à l'adaptation du pas de perturbation. Cependant, le deuxième problème (mauvaise direction) est aggravé. En effet, en plus du signe du pas de perturbation, l'amplitude est aussi calculée en fonction de la variation de puissance. Ce qui rend l'algorithme incapable de suivre le **PPM** sous une vitesse du vent fluctuante.

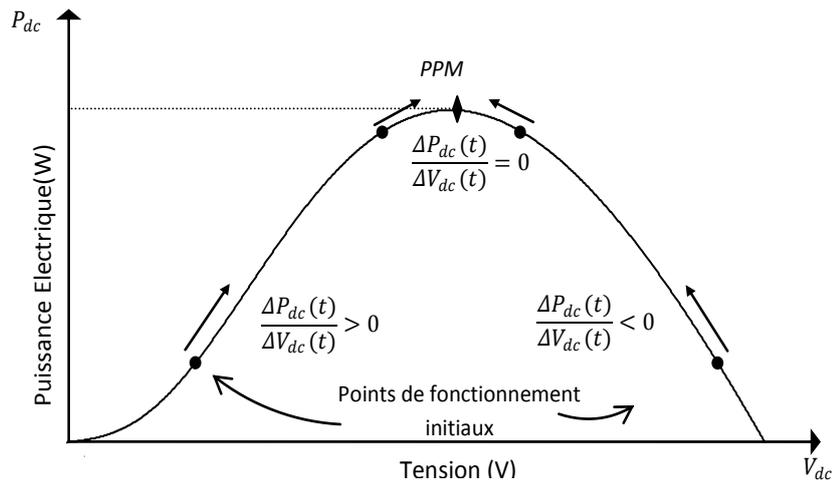


Figure 3.3 : Processus de poursuite de **PPM** basé sur le gradient de puissance.

3.6 Nouveau Algorithme **MPPT-I** [Dai15b]

3.6.1 Principe de la méthode

L'idée de base de cette méthode est d'utiliser deux modes de fonctionnement différents. Dans le premier mode, c'est la **P&O** classique à pas fixe pour les variations lentes de la vitesse du vent qui est conservée, pour laquelle un faible pas de perturbation est suffisant pour suivre le **PPM**. Sous une variation rapide de la vitesse du vent, la direction et l'amplitude du pas sont définies en se basant sur la caractéristique optimale auto-ajustée $V_{dcopt}=f(I_{dc})$. Cela permet d'amener rapidement le système au voisinage du **PPM**.

Comme il est mentionné précédemment, la relation (3.5) peut être utilisée pour réaliser le processus **MPPT**. Par la connaissance du coefficient K_{opt} , le contrôle **MPPT** est atteint par l'estimation de la tension de référence V_{dcopt} à partir du courant mesuré I_{dc} , le rapport cyclique est ajusté pour forcer le système à suivre la tension de référence. Une telle approche est similaire aux autres techniques basées sur des caractéristiques optimales, elle est caractérisée par une dynamique rapide de convergence. Cependant, il n'est pas facile d'avoir une valeur précise de K_{opt} (des tests expérimentaux sur chaque éolienne sous plusieurs vitesses du vent sont nécessaires). En plus, la valeur de K_{opt} ne demeure pas identique tout au long de la durée de vie du système à cause des changements des paramètres de l'éolienne.

Dans cette étude, la relation (3.5) est utilisée pour aider l'algorithme à déterminer l'amplitude et le signe du pas de perturbation sans tenir compte des variations de la puissance de sortie lorsque la vitesse du vent change rapidement.

En effet, le pas de perturbation est défini comme la distance entre la tension optimale obtenue par l'équation (3.5) et la tension mesurée V_{dc} à l'itération k , il est exprimé par :

$$\Delta d(k+1) = -\gamma(V_{dcopt}(k) - V_{dc}(k)) \quad (3.10)$$

L'équation (3.10) correspond à une équation d'un régulateur proportionnel discret. Le choix du coefficient γ est alors un compromis rapidité/dépassement du système. Une grande valeur de γ permet une grande dynamique pour le suivi de la tension de référence, mais le système pourrait être oscillatoire.

La figure 3.4 illustre comment cette caractéristique a été exploitée pour calculer le pas de perturbation. Considérons qu'initialement le premier mode (**P&O-PF**) soit parvenu au **PPM**, le point de fonctionnement continu à osciller autour du point 1. Si un changement brusque de la vitesse du vent de V_{w1} à V_{w2} s'opère, le point de fonctionnement se déplace alors au point 2. Si le pas de perturbation est calculé par l'équation (3.10), la direction du prochain pas de perturbation est défini en fonction de la position du point 2, à gauche ou à droite de la caractéristique optimale. Aussi, l'amplitude du pas de perturbation sera adaptée suivant la distance entre le point de fonctionnement et la courbe optimale. Un grand pas de perturbation est imposé pour un point de fonctionnement loin de la courbe optimale, alors qu'un faible pas est appliqué si le point de fonctionnement est proche de cette courbe.

Le coefficient K_{opt} est auto-ajusté en temps réel par l'algorithme si le **PPM** a été atteint sous le premier mode, tout simplement par l'utilisation de l'équation (3.5), dont la tension et le courant sont mesurés à ce point-là. La nouvelle valeur de $K_{opt}(k)$ sera prise en considération à la prochaine utilisation du deuxième mode.

Pour détecter la présence du **PPM** quand il est effectif sous le premier mode, nous exploitons le fait que sous ce mode le système continu d'osciller autour du **PPM**, même si ce dernier est

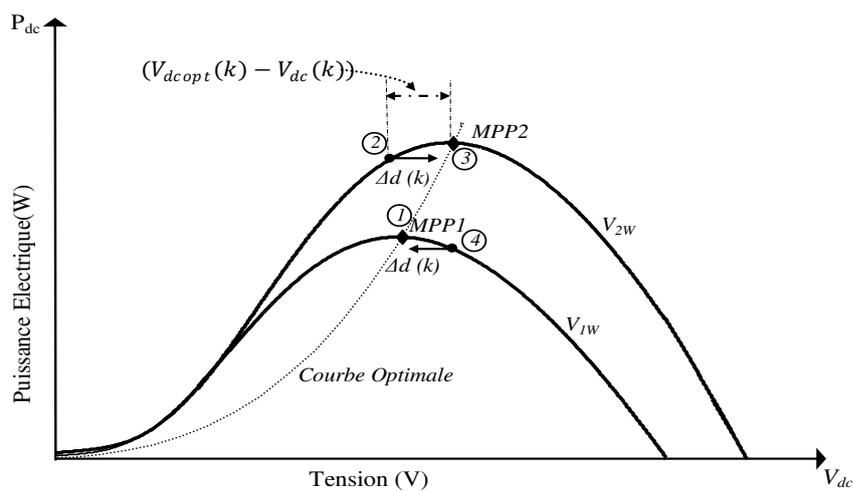


Figure 3.4 : Principe de fonctionnement de la technique sous le deuxième mode.

atteint à cause du changement périodique du signe de la perturbation. Ainsi, nous analysons la variable $\varepsilon(k)$ obtenue par la multiplication de l'ancien et de l'actuel signe du pas de perturbation comme suit :

$$\varepsilon(k) = \text{sign}(\Delta d(k-1))\text{sign}(\Delta d(k)) \quad (3.11)$$

Cette variable peut prendre deux valeurs soit $+1$ ou -1 . Elle change suivant la phase de fonctionnement de l'algorithme **P&O**, tel que :

- Dans la phase de recherche du **PPM**, la direction de la perturbation ne change pas d'une itération à une autre pour que le système converge vers le point de puissance maximale, on obtient donc $\varepsilon(k) = +1$.
- Une fois que le **PPM** est atteint, le $\text{signe}(\Delta d(k))$ change d'une itération à une autre, en conséquence $\varepsilon(k) = -1$.

3.6.2 Initialisation de l'algorithme

La valeur initiale du coefficient $K_{opt}(0)$ devrait être choisie la plus proche possible de la valeur optimale. Ceci, afin de permettre une convergence rapide au voisinage du **PPM** dans le cas où une variation rapide de la vitesse du vent a eu lieu au démarrage de l'algorithme. Dans ce cas, il n'est pas nécessaire de connaître cette quantité avec précision, une valeur approximative est suffisante pour l'initialisation de l'algorithme. Nous considérons que pour un système éolien donné, le point de fonctionnement nominal de la machine électrique correspond à un point de fonctionnement proche du **PPM** pour une vitesse du vent spécifique [Kor14]. Donc, la valeur initiale de ce coefficient peut être prise comme :

$$K_{opt}(0) = \frac{V_{dc-nom}}{I_{dc-nom}^{1/2}} \quad (3.12)$$

Avec V_{dc-nom} et I_{dc-nom} qui sont respectivement la tension et le courant à la sortie du redresseur correspondants à la tension et aux courants nominaux de la machine.

3.6.3 Détection du changement rapide de la vitesse du vent

La vitesse du vent est une information nécessaire pour l'algorithme proposé afin de sélectionner le mode de fonctionnement approprié.

Puisque, le rapport cyclique du hacheur a été utilisé par l'algorithme **P&O** pour perturber le système, la tension V_{dc} évolue librement. Donc, elle peut être analysée pour détecter les changements rapides de la vitesse du vent.

L'expression de la tension V_{dc} en fonction du couple de la machine et celui de la turbine est obtenue en remplaçant (2.4) et (3.3) dans l'expression (2.5) (en négligeant les frottements visqueux)

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{K_{uJ}} \left(\frac{1}{2} \rho S K_u \frac{V_W^3}{V_{dc}} C_P - T_e \right) \quad (3.13)$$

Nous pouvons constater d'après l'expression (3.13) que la dérivée de la tension s'annule si le couple exercé par la machine est équivalent au couple produit par la turbine, cela correspond à un point d'équilibre. Donc, toute différence du couple sera projetée sur la dérivée de la tension V_{dc} . Cette différence pourrait être la cause d'une variation de vitesse du vent ou due au changement du pas de perturbation. Par conséquent, il est nécessaire de différencier les deux cas pour un fonctionnement pertinent du détecteur.

Prenons en considération que la détection d'un changement rapide de la vitesse du vent est utilisée uniquement pour commuter l'algorithme du mode 1 au mode 2. Cela signifie que si le deuxième mode est activé, la décision de l'algorithme pour commuter au premier mode ne sera pas influencée par la sortie du détecteur. De l'autre côté, sous le mode 1, l'amplitude du pas de perturbation est faible et la dérivée de la tension associée est aussi faible. Donc, la comparaison de la valeur de cette dérivée de tension V_{dc} avec un seuil prédéterminé est exploitable pour détecter les changements de la vitesse du vent.

Pour limiter l'algorithme à la détection des changements significatifs de la vitesse du vent, la différence entre la tension V_{dc} pour deux itérations successives est évaluée. En valeur absolue, cette quantité sera comparée avec un seuil de tolérance μ définissant la sensibilité de l'algorithme. Si elle est supérieure à μ , donc le vent a changé rapidement.

3.6.4 Méthodologie de l'algorithme

L'algorithme est illustré par l'organigramme de la figure 3.5 et les étapes de fonctionnement sont résumées par les points suivants :

- Premièrement, le coefficient K_{opt} est initialisé en utilisant l'équation (3.12).
- Lecture de la tension V_{dc} et du courant I_{dc} mesurés à chaque itération k .
- Calcul de la puissance $P_{dc}(k)$ à partir de la tension et du courant et évaluation de la variation de P_{dc} et V_{dc} pour deux itérations successives.
- Surveillance en permanence de $\Delta V_{dc}(k)$ et du pas de perturbation $\Delta d(k)$.
 1. Si $\Delta V_{dc}(k)$ en valeur absolue dépasse le seuil μ , cela signifie que la vitesse du vent a changé rapidement, l'algorithme doit commuter sur le deuxième mode. Ce mode

reste actif tant que la détection du pas de perturbation définit dans le deuxième mode est inférieur à l'amplitude du pas fixe de la **P&O-PF** (utilisé en mode 1).

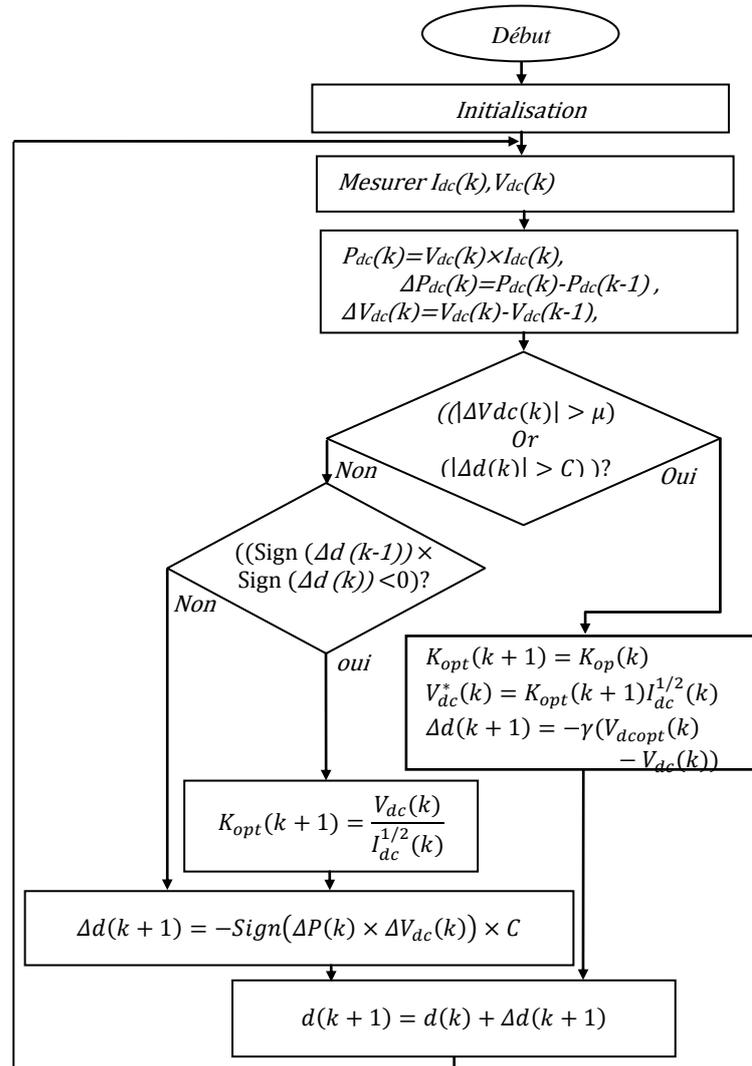


Figure 3.5 : Organigramme de l'algorithme **MPPT-I**.

- Si le pas de perturbation calculé dans le deuxième mode est inférieur à C et la vitesse du vent change lentement ($\Delta V_{dc} < \mu$), le premier mode est activé pour rechercher le **PPM** réel. Une fois que la puissance crête est détectée ($\mathcal{E}(k) = -1$), le coefficient $K_{opt}(k)$ est mis à jour.

3.7 Nouveau Algorithme **MPPT-II** [Dai15a]

3.7.1 Principe de la méthode

Le principe de cette approche est similaire à la technique **MPPT-I** décrite précédemment. Seulement, dans le premier mode nous remplaçons le pas fixe par un pas variable calculé en fonction du gradient de la puissance par rapport à la tension V_{dc} (équation (3. 9)), parmi les

avantages de cette nouvelle technique par rapport à la première méthode réside dans la nature de cet algorithme qui a la capacité de suivre le *PPM* sans aucune oscillation lorsque celui-ci est atteint.

Comme nous indiqué précédemment avec la méthode *MPPT-I*, la détection du *PPM* lorsqu'il est atteint sous le premier mode est nécessaire afin de calculer le coefficient K_{opt} . Nous exploitons le fait que le gradient de la puissance équivaut à zéro si le système se situe sur le point de fonctionnement optimal. La présence du *PPM* peut être vérifiée simplement en testant la condition suivante :

$$\frac{\Delta P_{dc}(k)}{\Delta V_{dc}(k)} \simeq 0 \quad (3.14)$$

Donc, la valeur précise du coefficient K_{opt} peut être calculée en utilisant l'équation (3.5).

3.7.2 Détection des changements de la vitesse du vent

Dans la première méthode développée dans la section précédente, l'algorithme de commande surveille en permanence les variations de la tension V_{dc} pour détecter indirectement les changements significatifs de la vitesse du vent. Cette approche ne pourrait pas être appliquée sur la deuxième méthode, parce que contrairement à la première méthode le pas de perturbation dans le mode *I* est aussi variable et peut prendre de grandes amplitudes. Donc, l'algorithme peut interpréter les changements de la tension V_{dc} , dus au pas de perturbation, comme une variation rapide de la vitesse du vent. L'utilisation d'une grande valeur de seuil pourrait résoudre ce problème, mais limite la sensibilité de l'algorithme à la détection des changements du vent.

Une technique novatrice a été proposée dans notre travail, elle consiste à analyser le gradient de la puissance utilisée pour calculer le pas de perturbation dans le premier mode afin de détecter les variations significatives de la vitesse du vent. La figure 3.6 montre l'évolution de la pente de la puissance par rapport à la tension V_{dc} pour deux cas : vitesse du vent constante (figure 3.6 (a)) et vitesse du vent avec de brusques changements (figure 3.6 (b)). Dans les deux cas, l'algorithme est supposé opérationnel en mode *I* (*P&O* basé sur le gradient de la puissance).

Il est observable sur la figure 3.6 (b) que la courbe de la puissance en fonction de la tension V_{dc} est une fonction lisse. Elle est quasi-linéaire pour les points de fonctionnement loin de la puissance crête et courbée au voisinage du point optimal. Ainsi, l'amplitude du pas de perturbation utilisant la *P&O* basée sur le gradient de la puissance change en fonction de l'emplacement du point de fonctionnement. Elle est grande pour un point de fonctionnement loin du *PPM* et faible quand le système approche le point de puissance crête. Donc, pour une vitesse du vent constante, les valeurs du gradient de la puissance pour deux itérations

consécutives peuvent être supposées sensiblement égales indépendamment de l'emplacement du point de fonctionnement.

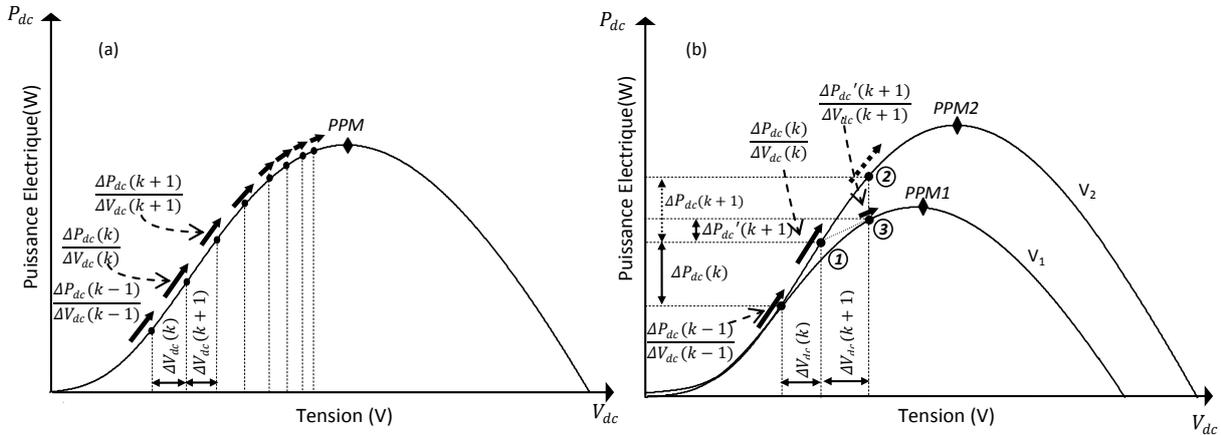


Figure 3.6 : Evolution du gradient de la puissance, (a) pour une vitesse du vent constante, (b) pour un changement brusque de la vitesse du vent.

Considérons qu'un changement brusque de la vitesse du vent de V_{W1} à V_{W2} a eu lieu entre l'itération k et $k+1$ (voir figure 3.6(b)). A partir du pas de perturbation $\Delta d(k+1)$ calculé à l'itération k , le point de fonctionnement sera déplacé du point 1 au point 3, il en résulte une augmentation de la puissance de sortie $P_{dc}'(k+1)$. La pente de la puissance à l'itération $k+1$ calculée avec $\Delta V_{dc}(k+1)$ et $\Delta P_{dc}'(k+1)$ est largement inférieure à la pente de la puissance à l'itération k . De façon similaire, lorsque la vitesse du vent augmente, la pente de la puissance à l'itération $k+1$ est supérieure à la pente à l'itération précédente. Ce état de fait peut être utilisé pour détecter toutes les variations de la vitesse du vent, simplement en comparant en termes de valeur absolue la différence entre les pentes aux deux itérations successives k et $k+1$ avec un certain seuil δ . Si la différence dépasse δ , alors la vitesse du vent a changé rapidement et l'algorithme doit basculer sur le deuxième mode. Ceci peut être formulé comme suit :

$$\left| \frac{\Delta P_{dc}(k)}{\Delta V_{dc}(k)} - \frac{\Delta P_{dc}(k-1)}{\Delta V_{dc}(k-1)} \right| \geq \delta \quad (3.15)$$

Avec δ qui est un gain définissant la sensibilité de l'algorithme pour la détection de la variation de la vitesse du vent. Pratiquement, la différence entre les pentes de la puissance pour deux itérations successives à une vitesse du vent constante n'est pas tout à fait nulle. Pour garantir un fonctionnement correct du détecteur, δ doit être choisi supérieur à la valeur maximale de la différence entre la pente de puissance entre k et $k+1$ dans le cas où la vitesse du vent est constante. La plage de variation de cette quantité est évaluée au moyen de simulation pour plusieurs valeurs de vitesse du vent. Dans chaque essai, nous avons enregistré la variation de cette quantité en pourcentage. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$\Delta \left(\frac{\Delta P_{dc}(k)}{\Delta V_{dc}(k)} \right) (\%) = \left| \frac{\frac{\Delta P_{dc}(k)}{\Delta V_{dc}(k)} - \frac{\Delta P_{dc}(k-1)}{\Delta V_{dc}(k-1)}}{\frac{\Delta P_{dc}(k-1)}{\Delta V_{dc}(k-1)}} \right| 100\% \quad (3.16)$$

Nous avons trouvé que la plage de variation de la différence des pentes varie entre 1.78% et 4.2% pour tous les cas testés.

La valeur maximale est prise en considération pour choisir la valeur du seuil δ comme suit :

$$\delta > 0.042 \left| \frac{\Delta P_{dc}(k-1)}{\Delta V_{dc}(k-1)} \right| \quad (3.17)$$

En remplaçant l'équation (3.9) dans (3.17), et prenant en considération la valeur maximale du pas de perturbation Δd_{max} , l'inégalité (3.17) devient :

$$\delta > \frac{0.042}{\alpha} \Delta d_{max} \geq \frac{0.042}{\alpha} |\Delta d(k-1)| \quad (3.18)$$

Dans la simulation et les tests pratiques, la valeur de δ a été prise égale à $0.08 \Delta d_{max}/\alpha$. Cela permet de distinguer entre la variation de la puissance due au changement de la vitesse du vent et celle causée par le pas de perturbation.

3.7.3 Méthodologie de l'algorithme

La figure 3.7 montre le synoptique de la méthode proposée **MPPT-II**. Les principales fonctionnalités de l'algorithme proposé peuvent être divisées en quatre blocs comme il est illustré sur cette figure 3.7.

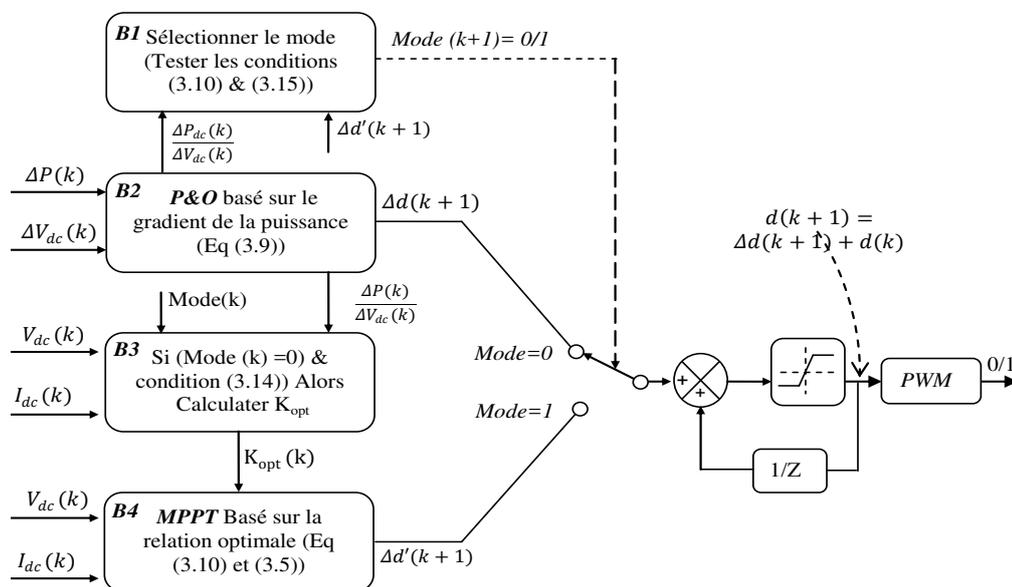


Figure 3.7 : Synoptique de la méthode **MPPT-II** proposée.

Bloc B1 : Sélectionne le mode de fonctionnement $mode(k) = 0$, il signifie que le pas de perturbation est déterminé en se basant sur le gradient de la puissance par rapport à la tension du bus continu, autrement ($mode(k) = 1$), le pas est calculé en utilisant la relation optimale

(équation (3.10)). L'algorithme vérifie deux conditions pour modifier l'état de ce drapeau. Premièrement, si la vitesse du vent change rapidement, elle est détectée à travers le test de la condition (3.15). Le drapeau est forcé à 1 pour éviter la mauvaise direction de l'algorithme **P&O**. Une fois que le $mode(k)=1$ est sélectionné, il ne changera pas jusqu'à la détection que la distance entre le point de fonctionnement et le point optimal défini sur la base de la relation optimale devient faible, ce qui signifie que les changements de la vitesse du vent sont lents et le point de fonctionnement se trouve à proximité du point optimal. Cette condition peut être formulée par :

$$|\Delta d'(k+1)| \leq \delta \quad (3.19)$$

Avec $\Delta d'(k+1)$ qui est le pas de perturbation calculé à partir de l'équation (3.10) et δ est une constante positive. Si cette condition est vérifiée, l'algorithme commute sur le premier mode pour rechercher le point de fonctionnement optimal réel.

Bloc B2 : Le pas de perturbation est calculé sur la base du gradient de la puissance par rapport à la tension V_{dc} (équation (3.9)). La valeur inférieure du pas de perturbation doit être limitée pour éviter le débordement du calcul du gradient de la puissance.

Bloc B3 : Si le premier mode est actif ($mode = 0$) et le **PPM** est atteint, lequel est détecté par la vérification de la condition ((3.14)), le coefficient K_{opt} sera calculé à partir des grandeurs $I_{dc}(k)$ et $V_{dc}(k)$ mesurées à l'itération k .

Bloc B4 : Le pas de perturbation est évalué en se basant sur une relation optimale et la mesure de $I_{dc}(k)$ et $V_{dc}(k)$ (équation ((3.10) et (3.5)).

3.8 Validation par simulation et expérimentale de l'algorithme MPPT-I

3.8.1 Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de la technique **P&O-PF** classique comparée à ceux obtenues avec l'approche **MPPT-I** pour un profil de vitesse du vent qui change rapidement illustré sur la figure 3.8. Pour l'algorithme **P&O-PF**, nous avons utilisé deux niveaux du pas de perturbation à savoir, un faible et un grand. Les conditions et les paramètres de la simulation exploités dans ces tests sont donnés dans l'annexe C.

La comparaison entre les deux techniques est faite par l'observation de la puissance électrique à la sortie du redresseur (figure 3.9), du coefficient de la puissance C_p (figure 3.10) et du rapport cyclique d du hacheur (figure 3.11) pour les deux techniques.

En premier lieu, nous examinons une comparaison entre la technique **P&O-PF** avec un faible et un grand pas de perturbation. Nous pouvons observer sur les figures 3.9, 3.10 et 3.11 que

l'algorithme **P&O** avec un grand pas de perturbation permet de suivre rapidement le **PPM** par rapport à la technique **P&O** avec un faible pas de perturbation dans toutes les transitions de la vitesse du vent. Cependant, les oscillations de la puissance autour du **PPM** sont très grandes dans le cas de l'algorithme **P&O** avec un grand pas de perturbation. Egalement, il est à noter que lors de l'augmentation de la vitesse du vent de 5 m/s à 8 m/s et de 4.5 m/s à 10 m/s, l'algorithme **P&O** conventionnel avec les deux pas de perturbation diverge notablement du **PPM**. En effet, au lieu de diminuer le pas de perturbation pour contraindre le point de fonctionnement à converger vers le **PPM**, l'algorithme **P&O** classique l'augmente. Le cas le plus défavorable est enregistré lorsque la vitesse du vent change de 4.5m/s à 10 m/s. Le rapport cyclique du hacheur est augmenté jusqu' à la valeur maximale limite ($d=1$). Cela peut entraîner une grande accélération de la turbine éolienne. Par conséquent, les parties mécaniques de la turbine sont susceptibles d'être endommagées. Après la stabilisation de la vitesse du vent, l'algorithme **P&O** converge sur un rapport cyclique correspondant à la valeur optimale et permettant de capter la puissance maximale.

D'autre part, nous pouvons remarquer à partir de la courbe de la puissance électrique (figures 3.9) et du coefficient de puissance C_p (figure 3.10) que par comparaison avec l'algorithme **P&O-PF** (faible ou grand pas de perturbation), l'algorithme **MPPT-I** proposé suit rapidement et efficacement le **PPM** dans tous les cas de variation de la vitesse du vent. Une exception est à noter lors du démarrage ($t=0$), ceci est due à la mauvaise initialisation du coefficient K_{opt} , puisque dans ce test il est initialisé par une valeur $K_{opt}=0.1\times 10^{-3}$ très inférieure à la valeur optimale $K_{opt}=0.87\times 10^{-3}$ (voir figure 3.12). Il est observable également que les oscillations de la puissance électrique en régime permanent sont réduites par rapport l'algorithme **P&O** conventionnel. De plus, pour chaque variation de la vitesse du vent, l'algorithme proposé la détecte correctement et commute au premier mode (mode=1) dans lequel le pas de perturbation est variable. Lorsque le système arrive au voisinage du **PPM**, l'algorithme commute le mode de fonctionnement en mode=0 dans lequel un faible pas de perturbation est utilisé pour rechercher le **PPM** précis. A l'approche du **PPM**, l'algorithme calcule le coefficient K_{opt} correspondant à ce point. Par ailleurs, le coefficient K_{opt} n'est pas unique, il varie entre 0.87×10^{-3} et 0.63×10^{-3} pour une plage de variation de la vitesse du vent entre 4.5 et 10 m/s. L'utilisation de ce coefficient pour calculer le pas de perturbation dans le deuxième mode ne garantit pas la convergence sur le point de fonctionnement au **PPM** précis mais il assure une convergence au voisinage du **PPM** réel.

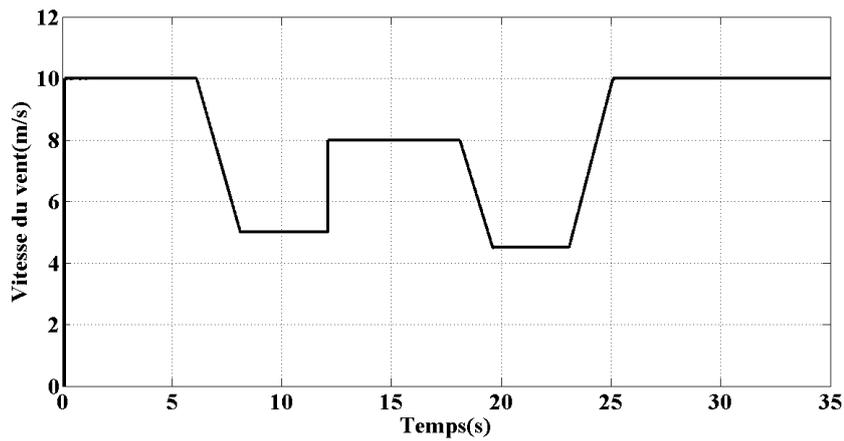


Figure 3.8 : Allure du profil du vent utilisé.

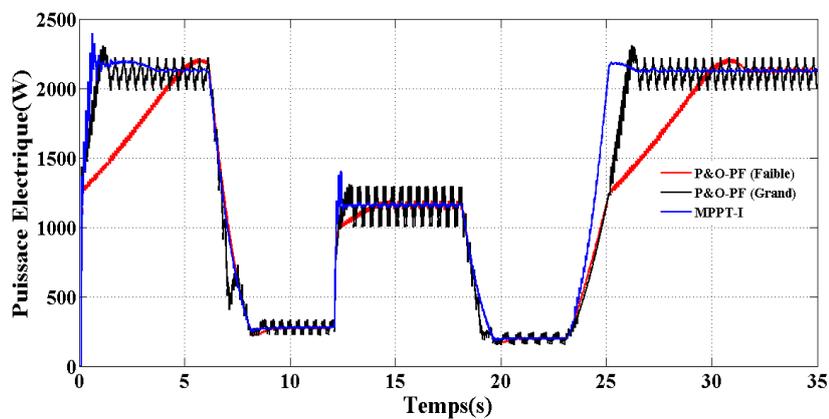


Figure 3.9 : Puissance à la sortie du redresseur obtenue par l'algorithme *P&O-PF* et la technique proposée *MPPT-I*.

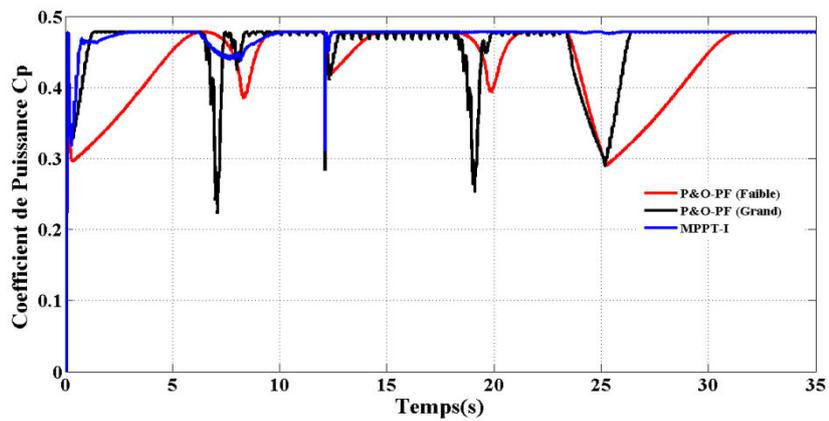


Figure 3.10 : Coefficient de puissance pour l'algorithme *P&O-PF* classique avec deux niveaux de pas de perturbation et la première technique proposée *MPPT-I*.

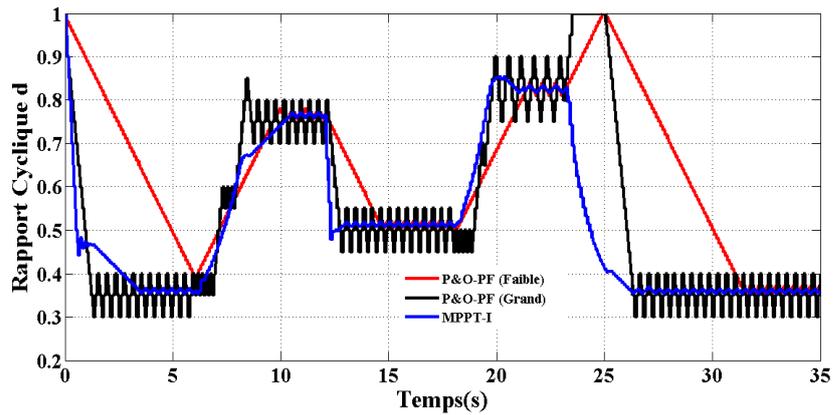


Figure 3.11 : Rapport cyclique du hacheur pour l'algorithme *P&O* classique avec deux pas de perturbation et la technique proposée *MPPT-I*.

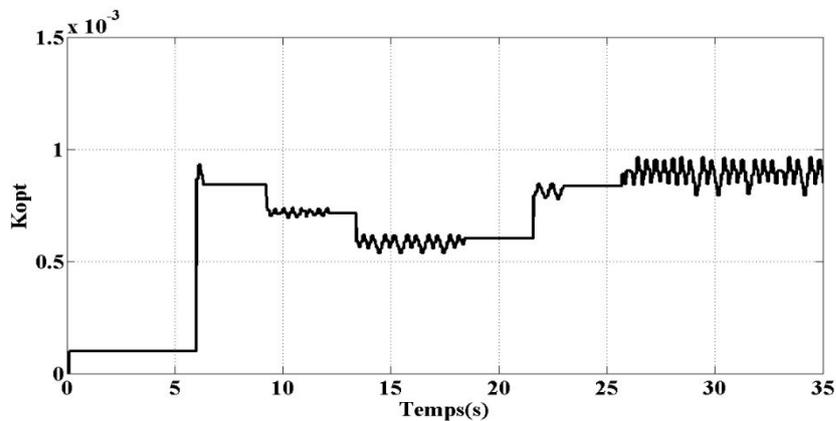


Figure 3.12 : Coefficient de la relation optimale utilisé par l'algorithme proposé *MPPT-I*.

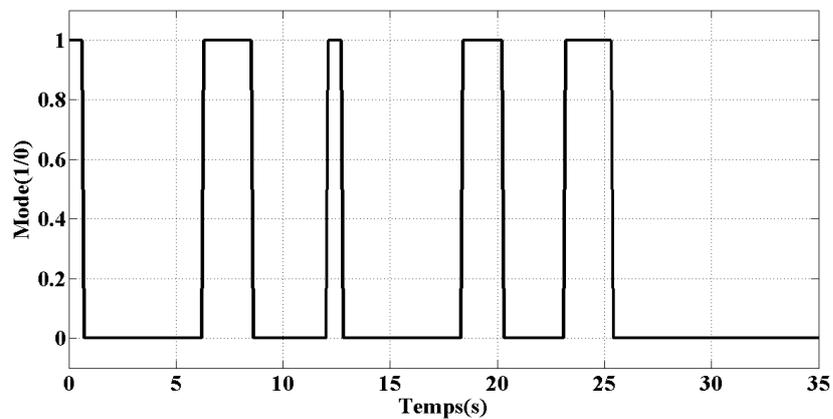


Figure 3.13 : Modes de fonctionnement de l'algorithme *MPPT-I*.

3.9.2 Résultats expérimentaux

3.8.2.1 Changement trapézoïdal de la vitesse du vent

Afin de valider l'algorithme *MPPT-I* proposée, une phase expérimentale a été menée au moyen du banc test développé au laboratoire présenté au deuxième chapitre. Les paramètres du système sont donnés dans l'annexe C.

Les figures 3.15 et 3.16 présentent les résultats expérimentaux du comportement de l'algorithme *P&O* conventionnel avec un faible et un grand pas de perturbation respectivement pour le même profil de vitesse du vent illustré sur la figure 3.14. En effet, la vitesse du vent varie rapidement de 4.4 à 8 m/s sur un intervalle de temps de 0.2 s, puis de 8 à 7 m/s sur un intervalle de temps de 0.1 s et finalement de 7 à 6 m/s toujours sur un temps de transition de 0.1s. Nous pouvons observer sur ces deux figures que le temps mis par le système pour atteindre le *PPM* est faible pour l'algorithme *P&O-PF* avec un grand pas de perturbation par rapport à celui de l'algorithme *P&O-PF* avec un faible pas. C'est l'inverse en ce qui concerne les oscillations de la puissance autour du *PPM* en régime statique quand la vitesse du vent est constante. Elles sont évidemment plus importantes dans le cas de l'algorithme *P&O-PF* à grand pas comparées à celles de l'algorithme *P&O-PF* à faible pas.

La figure 3.17 montre les résultats expérimentaux obtenus avec l'algorithme proposé *MPPT-I*. Ces résultats attestent clairement que les performances du système sont améliorées aussi bien au régime dynamique qu'au régime statique. L'algorithme ajuste rapidement et efficacement le rapport cyclique d du hacheur pour poursuivre le *PPM* lorsqu'un changement de la vitesse du vent est présent. Un autre point remarquable réside dans la présence de très faibles oscillations de la puissance au régime statique lorsque la vitesse du vent est constante.

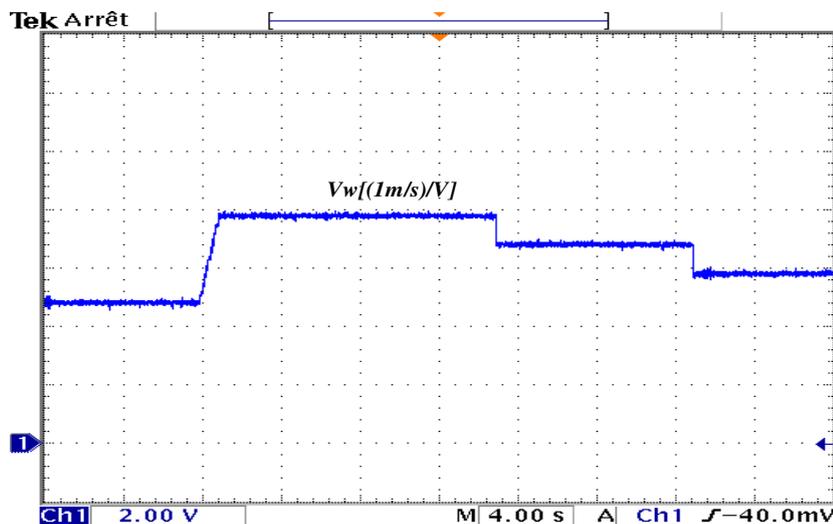


Figure 3.14 : Profil pour la vitesse du vent retenu.

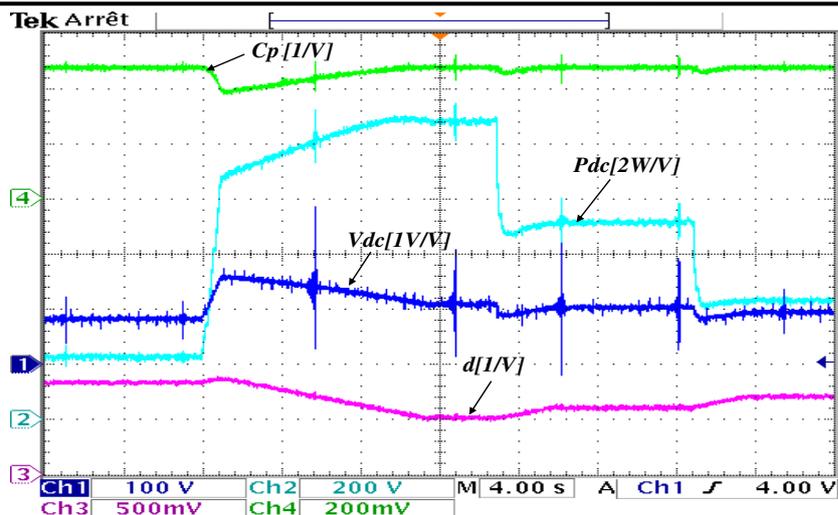


Figure 3.15 : Résultats pratiques avec l'algorithme *P&O-PF* avec un faible pas ($C=0.0025$).

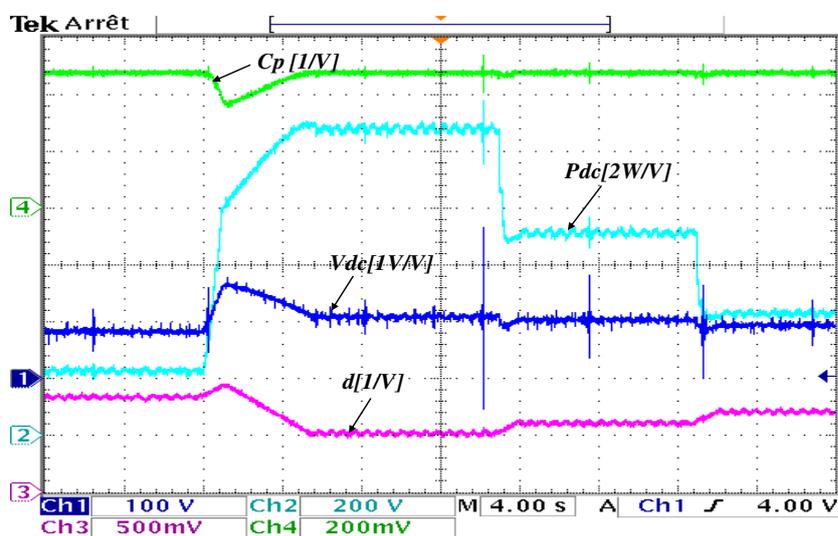
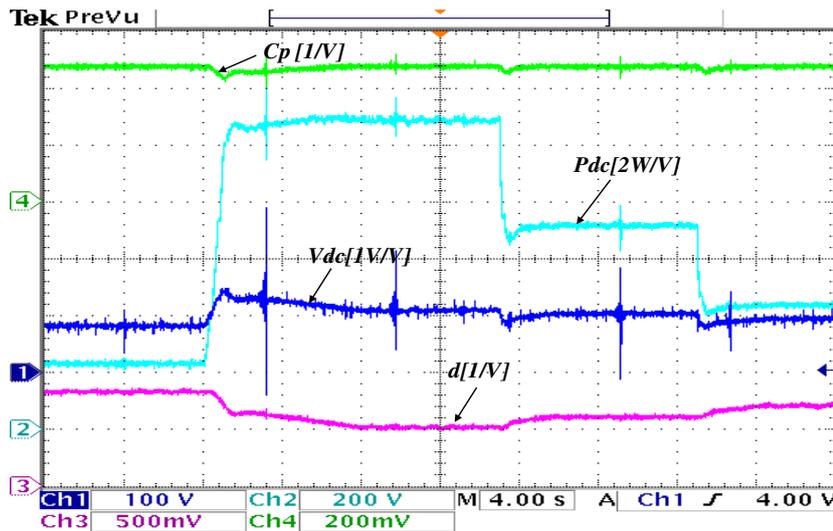


Figure 3.16 : Résultats pratiques avec l'algorithme *P&O-PF* avec un grand pas ($C=0.01$).

Figure 3.17 : Résultats pratiques avec l'algorithme *MPPT-I*.

3.8.2.2 Profil d'un vent fluctuant

Dans ce test, nous avons examiné le comportement de l'algorithme conventionnel *P&O-PF* et celui de la technique proposée *MPPT-I* pour comparer l'efficacité des deux approches pour un profil de vitesse du vent donné sur la figure 3.19. Les figures 3.18 et 3.19 présentent les résultats expérimentaux de la technique classique *P&O-PF* et la technique proposée *MPPT-I*. Il en ressort de ces deux figures que le coefficient de puissance C_p est nettement moins fluctuant dans le cas de la technique *MPPT-I* par rapport à l'approche *P&O-PF* témoignant ainsi de la bonne efficacité de la méthode élaborée dans la capture de la puissance éolienne. En effet, la caractéristique du coefficient de réglage de la figure 3.18, correspondant à l'algorithme classique *P&O-PF*, présente de fortes fluctuations aux transitions rapides de la vitesse. Ainsi, lorsque la vitesse du vent augmente rapidement, le rapport cyclique diverge vers la valeur de la limite supérieure ce qui entraîne l'accélération de la turbine. Par contre, le rapport cyclique oscille lors de la diminution rapide de la vitesse du vent. Au contraire, nous pouvons observer que l'algorithme proposé détecte les changements rapides de la vitesse du vent avec succès dans tous les cas et il bascule au premier mode dans lequel il converge vers le point de puissance maximale.

Dans le but de quantifier l'amélioration apportée par l'algorithme *MPPT-I* par rapport à l'approche conventionnelle *P&O-FP*, les deux courbes de puissance obtenues avec l'algorithme classique *P&O-FP* et l'algorithme proposé pour le profil de vitesse du vent ont été intégrées sur la même période du temps (75 s). Les résultats de l'évolution de l'énergie en fonction du temps pour les deux algorithmes sont donnés sur la figure 3.20. De ces résultats, nous avons trouvé que

la quantité d'énergie captée par le système avec l'algorithme proposé est supérieure de 7.31% à celle captée avec le système avec l'algorithme classique *P&O-PF*.

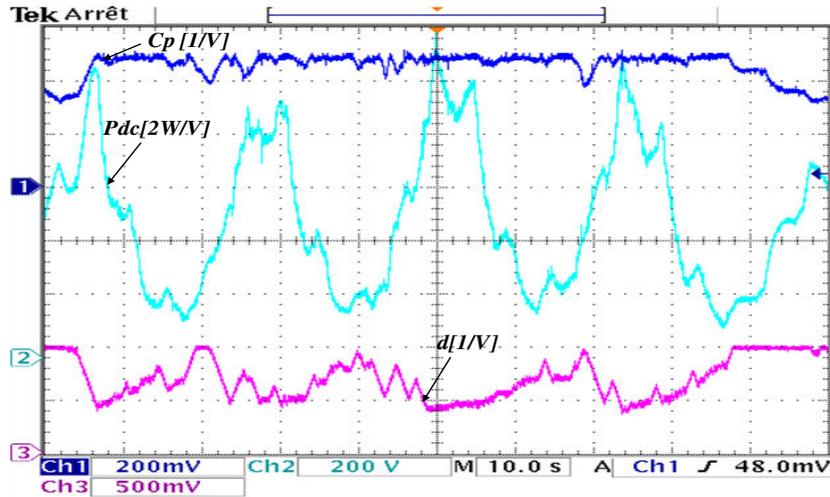


Figure 3.18 : Résultats pratiques sous un profil du vent fluctuant avec *P&O-PF* ($C=0.02$).

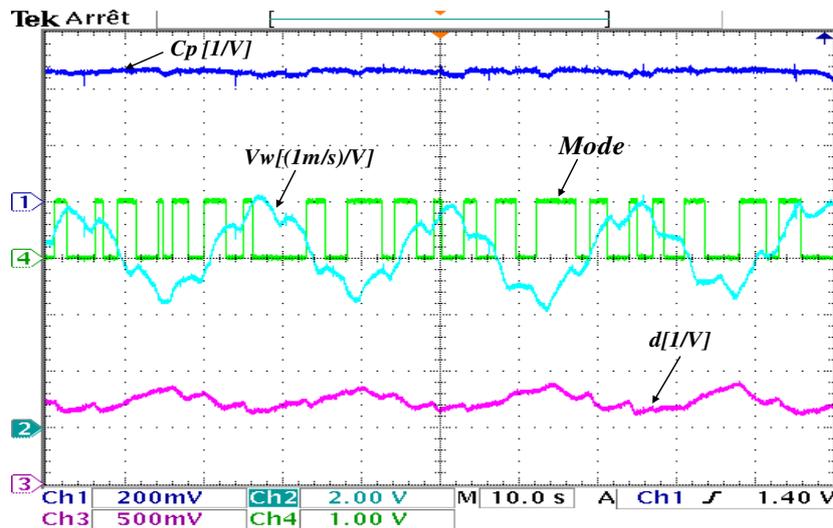


Figure 3.19 : Résultats pratiques sous un profil du vent fluctuant avec *MPPT-I*.

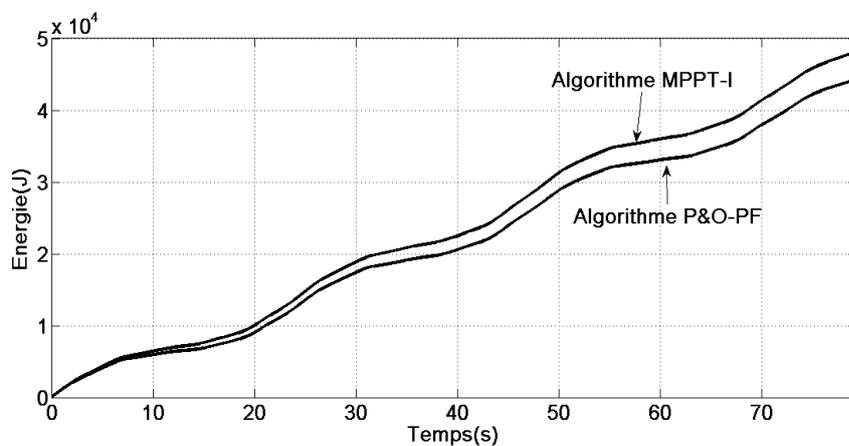


Figure 3.20 : Evolution de l'énergie captée pour l'algorithme proposé et conventionnel.

3.9 Validation par simulation et expérimentale de l'algorithme *MPPT-II*

3.9.1 Résultats de simulation

Les conditions et les paramètres de la simulation utilisés dans ces tests sont donnés dans l'annexe C.

Les figures 3.22 et 3.23 illustrent les résultats de simulation des deux algorithmes, l'algorithme *P&O* basé sur le gradient de la puissance (*P&O-PV*) et le nouvel algorithme *MPPT-II* pour le même profil du vent utilisé pour la simulation précédente (figure 3.21). Les figures 3.24 et 3.25 correspondent aux signaux issus de l'algorithme proposé *MPPT-II*, respectivement l'évolution du coefficient de la relation optimale $V_{dc}=f(I_{dc})$ et les modes de fonctionnement. A partir de ces figures, nous pouvons observer qu'au démarrage de la simulation, l'algorithme *P&O-PV* suit le *PPM* avec un pas de perturbation variable (figure 3.23). Quant le point maximum de puissance est atteint, le pas de perturbation diminue. Avec l'approche *MPPT-II* et suite à une détection de la variation rapide de la vitesse du vent, l'algorithme commute au deuxième mode (mode=1). En présence de la puissance optimale sous le deuxième mode, l'algorithme cherche le *PPM* réel sous le premier mode (figure 3.25). En plus, nous pouvons observer qu'au démarrage ($t=0$), quand le premier mode est actif, malgré le grand pas de perturbation, l'algorithme reste sur le premier mode.

Les résultats exposés sur les figures 3.22 et 3.23 démontre clairement que l'algorithme *P&O-PV* diverge complètement du *PPM* quand la vitesse du vent augmente rapidement de 4.5 m/s à 10 m/s. Ce dernier présente également de grandes oscillations de puissance quand la vitesse du vent diminue du fait que durant la diminution de la vitesse du vent, l'algorithme observe une grande variation de la puissance électrique. Par conséquent, un grand pas avec signe positif ou négatif est appliqué.

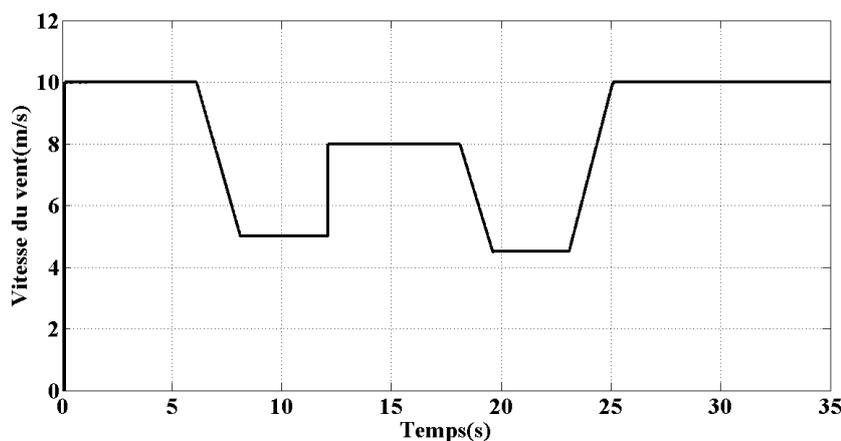


Figure 3.21 : Allure de profil du vent utilisé.

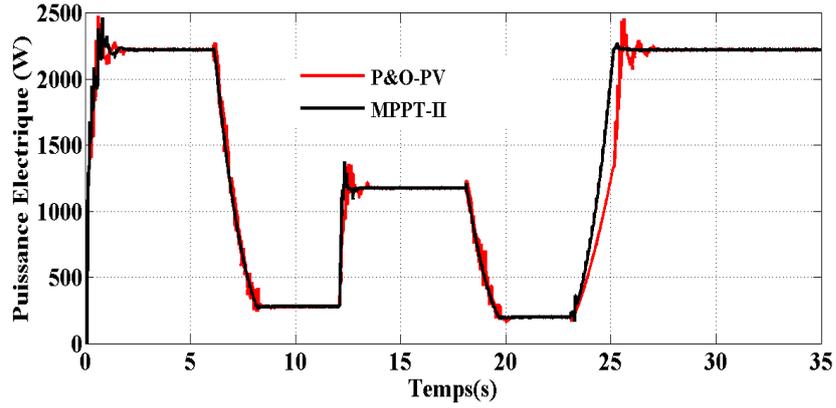


Figure 3.22 : Puissance à la sortie du redresseur obtenue par l’algorithme *P&O-PV* et la technique proposée *MPPT-I*.

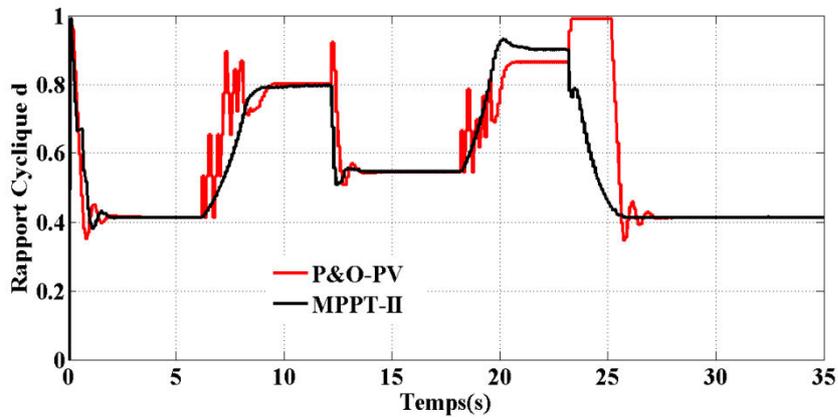


Figure 3.23 : Rapport cyclique du hacheur pour l’algorithme *P&O-PV* et la technique proposée *MPPT-II*.

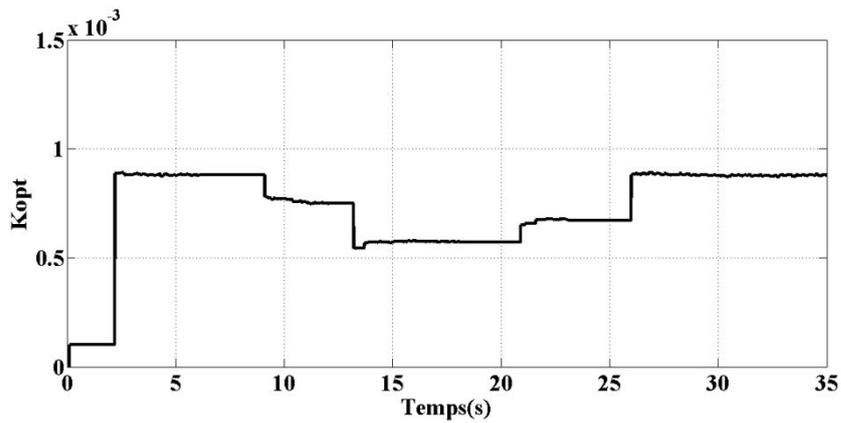


Figure 3.24 : Coefficient de la relation optimale utilisé dans l’algorithme proposé *MPPT-II*.

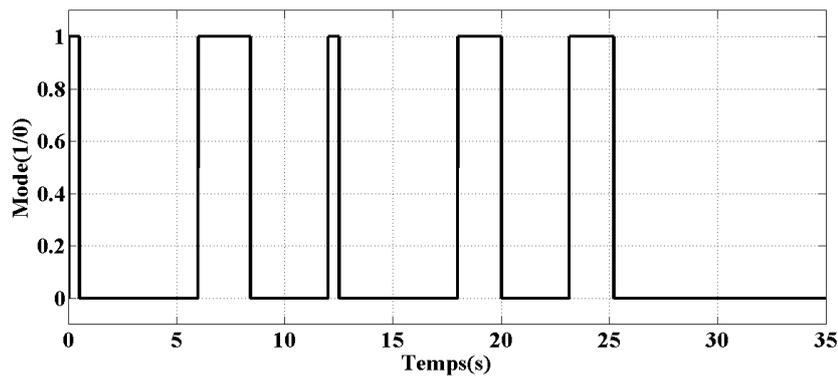


Figure 3.25 : Modes de fonctionnement de l'algorithme *MPPT-II*.

Avec la nouvelle technique *MPPT-II*, le système réagit convenablement avec toutes les variations de la vitesse du vent. Ainsi, l'algorithme détecte avec succès la variation de la vitesse du vent. Par la suite, le système bascule sur le deuxième mode de fonctionnement (mode=1), où le pas de perturbation est ajusté correctement en amplitude ou en signe. Au fur et à mesure que le pas de perturbation devient faible et que la vitesse du vent change lentement, l'algorithme commute au premier mode (mode=0), dans lequel le pas de perturbation est déterminé en fonction du gradient de la puissance. Aussi, il peut être observé sur la figure 3.24 que le coefficient K_{opt} est mis à jour à la fin de chaque transition de la vitesse du vent quand cette dernière devient constante et le *PPM* est atteint. La valeur de ce coefficient n'est pas unique, il dépend de la vitesse du vent.

3.9.2 Résultats expérimentaux

3.9.2.1 Changement trapézoïdal de la vitesse du vent

Les figures 3.27 et 3.28 exposent les résultats pratiques de la réponse dynamique du système éolien étudié avec l'algorithme basé sur le gradient de la puissance *P&O-PV* et l'algorithme *MPPT-II* respectivement sous le même profil de vitesse du vent donné sur la figure 3.26.

A partir de ces deux figures, nous pouvons observer que les deux algorithmes opèrent sur la puissance maximum ($C_p \approx 0.48$) au régime stationnaire quand la vitesse du vent est constante. Cependant, dans le cas où la vitesse du vent augmente ou diminue rapidement, la qualité de la réponse de l'algorithme proposé est supérieure à celle de l'algorithme classique *P&O-PV* pour toutes les transitions de la vitesse du vent. En adéquation avec les résultats de simulation, l'algorithme *P&O* conventionnel diverge complètement du point optimal de la puissance durant l'augmentation rapide de la vitesse du vent. Comme le démontre les caractéristiques de figure 3.27, le coefficient de puissance chute jusqu'à 0.3 lorsque la vitesse du vent augmente de 4 m/s à

8 m/s. Le rapport cyclique augmente avec un grand pas jusqu'à la valeur limite supérieure, ce qui entraîne une grande accélération de la turbine (figure 3.26). D'autre part, durant les phases de décroissance de la vitesse du vent, la puissance électrique, le rapport cyclique ainsi que la vitesse de rotation présentent de grandes oscillations. Par conséquent, les parties mécaniques du système subissent de fortes contraintes dans ces conditions.

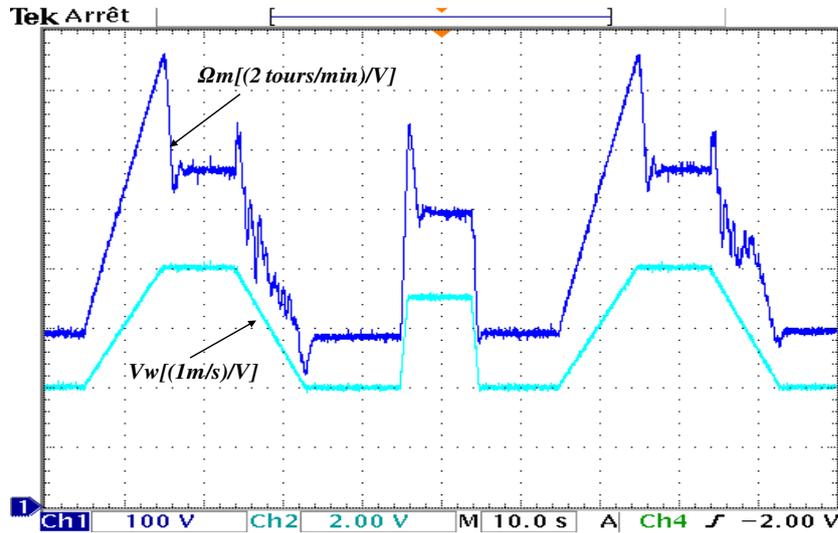


Figure 3.26 : Profil du vent test et de la vitesse de rotation de la turbine avec l'algorithme *P&O-*

PV.

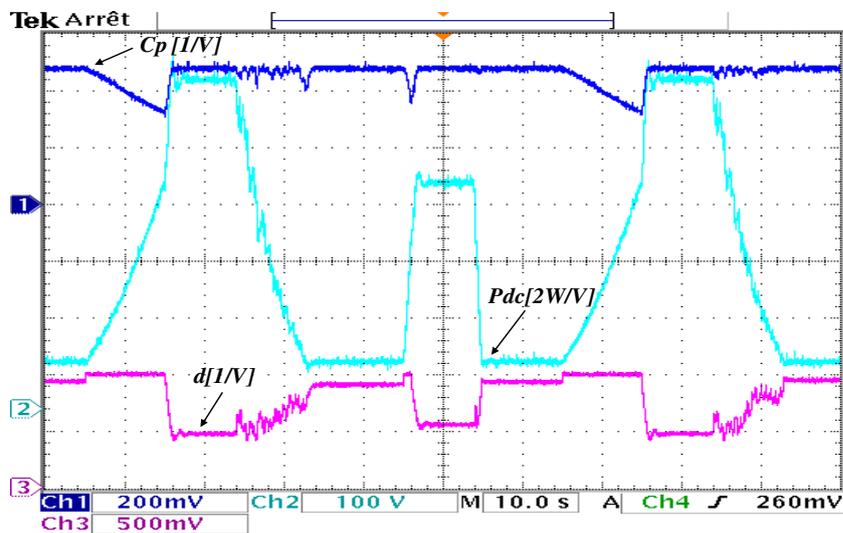


Figure 3.27 : Résultats pratiques avec l'algorithme *P&O-PV.*

Coefficient de puissance C_p , puissance électrique P_{dc} , rapport cyclique d .

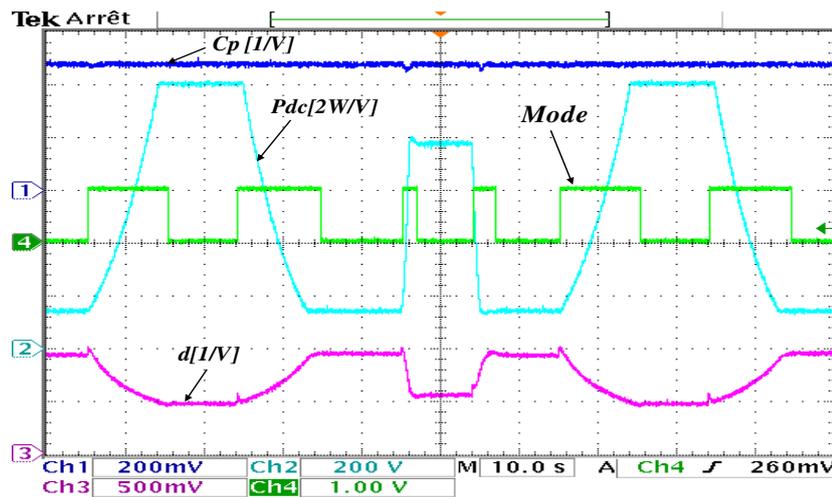


Figure 3.28 : Résultats pratique avec l'algorithme *MPPT-II*.

Coefficient de puissance C_p , puissance électrique P_{dc} , rapport cyclique d .

D'après la figure 3.28 il s'avère qu'avec l'algorithme *MPPT-II*, le système suit parfaitement le point de puissance maximale dans tous les cas. Grâce à la technique proposée, l'algorithme détecte les variations de la vitesse du vent et passe au deuxième mode (mode=1) pour éviter la divergence ou l'oscillation du système lorsque il est sujet à une transition rapide de la vitesse du vent.

3.9.2.2 Profil d'un vent fluctuant

L'objectif de ce test est de montrer l'efficacité de l'algorithme proposé *MPPT-II* à suivre le point maximum de puissance comparé avec la technique *P&O-PV* pour une vitesse du vent fluctuante donnée sur la figure 3.29.

Les figures 3.29 et 3.30 correspondent aux résultats pratiques des l'algorithmes *P&O* conventionnel et *MPPT-II* respectivement. Nous pouvons constater sur la figure 3.29 que le coefficient de puissance présente de grandes oscillations dans le cas de l'algorithme *P&O-PV*. De même, le rapport cyclique diverge vers la valeur limite supérieure lorsque la vitesse du vent augmente rapidement et présente des oscillations lorsque celle-ci diminue rapidement. A partir de la figure 3.30, il apparait que le coefficient de puissance reste toujours à sa valeur maximale malgré les fluctuations de la vitesse du vent, confirmant ainsi la quasi perfection de la recherche de la puissance maximale avec l'approche proposée. Pareillement, cet algorithme proposée détecte efficacement toutes les variations rapides de la vitesse du vent et commute donc au premier mode (mode=1). Avec les variations lentes, c'est le premier mode qui est opérationnel.

Afin de comparer la quantité d'énergie captée par le système avec l'algorithme conventionnel et le nouvel algorithme *MPPT-II* pour le profil du vent test retenu, l'intégration

temporelle des courbes de puissance sur une période du temps de 75 s est conduite. Les résultats obtenus sont reportés sur la figure 3.31. La quantité d'énergie captée par le système avec l'algorithme proposé est alors supérieure de 6.42% à celle captée avec le système utilisant l'algorithme *P&O* conventionnel.

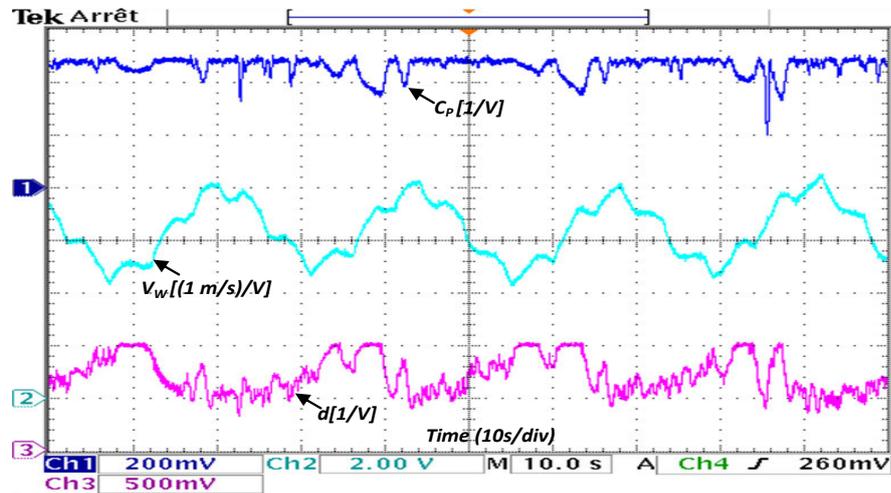


Figure 3.29 : Résultats pratiques sous un profil du vent fluctuant avec *P&O* basé sur le gradient de la puissance.

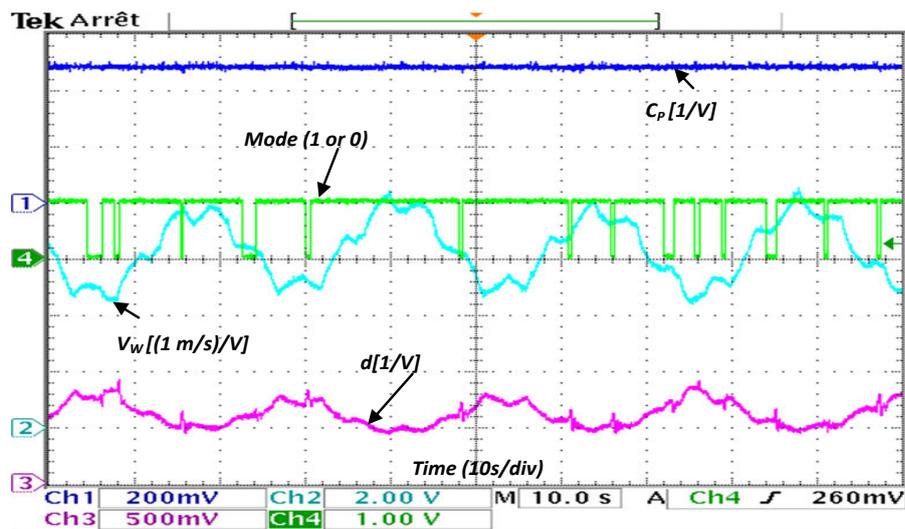


Figure 3.30 : Résultats pratiques sous un profil du vent fluctuant avec *MPPT-II*.

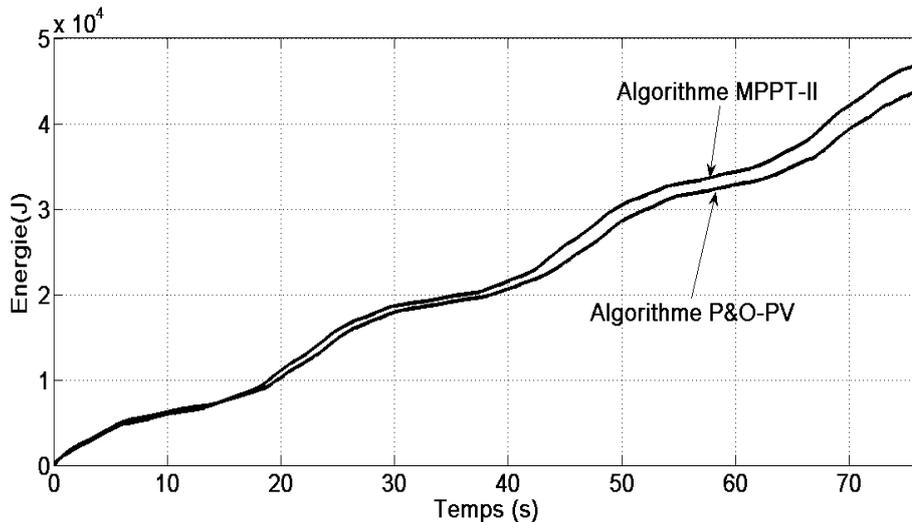


Figure 3.31 : Evolution de l'énergie captée pour l'algorithme proposé et conventionnel.

3.10 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté deux techniques MPPT sans capteurs mécaniques pour un système éolien de faible puissance afin d'améliorer l'efficacité énergétique de ce dispositif.

La chaîne de conversion d'énergie éolienne utilisée dans ce travail consiste en une machine synchrone à aimants permanents connectée à un redresseur triphasé à diodes avec un simple hacheur en sortie. Grâce à cette architecture, les algorithmes de commande **MPPT** étudiés ont été implémentés en utilisant seulement les mesures électriques basiques (tension et courant à la sortie du redresseur), évitant ainsi la présence de dispositifs de mesure mécaniques.

Le principe de fonctionnement des algorithmes proposés présentent des similitudes, il consiste à combiner les avantages de la technique **P&O** classique qui permet la recherche du point maximum de puissance sans connaissance de la caractéristique $C_p(\lambda)$ de la turbine avec la méthode **MPPT** à base d'une caractéristique optimale $V_{dcopt}=f(I_{dc})$, dans laquelle le système peut suivre le **PPM** avec une grande dynamique dans toutes les conditions de variation de la vitesse du vent. En effet, les algorithmes proposés fonctionnent en deux modes. Dans le premier mode, la recherche du point maximum de puissance est obtenue avec la méthode **P&O** à pas fixe pour la méthode **MPPT-I** et la **P&O** à base du gradient de puissance pour la deuxième méthode **MPPT-II**, ce mode est activé lorsque la vitesse du vent change lentement. Avec le deuxième mode, une caractéristique auto-ajustée $V_{dc}=f(I_{dc})$ pour les deux algorithmes développés a été utilisée pour calculer le pas de perturbation lorsque la vitesse du vent change rapidement. Cela permet d'éviter la divergence de l'algorithme **P&O** conventionnel sous ces conditions. La vitesse

du vent est une information primordiale pour les deux algorithmes afin qu'ils puissent commuter d'un mode de fonctionnement à un autre. Dans ce travail, l'algorithme détecte le changement de la vitesse du vent indirectement à partir des grandeurs utilisées par la commande. Dans la première méthode, la variation de la tension est comparée avec un seuil pour détecter les changements rapides de la vitesse du vent. Avec la deuxième méthode, la variation du gradient de la puissance a été exploitée pour détecter les transitions rapides de la vitesse du vent.

L'efficacité des deux techniques proposées *MPPT-I* et *MPPT-II* a été prouvée par des études en simulation sur la plateforme Matlab/SimulinkTM et par des résultats pratiques obtenues au laboratoire sur un banc d'essais sous plusieurs profils de vent. L'ensemble des résultats recueillis sur les deux approches *MPPT* proposées sont très convaincants et attestent bien que le comportement du système avec ces deux algorithmes innovants est notablement amélioré par rapport à celui des algorithmes conventionnels (*P&O-PF* ou *P&O-PV*). En particulier, le système piloté par les deux algorithmes *MPPT* développés peut suivre le point maximum de puissance durant toutes les transitions de la vitesse du vent. Par conséquent, la quantité d'énergie captée par la turbine est accrue et attestée.

Références bibliographiques

- [Car13] O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, R. Gonzalez-Medina, "Analysis of the control structure of wind energy generation systems based on a permanent magnet synchronous generator", *Appl Energ*, Vol. 103, pp. 522–538, March 2013.
- [Sad14] G. V. Sadegh, H. Rastegar, B. G. Gevork, "A new three-mode maximum power point tracking algorithm for doubly fed induction generator based wind energy conversion system", *Electr Pow Compo Sys*. Vol. 42, pp. 45–59, September. 2014.
- [Urt13] A. Urtasun, P. Sanchis, I. S. Martín, J. Lopez, L. Marroyo, "Modeling of small wind turbines based on PMSG with diode bridge for sensorless maximum power tracking", *Renew Energ*, Vol. 55, pp.138-149, July 2013.
- [Lij13] H. Lijun, L. Yongdong, R. G. Harley, "Adaptive multi-mode power control of a direct-drive PM wind generation system in a microgrid", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 1, pp. 217–225, December. 2013.
- [Haq08] M. E. Haque, M. Negnevitsky, K. M. Muttaqi, "A novel control strategy for a variable speed wind turbine with a permanent magnet synchronous generator," *IEEE Conference on Industry Applications Society Annual Meeting*, Edmonton, pp. 1–8, October. 2008

- [She09] B. Shen, B. Mwinyiwiwa, Z. Yongzheng, B. T. Ooi, "Sensorless maximum power point tracking of wind by DFIG using rotor position phase lock loop (PLL)", *IEEE T Power Electr*, Vol. 24, pp. 942–951, April. 2009.
- [Hun11] L. C. Hung, Y. Y. Hsu, "Effect of rotor excitation voltage on steady-state stability and maximum output power of a doubly fed induction generator", *IEEE T Ind Electron*. Vol. 58, pp.1096–1109, April 2011.
- [Tan04] K. Tan, S. Islam, "Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors", *IEEE Trans. Energy Convers*. Vol. 19, pp. 392–399, June. 2004.
- [Che01] Z. Chen, E. Spooner, "Grid power quality with variable speed wind turbines", *IEEE T Energy Conver*, Vol. 16, pp 148–154, June. 2001.
- [Zha11] H. B. Zhang, J. Fletcher, N. Greeves, S. J. Finney, B. W. Williams, "One-power-point operation for variable speed wind/tidal stream turbines with synchronous generators", *IET Renew Power Gen*, Vol. 51, pp. 99–108, January. 2011.
- [Kor14] I. Kortabarria, J. Andreu, I. M. Alegría, J. Jiménez, J. I. Gárate, E. Robles, "A novel adaptative maximum power point tracking algorithm for small wind turbines", *Renew Energ*, Vol. 63, pp. 785–796, March. 2014.
- [Kaz11] S. M. R. Kazmi, H. Goto, G. Hai-Jiao, O. Ichinokura, "A novel algorithm for fast and efficient speed-sensorless maximum power point tracking in wind energy conversion systems", *IEEE T Ind Electron*, Vol. 58, pp. 29–36, January. 2011.
- [Abd12] M. A. Abdullah, A. H. M. Yatim, C. W. Tan, R. Saidur, "A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems", *Renew Sust Energ Rev*, Vol. 16, pp. 3220–3227, June. 2012.
- [Kou06] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind energy conversion applications", *IEEE T Ind Electron*, Vol. 53, pp. 486–494, April. 2006.
- [Nea06] B. Neammanee, S. Sirisumranukul, S. Chatratana, "Control performance analysis of feedforward and maximum peak power tracking for small-and medium-sized fixed pitch wind turbines", *International Conference on Control Automation Robotics and Vision, ICARCV*, Singapore, pp 1–7, December. 2006.
- [Kes11] M. Kesraoui, N. Korichi, A. Belkadi, "Maximum power point tracker of wind energy conversion system" *Renew Energ*, Vol. 36, pp. 2655–2662, October. 2011.

- [Dai13] Z. M. Dalala, Z. U. Zahid, Y. Wensong, C. Younghoon , L. Jih-Sheng, "Design and analysis of an MPPT technique for small-scale wind energy conversion systems", IEEE T Energy Conver, Vol. 28, pp. 756–767, September. 2013.
- [Aub14] R. Aubrée, "Stratégies de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance ", Thèse de doctorat de l'Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes, France, 2014.
- [Dai15b] Y. Daili, J-P. Gaubert, L. Rahmani, "Implementation of a new maximum power point tracking control strategy for small wind energy conversion systems without mechanical sensors", Energ Convers Manage, Vol. 97, pp. 298–3.6, June. 2015.
- [Dai15a] Y. Daili, J-P. Gaubert and L. Rahmani, "New control strategy for fast-efficient maximum power point tracking without mechanical sensors applied to small wind energy conversion system", J. Renewable Sustainable Energy, Vol.7, pp.043102, July. 2015.

Commande des éoliennes de faibles puissances aux fortes vitesses du vent

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle structure de commande pour limiter la puissance mécanique de la turbine quand la vitesse de vent dépasse la valeur nominale de celle-ci, évitant ainsi l'utilisation d'un mécanisme mécanique d'orientation des pales de la turbine. Dans ce schéma de commande, un régulateur de la puissance mécanique est introduit en cascade avec une boucle interne de régulation de la tension redressée. Pour la régulation de la tension, nous avons utilisé en premier lieu un régulateur *PI* optimisé autour du point de fonctionnement nominal. Nous avons montré que ce régulateur ne garantit pas les performances souhaitées, si les conditions de fonctionnement changent. Pour assurer la marge de stabilité et les performances désirées de la régulation de la tension sur toute la plage de fonctionnement de l'éolienne, nous avons synthétisé une loi de commande basée sur la théorie quantitative de rétroaction, (*QFT*). L'étude des deux régulateurs *PI* et celui conçu suivant la méthodologie *QFT*, l'observateur de la puissance aérodynamique ainsi que la boucle de régulation de la puissance sont menées séparément par un développement théorique et une validation avec une mise en œuvre expérimentale. Nous avons validé l'architecture de la commande globale sur le banc d'essai du laboratoire.

Sommaire :

| | |
|---|------------|
| 4.1 Introduction | 92 |
| 4.2 Principe de la commande de l'éolienne aux fortes vitesses du vent | 93 |
| 4.3 Structure de la commande proposée | 96 |
| 4.4 Conception du régulateur de la boucle de tension | 97 |
| 4.4.1 Modélisation de la boucle de tension | 98 |
| 4.4.2 Modèle petit-signal de la boucle de tension..... | 98 |
| 4.4.3 Régulation de la tension par un correcteur proportionnel-intégral PI..... | 102 |
| 4.4.3.1 Validation expérimentale de la boucle de régulation de la tension avec PI103 | |
| 4.4.4 Régulation de la tension par un correcteur basé sur l'approche QFT | 105 |
| 4.4.4.1 Procédure de conception du régulateur QFT..... | 106 |
| 4.4.4.1.1 Génération de la Template d'incertitude | 107 |
| 4.4.4.1.2 Spécification des performances en boucle fermée | 107 |
| 4.4.4.1.3 Calcul des bandes QFT | 108 |
| 4.4.4.1.4 Synthèse du correcteur par «loop-shaping»..... | 108 |
| 4.4.4.1.5 Synthèse du pré-filtre d'entrée..... | 109 |
| 4.4.4.1.6 Analyse du correcteur synthétisé | 109 |
| 4.4.4.2 Validation de la régulation de la tension avec le correcteur QFT | 111 |
| 4.5 Synthèse de l'observateur de puissance aérodynamique | 113 |
| 4.5.1 Validation expérimentale de l'observateur | 114 |
| 4.6 Synthèse du régulateur de la boucle de puissance | 115 |
| 4.7 Validation expérimentale de la structure de commande proposée. | 117 |
| 4.8 Conclusion | 119 |
| Références bibliographiques | 120 |

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous nous sommes intéressés à l'étude des approches *MPPT* dédiées aux systèmes éoliens de faibles puissances afin de suivre rapidement et efficacement le point de puissance maximale et d'améliorer le rendement énergétique du système. Ceci pour des vitesses du vent inférieures à la vitesse nominale.

Si la vitesse du vent dépasse la valeur nominale, la puissance captée par la turbine et la vitesse de rotation doivent être limitées afin d'éviter la destruction des parties électriques et mécaniques du système. Donc, il est nécessaire d'équiper les éoliennes d'un système permettant de limiter ces deux grandeurs lorsque la vitesse du vent devient trop élevée. Le contrôle du système pour de fortes vitesses du vent peut être réalisé par la variation de l'angle de calage des pales de la turbine en Anglo-Saxon *Pitch Control* [Mul01] et [Che09]. Cependant, la présence de ce mécanisme n'est justifiée que pour les éoliennes de grandes puissances puisqu'il accroît le coût, l'encombrement et la maintenance du système [Ahm10].

Les éoliennes de faibles puissances sont généralement équipées par un système de régulation aérodynamique passif appelé contrôle de décrochage (*Stall Control*) pour limiter la puissance et la vitesse de rotation. Il s'agit de concevoir les pales pour subir le décrochage aérodynamique aux vitesses élevées du vent. Ce système est fiable et moins onéreux par rapport aux systèmes avec le mécanisme *Pitch Control*. Cependant, ce dernier engendre des pertes d'efficacité et le coût du système reste élevé à cause de la conception spéciale des pales [Bar10]. Les auteurs de la référence [Bum08] ont utilisé un système de freinage électrique: des résistances triphasées connectées à la sortie de la machine à travers un interrupteur triphasé; si la vitesse de rotation dépasse certaines limites dues à la vitesse élevée du vent, un interrupteur sera fermé pour dissiper l'excédent de la puissance et limiter la vitesse de rotation. L'inconvénient majeur de ce mécanisme est qu'il augmente le coût et réduit la durée de vie du système.

Dans les références [Lum14] et [Mil97], les auteurs ont proposé un schéma de contrôle appelé décrochage doux (*Soft-Stalling*) pour les éoliennes à axe vertical. En effet, pour des fortes vitesses du vent, la vitesse de rotation est réglée à une valeur constante. Cela permet non seulement de limiter la vitesse de rotation mais aussi limiter la puissance captée par la turbine. Le problème avec cette approche réside dans la puissance de sortie qui reste supérieure à la valeur limite de la turbine, ainsi le générateur et le convertisseur d'électronique de puissance doivent être surdimensionnés.

Le schéma de contrôle proposé par la référence [Ahm10] consiste à décrocher la turbine aux fortes vitesses du vent par le maintien de la puissance à sa valeur limite quel que soit

l'augmentation de la vitesse du vent, ceci est réalisé par la diminution de la vitesse de rotation. Cette structure de commande permet de réduire le coût du système et améliorer les performances en puissance. Cependant, un dépassement important de la puissance peut avoir lieu si la vitesse du vent augmente brusquement.

Dans ce travail, nous présenterons une nouvelle structure de commande permettant de surmonter l'inconvénient du schéma de commande proposé par les auteurs des articles [Ahm10] et [Nea06]. Dans cette structure, nous utiliserons un régulateur de puissance afin d'éviter le dépassement important de la puissance aérodynamique lorsque le vent dépasse la valeur nominale. Le régulateur est introduit en cascade avec la boucle interne de tension si la puissance aérodynamique dépasse la valeur limite, son rôle est de régler la puissance à suivre à la valeur de sa consigne (puissance limite).

L'objectif de la première partie du présent chapitre est de présenter la structure de la commande globale étudiée dans ce travail. Ensuite, chaque partie de la commande globale sera présentée en détail à savoir; la boucle de régulation de la tension, l'observateur de la puissance aérodynamique et la boucle de régulation de la puissance.

Pour la régulation de la tension, nous utiliserons en premier lieu un régulateur *PI* optimisé autour du point de fonctionnement nominal. Nous montrerons que ce régulateur ne garantit pas les performances souhaitées, si les conditions de fonctionnement changent à cause de la non linéarité du système. Pour assurer la marge de stabilité et les performances désirées de la régulation de la tension sur toute la plage de fonctionnement de l'éolienne, nous allons synthétiser une loi de commande basée sur la théorie quantitative de rétroaction, appelée en Anglo-saxon (*Quantitative Feedback Theory-QFT*). L'étude des deux régulateurs *PI* et celui conçu suivant la méthodologie *QFT*, de l'observateur de la puissance aérodynamique ainsi que la boucle de régulation de la puissance sont menées séparément par un développement théorique et une validation avec une mise en œuvre expérimentale.

Enfin, nous allons valider l'architecture de la commande globale pour deux profils du vent couvrant toute la plage de variation possible de la vitesse sur le banc d'essai du laboratoire *LIAS, université de Poitiers*.

4.2 Principe de la commande de l'éolienne aux fortes vitesses du vent

La figure 4.1 donne l'allure de la puissance en fonction de la vitesse du vent d'une éolienne à vitesse variable. Typiquement, cette courbe comporte trois régions de fonctionnement [Che13] et [Dal13]:

- La région *I* entre V_{min} et $V_{\Omega lim}$, où V_{min} est la vitesse du vent pour laquelle le couple de la turbine est suffisant pour compenser le couple de frottement de la machine et celui de la turbine, et $V_{\Omega lim}$ est la vitesse du vent correspondante à la vitesse de rotation limite permise par le système. L'objectif de la commande dans cet intervalle est de maximiser la puissance captée par l'éolienne (fonctionnement en mode *MPPT*).
- Région *II* entre $V_{\Omega lim}$ et $V_{P lim}$, où $V_{P lim}$ désigne la vitesse du vent pour laquelle la puissance de la turbine est à sa limite P_{lim} . Quand la turbine éolienne atteint la vitesse de rotation limite Ω_{lim} , le système doit régler la vitesse de rotation à sa valeur nominale (fonctionnement à vitesse de rotation constante).
- Région *III* entre $V_{P lim}$ et V_{max} . Lorsque la puissance aérodynamique atteint sa valeur nominale, le système doit être contrôlé de telle sorte que la puissance mécanique de la turbine soit maintenue à sa valeur nominale (fonctionnement à puissance constante). Si la vitesse du vent est supérieure à V_{max} cela signifie que les contraintes mécaniques sont trop élevées, la turbine éolienne doit être arrêtée afin d'assurer la sécurité et l'intégrité du système.

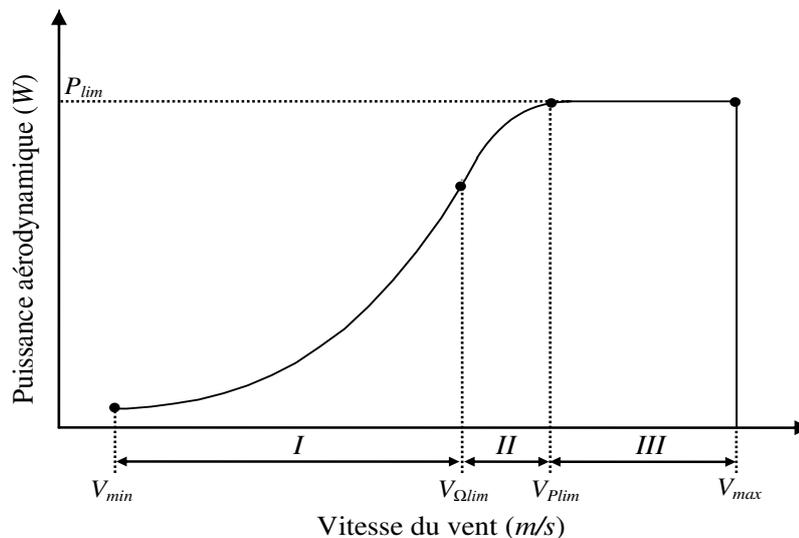


Figure 4.1: Courbe de la puissance d'une éolienne à vitesse variable en fonction de la vitesse du vent.

Pour les turbines éoliennes de grande puissance, la commande dans la région *I* est assurée par la commande du convertisseur de l'électronique de puissance. Tandis que, l'objectif de la commande dans les régions *II* et *III* est réalisé par l'orientation mécanique des pales de la turbine en anglo-saxon *Pitch Control*. L'utilisation de ce mécanisme n'est justifiée que pour les éoliennes de grande puissance. Dans le cas des systèmes éoliens de faibles puissances, la présence de ce mécanisme accroît le coût et la complexité du système [Ahm10].

L'utilisation d'une structure de commande globale basée uniquement sur le contrôle du convertisseur d'électronique de puissance afin de contrôler le système dans les trois régions de fonctionnement pour les éoliennes de faibles puissances semble impérative, ceci dans le but de renforcer la place de ces l'éoliennes et de les rendre plus attractive et efficiente [Nea06].

Le principe de limitation de la puissance et de la vitesse de rotation dans le cas des fortes vitesses du vent peut être expliqué en se référant à la figure 4.2. En supposant qu'initialement la vitesse du vent V_1 est inférieure à la vitesse maximale, alors le système fonctionne en mode **MPPT** (région *I* sur la figure 4.1). Donc, le point de fonctionnement Q_1 sera déterminé par l'intersection de la caractéristique optimale de la puissance (segment *A*) avec la courbe correspondante à la vitesse du vent V_1 . Si la vitesse du vent augmente de V_1 à V_2 , le point de fonctionnement se déplacera vers le point Q_2 dans le cas où le système continu à fonctionner en mode **MPPT**. La vitesse de rotation dépasse alors la vitesse limite Ω_{lim} . Le système de commande doit régler la vitesse de rotation à sa valeur limite Ω_{lim} et le nouveau point de fonctionnement Q'_2 est défini par l'intersection du segment *B* avec la courbe correspondante à V_2 . Il est à noter que la puissance aérodynamique captée par la turbine est encore inférieure à la puissance limite P_{lim} . Au delà d'une certaine vitesse du vent V_3 , la puissance mécanique captée par la turbine dépasse la puissance limite P_{lim} si le système fonctionne dans l'un des deux modes précédents (point de fonctionnement Q_3 ou Q'_3). Le système de commande doit régler la vitesse de rotation à Ω_3 inférieure à Ω_{lim} obtenue par l'intersection de la courbe correspondante à V_3 avec le segment *C* pour limiter la puissance aérodynamique à P_{lim} .

La courbe formée par les segments *A*, *B* et *C* peut être utilisée pour contrôler le système dans les trois régions de fonctionnement, cette courbe est enregistrée dans une table de correspondance (**Lookup Table**), la vitesse de rotation à imposer sur la turbine est calculée à partir de la mesure de la puissance instantanée [Ahm10] et [Nea06]. Cependant, l'inconvénient majeur d'une telle approche est qu'un dépassement important de la puissance limite P_{lim} peut avoir lieu si la vitesse du vent excède rapidement la valeur nominale à cause de l'inertie de la turbine.

Dans ce qui suit, nous allons étudier une architecture de commande permettant de commander le système dans les trois régions de fonctionnement, seulement par le contrôle de la partie électrique (convertisseur d'électronique de puissance). La tension redressée est contrôlée au lieu de la vitesse de rotation afin d'éviter l'utilisation d'un capteur mécanique.

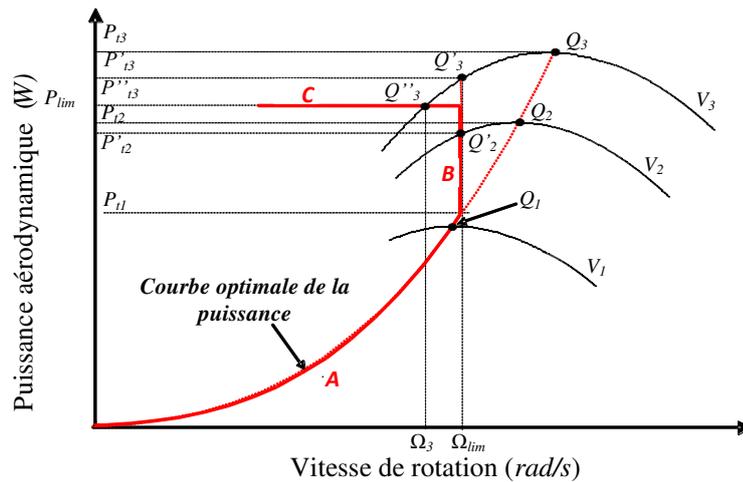


Figure 4.2: Principe de limitation de la puissance et la vitesse de rotation.

4.3 Structure de la commande proposée

Le schéma fonctionnel de la stratégie de commande proposée pour contrôler le système dans les trois régions de fonctionnement est représenté par la figure 4.3.

Quand la vitesse du vent est inférieure à la vitesse nominale, la puissance captée par la turbine est inférieure à la puissance limite P_{lim} . Dans ces conditions, la commande en mode **MPPT** est activée (le commutateur en position 1). La tension de référence est calculée sur la base d'une caractéristique optimale $I_{dc} = f(V_{dc})$. Cette tension sert comme un signal de référence de la boucle de régulation de la tension V_{dc} . La sortie de l'algorithme **MPPT** est limitée à une valeur supérieure V_{dcmax} qui correspond à la vitesse de rotation limite Ω_{lim} , ce qui assure un fonctionnement à vitesse de rotation constante si la vitesse du vent dépasse $V_{\Omega_{lim}}$ (région II sur la figure 4.1). A l'arrivée de la vitesse du vent à $V_{P_{lim}}$, la puissance captée par la turbine dépasse P_{lim} , et l'algorithme bascule le commutateur à la position 2. Une boucle de régulation de la puissance en cascade avec la boucle de tension est introduite afin de régler la puissance captée par la turbine à la puissance limite.

Pour éviter la commutation intempestive entre le mode 2 et le mode 3 due aux oscillations de la puissance autour de la valeur de référence P_{lim} , une bascule à hystérésis de bande ΔP est utilisée au lieu d'un simple comparateur.

Il apparaît donc clairement sur la figure 4.3 que la puissance aérodynamique est une grandeur essentielle pour implémenter la stratégie de commande proposée. Mais en réalité cette grandeur n'est pas mesurable. Néanmoins, elle peut être estimée à partir des grandeurs électriques.

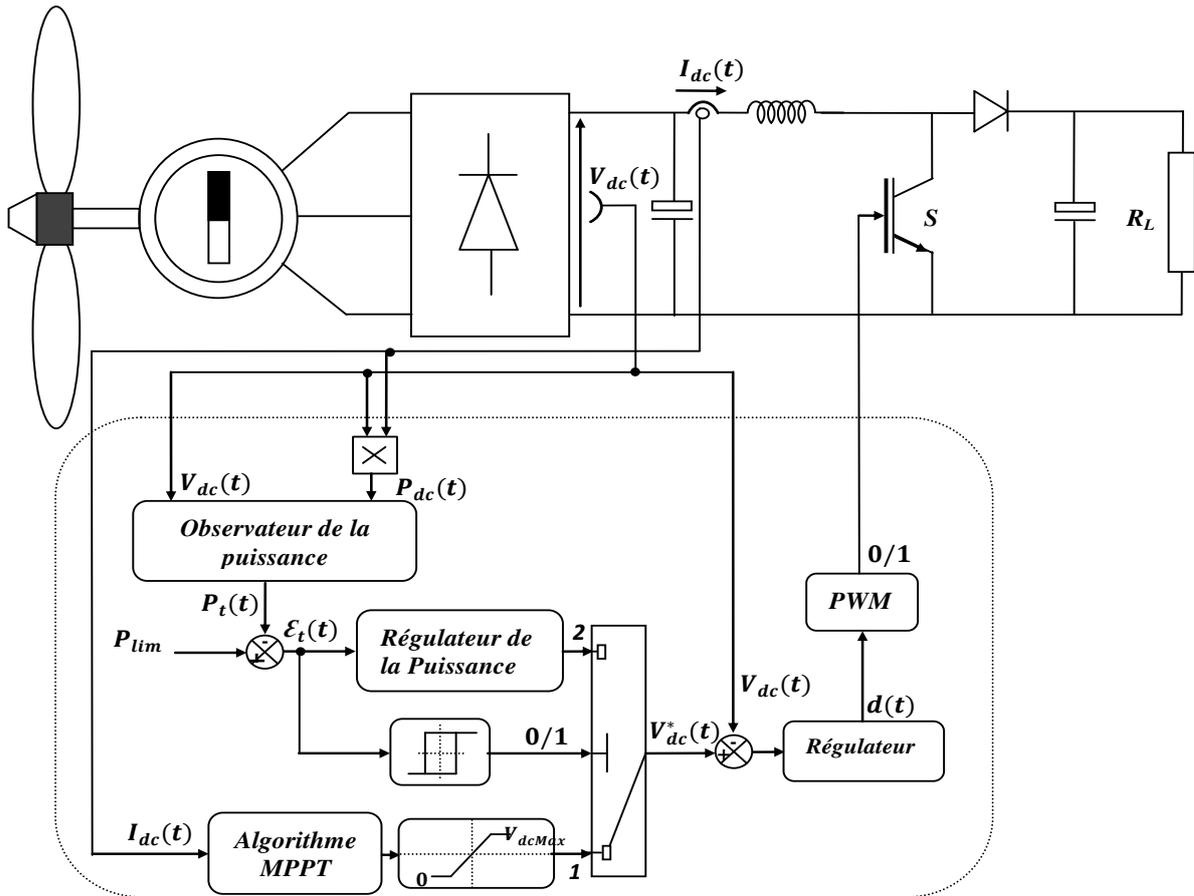


Figure 4.3: Schéma bloc de la stratégie de commande proposée.

Le principe de fonctionnement détaillé de chaque partie de la commande globale étudiée sera présenté dans la suite de ce chapitre.

Pour des raisons de simplicité, dans cette partie il sera utilisée une simple commande *MPPT* basée sur une caractéristique optimale $V_{dc}=f(I_{dc})$ étudiée dans le chapitre 3 pour le fonctionnement en mode 1.

4.4 Conception du régulateur de la boucle de tension

La boucle de tension est commune entre les trois modes de fonctionnement (voir figure 4.3). En effet, ce contrôleur doit assurer un suivi parfait de la tension de référence dans tous les cas afin de réaliser les objectifs de la commande du système dans les trois régions de fonctionnement. La grande difficulté de synthétiser ce régulateur réside dans la non linéarité du système et l'application de grandes perturbations dues aux fluctuations rapides de la vitesse du vent. Pour synthétiser ce correcteur, il est donc nécessaire de modéliser cette boucle de régulation.

4.4.1 Modélisation de la boucle de tension

La tension V_{dc} peut être contrôlée soit par l'ajustement du courant I_{dc} ou par le réglage direct du rapport cyclique d de l'hacheur. Dans le premier cas, une boucle de régulation du courant doit être mise en cascade avec la boucle de tension V_{dc} [Dal13], ce qui accroît la complexité d'implémentation du système de commande. Dans ce travail, on choisit de contrôler la tension V_{dc} directement par le réglage du rapport cyclique d .

Donc, l'objectif de cette partie est d'établir une relation entre la tension V_{dc} et le rapport cyclique d pour analyser et synthétiser un régulateur de tension.

Du développement fait au chapitre 3, la relation entre la tension et le courant à la sortie du redresseur est exprimée par:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{K_{uJ}} \left[\frac{1}{2} \rho \pi R^3 V_W^2 C_T(\lambda) - FK_u V_{dc} - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{P}{2} \right) \Phi_m I_{dc} \right] \quad (4.1)$$

A partir de l'expression (2.28), le courant I_{dc} peut être exprimé en fonction du rapport cyclique d comme suit [Aub14]:

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R_{ch}(1-d)^2} \quad (4.2)$$

En remplaçant (4.2) dans l'équation (4.1), l'expression de la tension V_{dc} devient:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{K_{uJ}} \left[\frac{1}{2} \rho \pi R^3 V_W^2 C_T(\lambda) - FK_u V_{dc} - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{P}{2} \right) \Phi_m \frac{V_{dc}}{R_L(1-d)^2} \right] \quad (4.3)$$

Comme il apparaît clairement dans cette dernière équation, la relation entre la tension et le rapport cyclique d est fortement non linéaire et peu de techniques peuvent être utilisées pour stabiliser le système sur toute la plage de fonctionnement.

4.4.2 Modèle petit-signal de la boucle de tension

Pour obtenir un modèle linéaire plus facile à analyser, nous construisons habituellement un modèle petit-signal linéarisé autour d'un point de fonctionnement. Ce modèle permet principalement de synthétiser un régulateur linéaire de la boucle de régulation par l'imposition du temps de réponse et du dépassement d'un système en boucle fermée [Dal13].

Pour construire un modèle linéaire à temps invariant (*LTI*) à partir du modèle non-linéaire, la linéarisation de l'équation (4.3) autour d'un point de fonctionnement spécifique doit être réalisée.

Considérons que le système fonctionne autour du point Q (V_{dc0} , d_0 , V_{w0}), avec V_{dc0} , d_0 , V_{w0} qui représentent respectivement: la tension redressée, le rapport cyclique et la vitesse du vent en régime permanent. Le modèle linéarisé autour du point de fonctionnement Q est obtenu en utilisant le premier terme de la série de Taylor comme suit:

$$\frac{d\check{v}_{dc}}{dt} = -a\check{v}_{dc} + b\check{v}_W + c\check{d} \quad (4.4)$$

Avec le symbole “ $\check{\cdot}$ ” sur les termes de l'équation (4.4) qui désigne les petites variations autour des grandeurs en régime permanent.

Les coefficients a , b et c dans l'équation (4.4) sont les dérivées partielles du terme droit de l'équation (4.3), donnés par:

$$a = \frac{1}{K_{uJ}} \left[\frac{1}{2} \rho \pi R^3 V_W^2 \frac{\partial}{\partial V_{dc}} C_T(\lambda) - FK_u - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{P}{2} \right) \Phi_m \frac{1}{R_L(1-d)^2} \right] \Big|_{(V_{W0}, V_{dc0}, d_0)} \quad (4.5)$$

$$b = \frac{1}{2} \frac{\rho \pi R^3}{K_{uJ}} \left[2V_W C_T(\lambda) + V_W^2 \frac{\partial}{\partial V_W} C_T(\lambda) \right] \Big|_{(V_{W0}, V_{dc0}, d_0)} \quad (4.6)$$

$$c = \frac{V_{dc0}}{K_{uJ}} \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{P}{2} \right) \Phi_m \left[\frac{2}{R_L(1-d)^3} \right] \Big|_{(V_{W0}, V_{dc0}, d_0)} \quad (4.7)$$

Ainsi, la dérivée du coefficient de couple C_t par rapport à la tension V_{dc} et par rapport à la vitesse du vent V_W dans les équations (4.5) et (4.6) respectivement peuvent être écrites comme suit:

$$\frac{\partial}{\partial V_{dc}} C_T(\lambda) \Big|_{(V_{W0}, V_{dc0}, d_0)} = \frac{RK_u}{V_W} \frac{\partial}{\partial \lambda} C_T(\lambda) \Big|_{(V_{W0}, \lambda_0, d_0)} \quad (4.8)$$

$$\frac{\partial}{\partial V_W} C_T(\lambda) \Big|_{(V_{W0}, V_{dc0}, d_0)} = -\frac{\lambda}{V_W} \frac{\partial}{\partial \lambda} C_T(\lambda) \Big|_{(V_{W0}, \lambda_0, d_0)} \quad (4.9)$$

$$\text{Dont } \lambda_0 = R \frac{K_u V_{dc0}}{V_{W0}}$$

La transformation de *Laplace* de la relation (4.4) permet d'obtenir la fonction de transfert suivante:

$$\check{V}_{dc}(s) = \frac{b}{s+a} \check{V}_W(s) + \frac{c}{s+a} \check{d}(s) \quad (4.10)$$

Avec s est l'opérateur de Laplace.

La figure 4.4 montre le schéma bloc du modèle linéarisé. Nous pouvons constater que le système possède deux entrées $\check{d}(s)$, $\check{V}_W(s)$ et une sortie $\check{V}_{dc}(s)$. Si le système est sujet à une perturbation, la dynamique de la tension \check{V}_{dc} change en fonction du point de fonctionnement Q . Il est stable si et seulement si a est strictement inférieur à zéro. Cette perturbation peut être due à la variation du rapport cyclique \check{d} ou bien à cause du changement de la vitesse du vent \check{V}_W .

Si la vitesse du vent est considérée comme une perturbation, la fonction de transfert $P(s)$ du rapport cyclique d à la tension V_{dc} est donnée par:

$$P(s) = \frac{\check{V}_{dc}(s)}{\check{d}(s)} = \frac{c}{s+a} \quad (4.11)$$

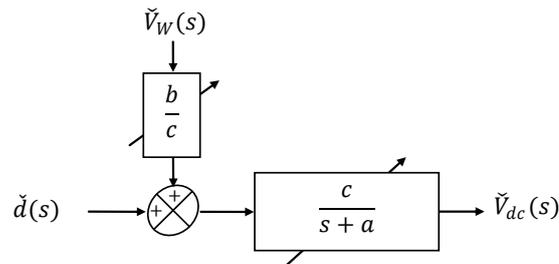


Figure 4.4: Schéma bloc du modèle linéarisé.

La figure 4.5 présente la variation de la dérivée du coefficient de couple $\frac{\partial}{\partial \lambda} C_T(\lambda)$ en fonction de la vitesse spécifique λ . On constate que cette quantité passe par zéro à $\lambda=6.75$, cela correspond à la valeur maximale du coefficient du couple. Aussi, elle est positive pour λ inférieur à 6.75 et négative si λ est supérieur à 6.75. D'après les équations (4.5) et (4.8), on peut conclure que le système est faiblement amorti et risque d'être instable pour les faibles valeurs de λ . Avec l'augmentation de λ , la dynamique du système devient plus lente. A noter que le fonctionnement aux faibles valeurs de λ correspond à la zone de fonctionnement du système au mode 3 (limitation de la puissance), d'où la nécessité de stabiliser la boucle de régulation de tension dans cette région de fonctionnement.

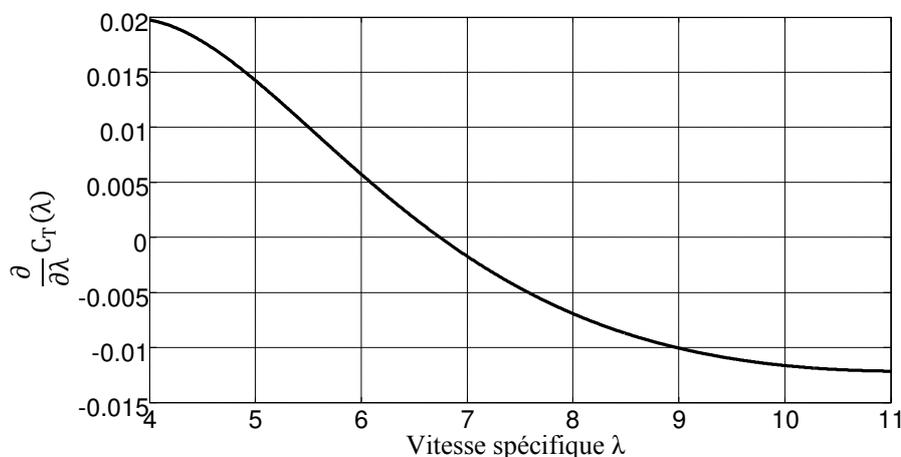


Figure 4.5: Variation de la dérivée du coefficient de couple en fonction de la vitesse spécifique.

Afin de valider le modèle petit-signal obtenu, une comparaison entre le modèle linéarisé et non-linéaire a été faite en utilisant Matlab/SimulinkTM. Les deux modèles ont été simulés, le premier est construit par les éléments présent dans le Tolboox *SimPowerSystems* de Matlab, le deuxième est donné par l'équation (4.11), dans laquelle les coefficients a et c sont calculés pour chaque point de fonctionnement testé.

La figure 4.6 montre la réponse dynamique de la tension V_{dc} à un échelon appliqué au rapport cyclique d autour des points de fonctionnement, le modèle linéaire est tracé en rouge et

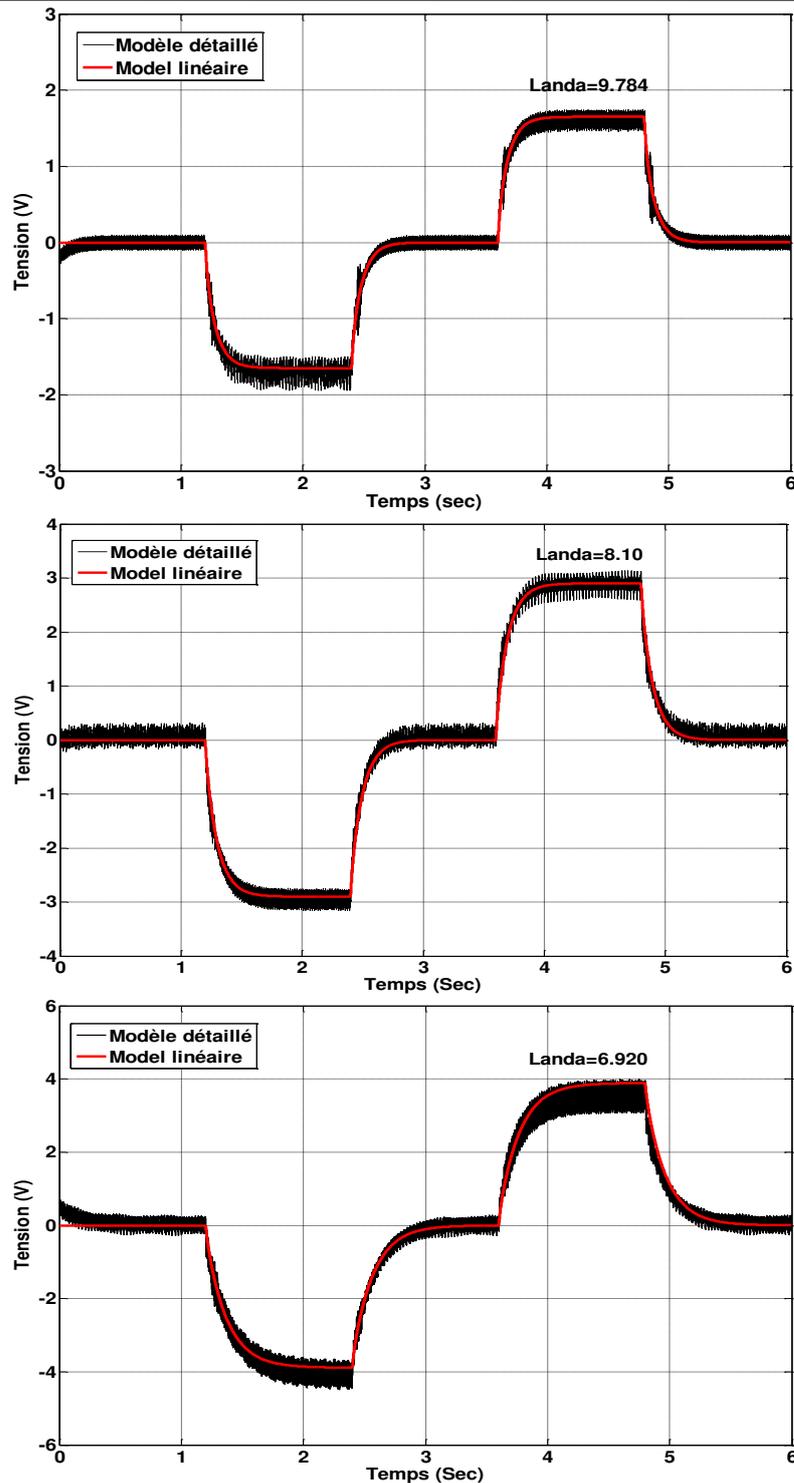


Figure 4.6: Comparaison entre le comportement dynamique du modèle détaillé et le modèle linéarisé pour trois points de fonctionnement.

le modèle non-linéaire en noir. En effet, Les deux modèles ont été testés en trois points de fonctionnement: $\lambda = (9.784, 8.100 \text{ et } 6.920)$ et $d_0 = (0.9, 0.68 \text{ et } 0.53)$. La vitesse du vent est maintenue constante pour les trois points de fonctionnement $V_{w0} = 8 \text{ m/s}$.

Les résultats de simulation montrent une bonne concordance entre les deux modèles pour les trois points de fonctionnement soit en régime dynamique ou en régime statique. Donc, le modèle

linéaire donné par la fonction de transfert $P(s)$ (équation (4.11)) représente fidèlement le comportement du système autour d'un point de fonctionnement spécifique.

Dans les prochaines sections on utilisera le modèle linéaire pour synthétiser un régulateur de la boucle de tension.

4.4.3 Régulation de la tension par un correcteur proportionnel-intégral PI

Dans un premier temps, nous avons adopté un régulateur linéaire de type PI pour la régulation de la tension V_{dc} . Ce correcteur comporte deux actions: une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité de la dynamique du système et une action intégrale qui permet d'éliminer l'écart entre la grandeur de consigne et celle que l'on désire asservir.

La boucle de régulation de la tension se présente alors sous la forme du schéma synoptique donné sur la figure 4.7.

La fonction de transfert du régulateur PI est définie comme:

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.12)$$

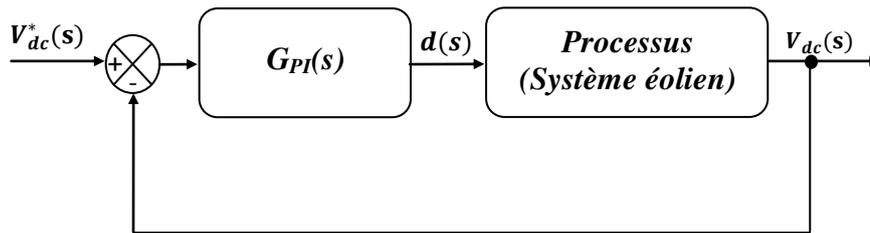


Figure 4.7: Boucle de régulation de la tension V_{dc} .

De l'analyse précédente, nous avons trouvé que la dynamique du système change en fonction du point de fonctionnement (coefficient a et c dans l'équation (4.11)). Donc, pour synthétiser le régulateur PI , il est nécessaire de choisir un point de fonctionnement sur lequel le régulateur PI sera optimisé. Généralement, on choisit le régime de fonctionnement nominal qui correspond au fonctionnement au point optimal pour une vitesse du vent nominale [Dal13] et [Car13]. En effet, la fonction de transfert en boucle fermée du système peut s'écrire sous la forme suivante:

$$G_{bf}(s) = \frac{c_n K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{s^2 + s(c_n K_p + a_n) + c_n K_i} \quad (4.13)$$

Avec les coefficients a_n et c_n qui sont les paramètres du modèle linearisé autour du point de fonctionnement nominal et égaux à 9.86 et 1933.33, respectivement.

Les gains K_p et K_i du régulateur PI sont déterminés en identifiant le dénominateur de la fonction de transfert (4.13) à une fonction de transfert du second ordre, ainsi il est possible de poser:

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\xi\omega_n - a_n}{c_n} \\ K_i = \frac{\omega_n^2}{c_n} \end{cases} \quad (4.14)$$

Où ζ est le taux d'amortissement imposé au système et ω_n sa pulsation propre.

Il est à noter que la régulation par un **PI** fait apparaître un zéro ($z = -K_i / K_p$) sur la fonction de transfert en boucle fermée. Ce zéro tend à accélérer la réponse du système, ce qui rend parfois son comportement mal amorti et se traduit généralement par un régime transitoire oscillant.

Dans le but d'améliorer la réponse dynamique du système, un pré-filtre est mis en cascade avec la boucle de régulation de la tension V_{dc} . Ce pré-filtre est dimensionné de façon à compenser le zéro du système en boucle fermée, c'est-à-dire:

$$G_{FI}(s) = \frac{1}{\left(\frac{K_p}{K_i}s + 1\right)} \quad (4.15)$$

dans ce travail, nous avons considéré une dynamique du régulateur de tension fixant le taux d'amortissement ζ à 0.707 et la pulsation naturelle $\omega_n = 20 \text{ rad/s}$.

4.4.3.1 Validation expérimentale de la boucle de régulation de la tension avec **PI**

Nous présentons dans ce qui suit, les courbes expérimentales de l'évolution de la tension V_{dc} afin d'analyser le comportement de la boucle de régulation dans toute la plage de fonctionnement. Les paramètres du correcteur **PI** sont donnés dans l'annexe C.

Les figures 4.8 et 4.9 présentent les résultats expérimentaux de la réponse en tension du système pour deux vitesses du vent, 5.5 m/s et 8 m/s, respectivement.

La tension de référence varie sous forme des échelons montants et descendent avec un pas de 8 V et un intervalle du temps de 1 s. La plage de variation de la tension de référence est de 55 V à 95 V pour le cas de la vitesse du vent de 5.5 m/s, et entre 62 V à 142 V pour $V_w = 8 \text{ m/s}$.

Aussi, les tensions optimales correspondent au point de puissance maximale (PPM) sont: 87 V et 105.2 V sous les vitesses du vent de 5 m/s et 8 m/s, respectivement. Cela signifie que si la tension V_{dc} est inférieure à la tension optimale, le système alors fonctionne en mode 2 (limitation de la vitesse de rotation) ou en mode 3 (limitation de la puissance captée). Cela permet d'évaluer la dynamique du système dans les trois régions de fonctionnement.

De la figure 4.9, il est clair qu'autour du point de fonctionnement nominal (zoom de la tension autour de point optimal), le système se comporte comme c'est spécifié dans le cahier des charges; le temps de réponse du système est d'environ 0.28 s et un dépassement de 7.2% correspondant au dimensionnement réalisé précédemment. Aussi, en régime permanent, la valeur de tension de sortie V_{dc} est très proche de la tension de référence

Par contre, au lointain du point optimal, le comportement dynamique du système n'est pas le même, il change en fonction du point de fonctionnement du système qui est défini par la vitesse du vent et la tension V_{dc} initiale (avant l'application de l'échelon). En effet, la dynamique du système est lente pour une vitesse du vent de 5.5 m/s par rapport à ce qui est spécifié dans le cahier des charges. Aussi, il est important de constater pour les deux vitesses du vent que la réponse du système aux faibles tensions de référence présente un régime transitoire oscillant autour de la tension de référence et des dépassements importants.

Donc, nous pouvons conclure que le régulateur synthétisé autour d'un point de fonctionnement spécifique permet d'imposer les performances désirées uniquement au voisinage de ce point. Les performances dynamiques souhaitées du système de régulation ne sont pas garanties par ailleurs, et le système peut devenir instable sous certaines conditions de fonctionnement.

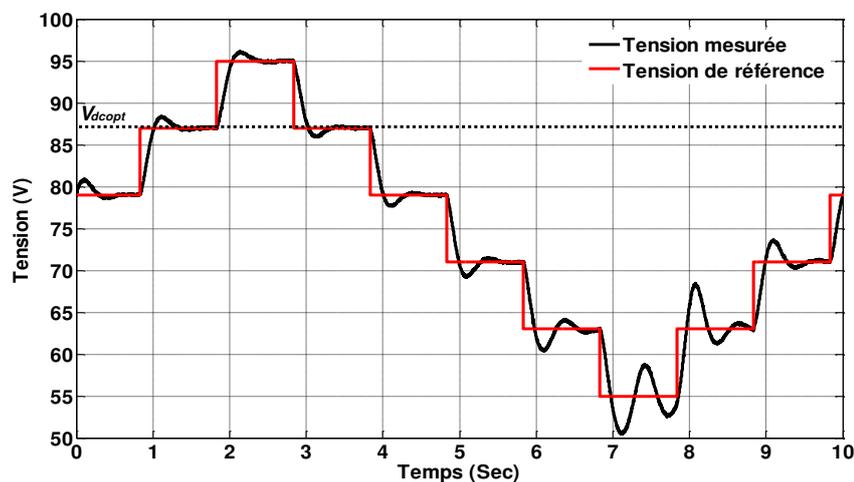
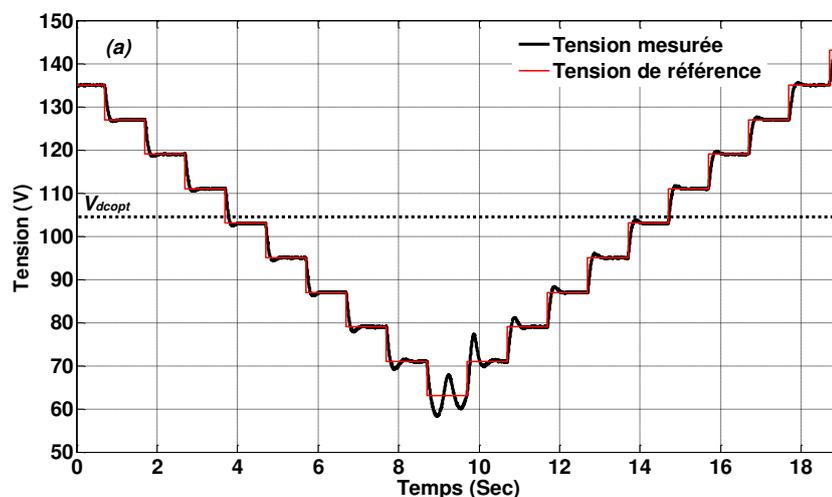


Figure 4.8: Résultats expérimentaux d'une régulation de la tension avec un correcteur PI pour une vitesse du vent de 5.5 m/s .



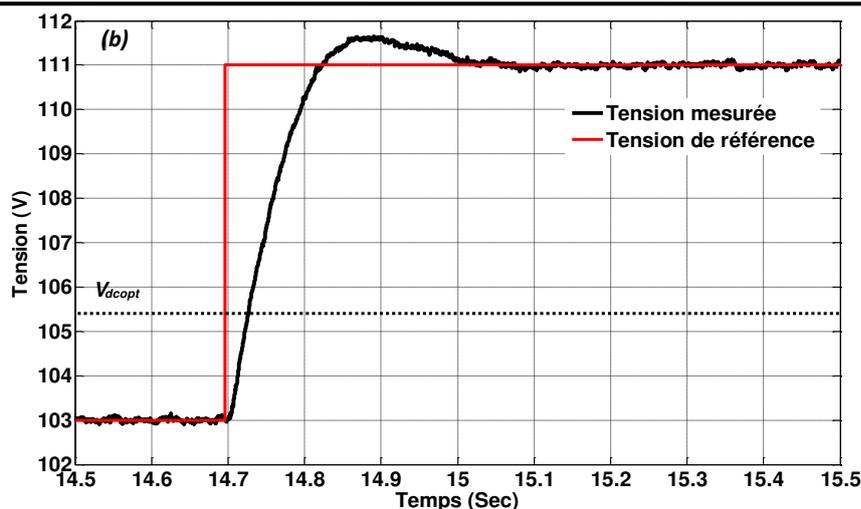


Figure 4.9: Résultats expérimentaux d'une régulation de la tension avec un correcteur PI pour une vitesse du vent de 8 m/s , avec agrandissement autour du point optimal (b).

4.4.4 Régulation de la tension par un correcteur basé sur l'approche QFT

Nous avons vu dans la section précédente que les performances désirées du régulateur PI synthétisé autour du point de fonctionnement nominal se dégradent si le point de fonctionnement s'éloigne du point nominal. Et par conséquent, le système devient instable pour certaines conditions de fonctionnement. Donc, il est nécessaire de synthétiser une commande robuste capable de garantir la stabilité et les performances désirées pour toute la plage de fonctionnement du système.

Parmi les approches qui ont été utilisés dans la littérature pour synthétiser une loi de commande robuste, nous trouvons l'approche basée sur la théorie quantitative de la rétroaction, appelée en anglo-saxon *Quantitative Feedback Theory (QFT)*.

Cette méthodologie a été développée au début des années 1960 par *Isaac Horowitz*, dans le but de synthétiser un contrôleur robuste en présence d'une large incertitude paramétrique du système [Hou06] et [Yan99]. Elle a été largement appliquée avec succès sur divers systèmes d'automatique, par exemple, les systèmes de production [Gar10], les robots manipulateurs [Vee12], les avions et la commande des convertisseurs d'électronique de puissance [Qua08].

Contrairement aux approches H_{inf} et LQG , la méthode QFT est une technique fréquentielle dont les informations quantitatives relatives à l'incertitude du modèle nominal et les tolérances de performances acceptées (marge de stabilité, poursuite de la référence, rejet de la perturbation etc.) dans le domaine fréquentiel sont traduites graphiquement sur le plan de *Nichols* sous forme de bonds de tolérance appelées en anglo-saxon *QFT bounds* ou *the Horowitz-Sidi bounds* [Hou06]. Par ailleurs, ces bandes sont utilisées pour aider le concepteur

de "shaped" la fonction de transfert en boucle ouverte. Ce qui rend le processus de synthèse du régulateur fortement transparent, permettant ainsi au concepteur de faire un compromis entre la complexité du régulateur et les performances désirées.

Dans cette partie, on se limitera à l'application de la méthodologie *QFT* pour synthétiser un régulateur robuste de la boucle de tension. Pour plus de détails sur cette approche, le lecteur peut se reporter à la référence suivante [Hou06].

En effet, la synthèse du régulateur ne se limite pas à un seul point de fonctionnement (modèle linearisé autour du point nominal généralement). Dans l'approche *QFT*, toute une famille de modèles linéaires sera pris en compte dans le processus de conception du régulateur, garantissant ainsi les propriétés désirées sur toute la plage de fonctionnement.

4.4.4.1 Procédure de conception du régulateur *QFT*

La figure 4.10 montre la structure de régulation en boucle fermée à deux degrés de liberté, dont $G(s)$ représente la fonction de transfert du compensateur en cascade, $F(s)$ est un pré-filtre d'entrée et $P(s)$ représente une famille de fonctions de transfert du système linearisé donné par :

$$P \{P_i(s) = \frac{c_i}{s-a_i}\} \text{ avec } i = 1, 2, \dots \quad (4.16)$$

L'objectif de la synthèse du compensateur $G(s)$ et du pré-filtre $F(s)$ suivant l'approche *QFT* est d'assurer une dynamique de poursuite dans l'espace fréquentiel à l'intérieur d'une fourchette de tolérance prédéfinie quel que soit le point de fonctionnement i , tout en garantissant une marge de stabilité dans toute la plage de fonctionnement.

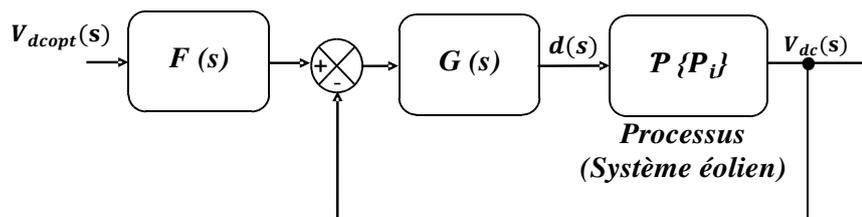


Figure 4.10: Bloc diagramme de la structure de régulation en boucle à deux degrés de liberté.

Dans ce travail, une interface graphique interactive de Matlab Toolbox (*Control Toolbox QFTCT*) [Gar14] a été utilisée pour la conception et la validation du contrôleur *QFT*. Les étapes à suivre pour synthétiser ce régulateur sont données ci dessous.

4.4.5.1.1 Génération de la Template d'incertitude

La génération de la "Template" du système incertain à contrôler est une étape essentielle dans le processus de conception du régulateur par la méthode **QFT**, il consiste à tracer l'ensemble des fonctions de transfert $P_i(\omega)$ en termes de phase et d'amplitude dans le plan de *Nichols* pour des fréquences spécifiques ω_k appelé fréquences de conception. La "Template" évaluée pour chaque fréquence sera utilisée par la suite pour calculer la bande **QFT**. Les valeurs de fréquences de conception choisies pour générer la "Template" du système étudié sont données comme suit:

$$\omega_k \{0.001, 0.01, 0.05, 1, 5, 15, 50, 100, 500, 1000, 5000\} (\text{rad/s}). \quad (4.17)$$

4.4.5.1.2 Spécification des performances en boucle fermée

Pour procéder à la conception par l'approche **QFT**, il est nécessaire de définir la tolérance acceptable sur la réponse du système en boucle fermée, par exemple, la marge de stabilité, la dynamique de rejet des perturbations, la dynamique de suivie de la consigne etc. Dans ce travail, seulement des spécifications sur la marge de stabilité et la dynamique de suivie de la consigne ont été prises en considération.

A. Spécification sur la dynamique de suivie de la référence

La spécification de poursuite est définie comme l'intervalle de variation acceptable de la réponse en boucle fermée du système. Généralement, cette spécification est définie dans l'espace temporel en termes de limites acceptables du temps de réponse et du dépassement, mais il peut être transformé au domaine fréquentiel comme suit [Hou06]:

$$T_l(j\omega) \leq T(j\omega) \leq T_u(j\omega) \quad P_i(j\omega) \in \mathcal{P} \quad (4.18)$$

Avec $T(j\omega)$ qui désigne la fonction de transfert en boucle fermée donnée par:

$$T(j\omega) = F(j\omega) \frac{G(j\omega)P_i(j\omega)}{1+G(j\omega)P_i(j\omega)} \quad (4.19)$$

$T_l(j\omega)$ et $T_u(j\omega)$ représentent les fonctions de transferts équivalentes de la limite inférieure et supérieure de la dynamique de poursuite, respectivement. Ces deux fonctions de transfert sont dérivées systématiquement de la réponse indicielle désirée du système. Un temps de réponse inférieur à 0.3 s est exigé, un dépassement inférieur de 15% également. En se basant sur ces spécifications les fonctions de transferts $T_l(j\omega)$ et $T_u(j\omega)$ sont calculées comme suit:

$$T_u(s) = \frac{5500s+130000}{100s^2+5040s+130000} \quad (4.20)$$

$$T_l(s) = \frac{10000}{1.6 \times 10^{-3}s^4 + 3.2 \times 10^{-1}s^3 + 24s^2 + 800s + 10000} \quad (4.21)$$

B. Spécification sur la stabilité

Pour garantir une stabilité robuste du système en boucle fermée, une marge de phase et de gain minimaux de 11.18 et 30°, respectivement sont spécifiées, cela donne la contrainte suivante sur le module de la fonction de transfert en boucle fermée [Hou06]:

$$\left| \frac{G(j\omega)P_i(j\omega)}{1+G(j\omega)P_i(j\omega)} \right| \leq \gamma = 5.7 \text{ dB} \quad P_i(s) \in \{\mathcal{P}\} \quad (4.22)$$

4.4.5.1.3 Calcul des bandes QFT

Les spécifications sur la robustesse et la poursuite de la référence (l'inégalité (4.18) et (4.22)) sont converties en contraintes d'amplitude et de phase calculées en se basant sur la fonction de transfert nominale en boucle ouverte $L_n=G(j\omega)P_n(j\omega)$. Ces contraintes sont appelées les bandes **QFT**. La figure 4.11 illustre la représentation graphique des bandes **QFT**.

4.4.5.1.4 Synthèse du correcteur par «loop-shaping»

Dans cette étape, la fonction de transfert en boucle ouverte est "shaped" de telle sorte que les bandes **QFT** sont satisfaites dans toutes les fréquences de conception ω_k . Cette phase de conception peut être automatisée, dont le processus de "shaped" de la fonction de transfert en boucle ouverte est formulé en un problème d'optimisation d'une fonction objective [Gar10], ou effectuée manuellement. En effet, dans notre travail cette étape de conception n'a pas été automatisée, elle tient compte des contraintes et de la connaissance du système piloté. Le processus de "loop shaping" est accompli dans le plan de *Nichols* en ajoutant des zéros et des pôles afin que la fonction de transfert en boucle ouverte soit située près des bandes **QFT**.

Comme il est représenté sur la figure 4.11, la fonction de transfert en boucle ouverte en ligne pointillée est "shaped" par la modification du gain, des zéros et des pôles. Premièrement, un intégrateur est ajouté, cela introduit un grand gain aux basses fréquences, dont le gain de ce dernier est ajusté de façon que L_{shaped} soit supérieur aux bandes $B(\omega=0.001)$, $B(\omega=0.01)$ et $B(\omega=0.5)$. Ensuite, un filtre à retard de phase formé par une paire de pole-zéro est introduit pour décaler la transmittance en boucle ouverte à gauche de telle sorte que les bandes $B(\omega=50)$ et $B(\omega=100)$ soient satisfaites. Finalement, un gain proportionnel est ajouté afin de satisfaire les bandes **QFT** restantes. La transmittance en boucle ouverte résultante est présentée en ligne continue sur la figure 4.11.

Finalement, le contrôleur **QFT** possède la fonction de transfert suivante:

$$G(s) = 0.94 \frac{0.0169s+1}{0.00088s^2+s} \quad (4.23)$$

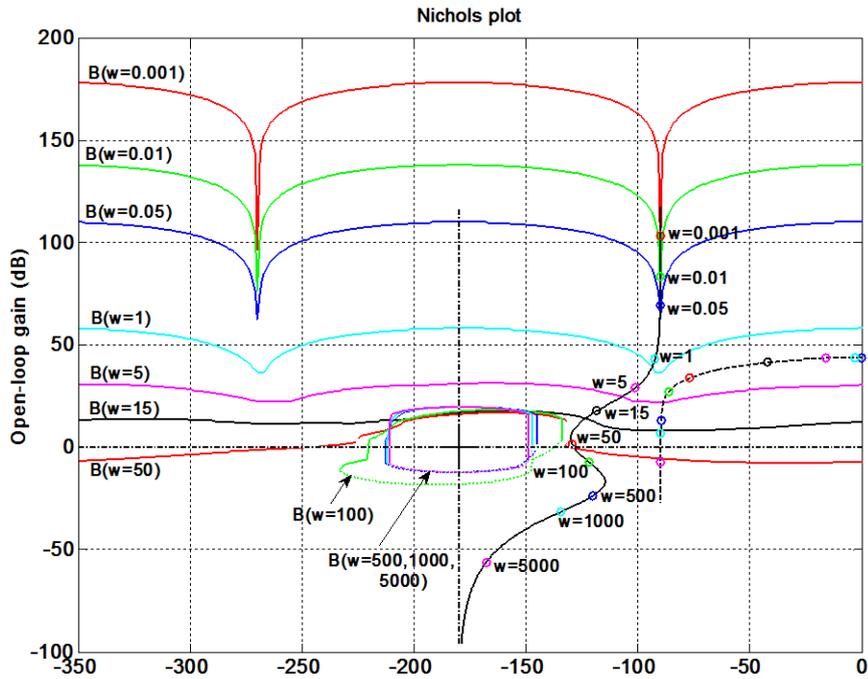


Figure 4.11: Réponse fréquentielle en boucle ouverte avec les bandes *QFT*: sans régulateur (en trait pointillé), avec le régulateur (en trait continu).

4.4.5.1.5 Synthèse du pré-filtre d'entrée

Une fois que le contrôleur $G(s)$ est synthétisé, un pré-filtre doit être mis en cascade avec la boucle de régulation afin de "shaped" la fonction de transfert en boucle fermée à rester à l'intérieur d'une enveloppe désirée pour $P_i(s) \in \{P\}$. Cette enveloppe est formée par les fonctions de transferts inférieures et supérieures de la dynamique de poursuite spécifiée. Le pré-filtre synthétisé possède la fonction de transfert suivante:

$$F(s) = \frac{1}{0.0263s+1} \quad (4.24)$$

4.4.5.1.6 Analyse du correcteur synthétisé

La méthodologie *QFT* nous a amené à synthétiser un compensateur $G(s)$ et un pré-filtre $F(s)$ satisfaisant des spécifications sur la dynamique de poursuite et la stabilité du système à des fréquences finies. Cependant, ces spécifications ne sont pas garanties à l'intérieur ou à l'extérieur des fréquences de conception. Donc, il est essentiel de vérifier ces spécifications graphiquement dans l'espace temporel ou fréquentiel.

Sur la figure 4.12, la limite de stabilité désirée $\gamma = 5.7dB$ (en ligne pointillée) et le module de la fonction de transfert en boucle fermée maximal (en ligne continue), parmi la famille des fonctions de transfert du système pour chaque fréquence ω_i , sont tracés sur le même

graphique. Nous pouvons constater que l'amplitude de la fonction de transfert en boucle fermée est toujours inférieure à la limite de stabilité désirée ($\gamma = 5.7\text{dB}$) quel que soit la fréquence, vérifiant ainsi la stabilité robuste du système en boucle fermée.

De la même façon, la spécification sur la dynamique de suivi en boucle fermée est vérifiée. Il peut être constaté à partir de la figure 4.13 que la réponse du système en boucle fermée dans le domaine fréquentiel est à l'intérieur de la bande formée par la limite supérieure et inférieure des fonctions de transfert de poursuite.

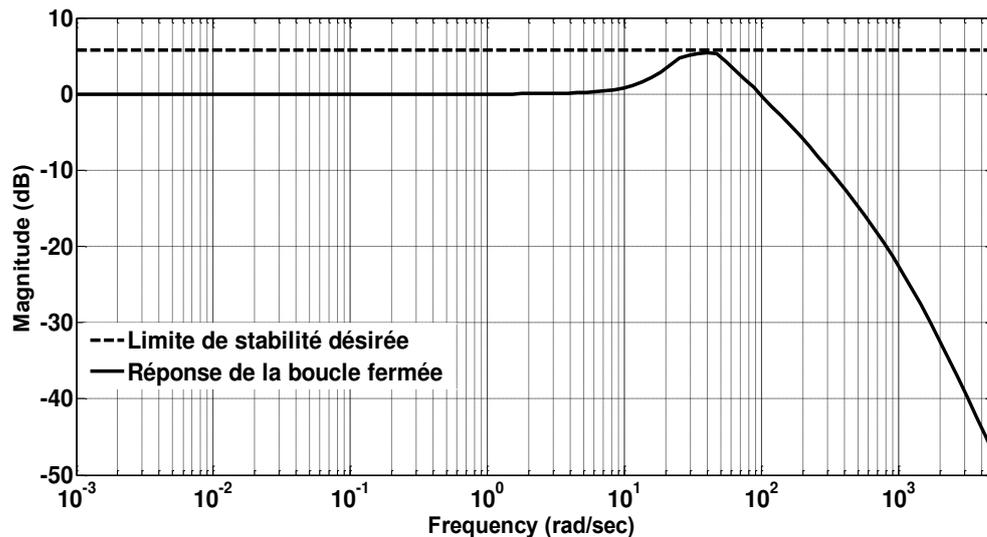


Figure 4.12: Marges de stabilité du système en boucle fermée.

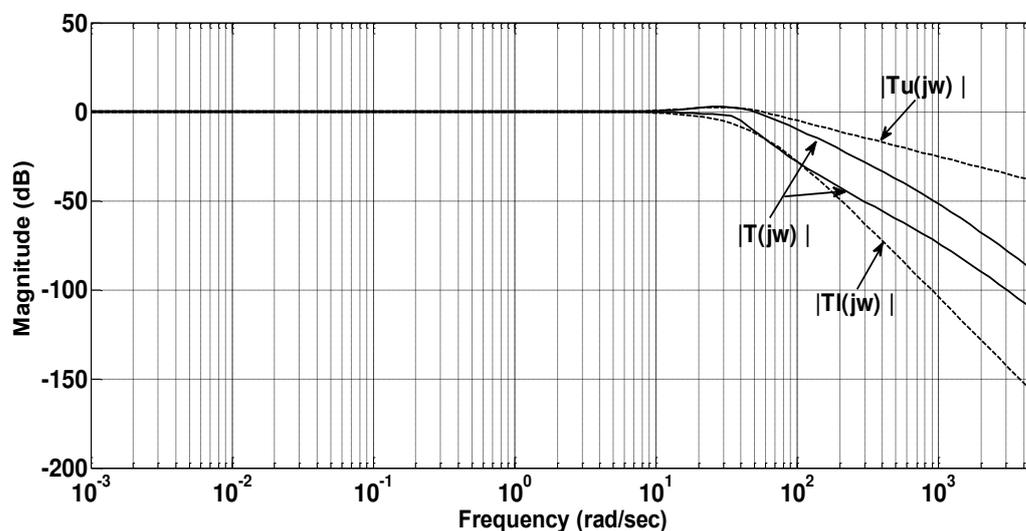


Figure 4.13: Réponse fréquentielle du système en boucle fermée avec les limites inférieure et supérieure de la dynamique de poursuite.

4.4.5.1.7 Validation de la régulation de tension avec le correcteur *QFT*

Les figures 4.14 et 4.15 présentent les résultats expérimentaux de la réponse en tension du système pour le régulateur synthétisé suivant l'approche *QFT* pour des vitesses du vent de 5.5 *m/s* et 8 *m/s*, respectivement. En effet, les mêmes tests déjà réalisés avec le régulateur *PI* ont été reproduits avec le régulateur *QFT*. La tension de référence varie sous forme d'échelons montant et descendant avec un pas de 8 V et un intervalle de temps de 1 s pour les deux valeurs de vitesse du vent.

On peut observer sur ces figures que le système avec le régulateur *QFT* répond mieux par rapport au régulateur *PI* pour tous les échelons de tension appliqués et ceci pour les deux vitesses du vent étudiées. Le système suit rapidement avec un faible dépassement la tension de référence. Les figures 4.16 et 4.17 montrent respectivement un agrandissement de la réponse du système autour du point optimal et autour d'un autre point situé à gauche du point optimal. Il est à noter qu'autour du point optimal, le régulateur *QFT* suit la tension de référence rapidement et presque sans dépassement. Autour du deuxième point, la tension de référence est également atteinte rapidement et avec un dépassement acceptable, presque de 12%, montrant ainsi la robustesse du régulateur *QFT*.

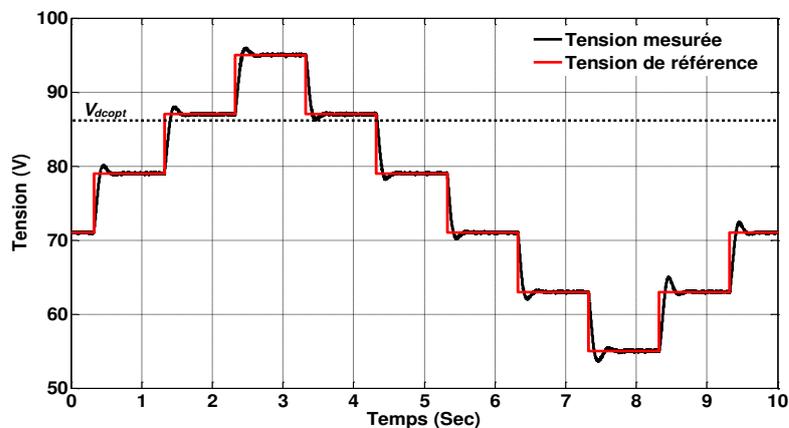


Figure 4.14: Résultats expérimentaux de la régulation de la tension avec le correcteur *QFT* pour une vitesse du vent de 5.5 *m/s*.

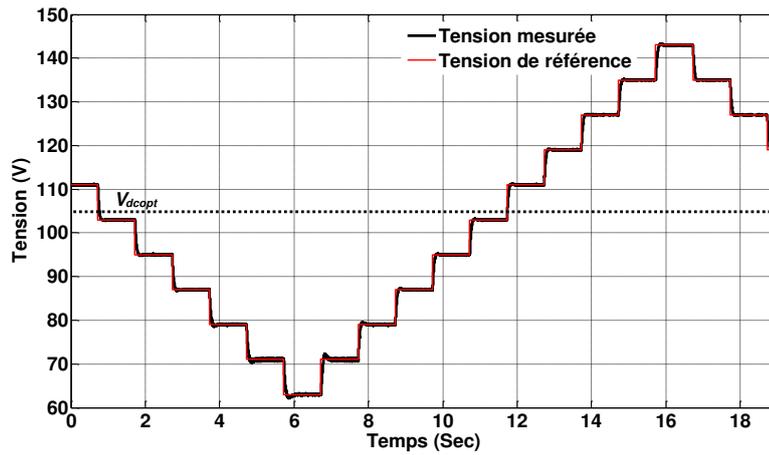


Figure 4.15: Résultats expérimentaux de la régulation de la tension avec le correcteur *QFT* pour une vitesse du vent de 8 m/s .

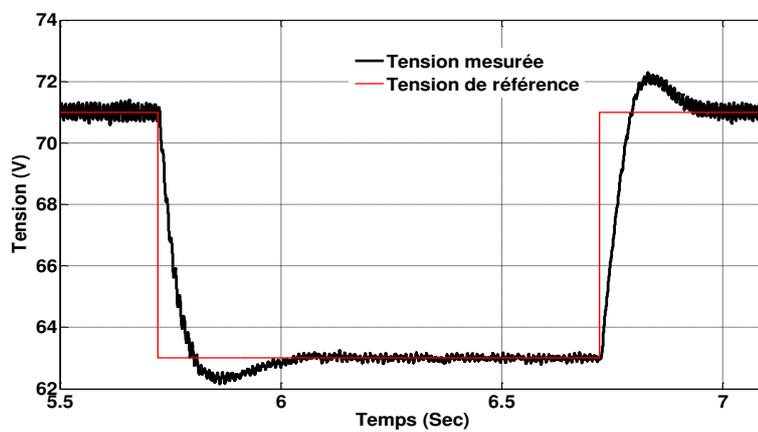


Figure 4.16: Résultats expérimentaux de la régulation de la tension avec le correcteur *QFT* pour une vitesse du vent de 8 m/s . (agrandissement autour de la tension de référence la plus faible).

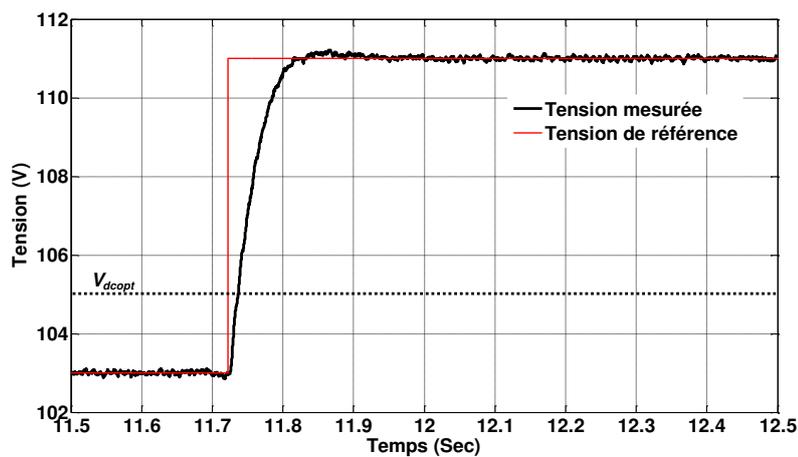


Figure 4.17: Résultats expérimentaux d'une régulation de la tension avec le correcteur *QFT* pour une vitesse du vent de 8 m/s (agrandissement autour du point optimal).

4.5 Synthèse de l'observateur de puissance aérodynamique

Comme nous avons présenté dans la section 2, l'algorithme de commande nécessite la puissance aérodynamique captée par la turbine pour la limiter si la vitesse du vent dépasse certaines valeurs. Cette quantité n'est pas mesurable en pratique, elle peut être cependant estimée à partir des grandeurs mesurées, dans les références [Has08] et [Gas04] la vitesse de rotation et le couple électromagnétique calculés à partir du courant sur l'axe en quadrature I_{sq} sont exploités pour estimer le couple mécanique exercé sur l'arbre de la machine. Dans ce travail, la tension V_{dc} est utilisée à la place de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique est estimé directement à partir du courant I_{dc} . Le schéma bloc de l'observateur de la puissance aérodynamique est illustré par la figure 4.18. Dans cette structure, le couple aérodynamique observé est calculé par la sortie d'un régulateur **PI**, l'entrée de ce dernier est l'erreur entre la tension redressée mesurée V_{dc} et celle estimée.

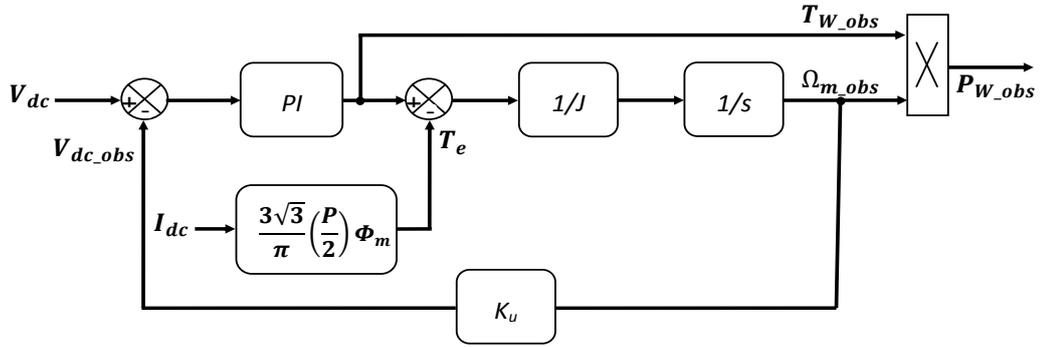


Figure 4.18: Schéma synoptique de l'observateur de puissance aérodynamique.

Le couple électromagnétique calculé à partir du courant I_{dc} est soustrait du couple aérodynamique. Après la division par le moment d'inertie du système J , cette quantité est intégrée pour estimer la vitesse de rotation Ω_{m_obs} , et donc la tension redressée V_{dc_obs} par la multiplication par la constante K_u .

Le rôle du correcteur **PI** est d'annuler l'écart entre la tension redressée mesurée et celle estimée. Il en résulte la convergence du couple aérodynamique estimé vers le couple appliqué sur les pales de la turbine. La puissance aérodynamique est calculée par la multiplication de la vitesse de rotation et du couple observés.

Le régulateur **PI** s'écrit:

$$G(s) = \frac{K_{pobs}s + K_{iobs}}{s} \quad (4.25)$$

De la figure 4.18, il est possible de déduire l'expression suivante:

$$\dot{V}_{dc_obs} = \frac{K_{pobs}}{JK_u} e_{Vdc} + \frac{K_{iobs}}{JK_u} \int (e_{Vdc} dt - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{P}{2}\right) \Phi_m I_{dc}) dt \quad (4.26)$$

$$\dot{z} = e_{V_{dc}} = V_{dc} - V_{dcob} \quad (4.27)$$

Les équations (4.26) et (4.27) peuvent être représentées sous la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{dcob} \\ \dot{Z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_{pobs}}{JK_u} & \frac{K_{iobs}}{JK_u} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc,obs} \\ Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{3\sqrt{3}}{\pi JK_u} \left(\frac{P}{2}\right) \Phi_m & \frac{K_{pobs}}{JK_u} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ V_{dc} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Le couple aérodynamique observé représente la commande fournie à la sortie du correcteur

PI. En effet, on peut écrire:

$$T_{W_{obs}} = G(s)e_{V_{dc}} \quad (4.29)$$

Sous la forme matricielle par:

$$T_{W_{obs}} = [-K_{pobs} \quad K_{iobs}] \begin{bmatrix} V_{dc,obs} \\ Z \end{bmatrix} + [0 \quad K_{iobs}] \begin{bmatrix} I_{dc} \\ V_{dc} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Des équations (4.28) et (4.30), les fonctions de transfert définissant la relation entre le courant I_{dc} et la tension V_{dc} avec le couple observé sont déduites:

$$T_{r_{ob}} = G_{ob_1}(s)I_{dc} + G_{ob_2}(s)V_{dc} \quad (4.31)$$

Avec:

$$G_{ob_1}(s) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{P}{2}\right) \Phi_m \frac{sK_{pobs} + K_{iobs}}{JK_u s^2 + K_{pobs}s + K_{iobs}} \quad (4.32)$$

$$G_{ob_2}(s) = -\frac{JK_u K_{pobs} s^2 + K_u K_{iobs} s - K_{iobs}}{JK_u s^2 + K_{pobs}s + K_{iobs}} \quad (4.33)$$

En identifiant à un système du second ordre (ξ, ω_n), nous obtenons:

$$\begin{cases} K_{pobs} = 2\xi\omega_n JK_u \\ K_{iobs} = \frac{\omega_n^2}{JK_u} \end{cases} \quad (4.34)$$

Les transmittances font apparaître les pôles spécifiés (ξ, ω_n) et un zéro pour la transmittance G_{ob_1} placé en $-\frac{\omega_n}{2\xi}$. Le choix de la bande passante est donc déterminant pour une dynamique d'observation adéquate. Une dynamique d'observation fixant la pulsation naturelle ω_n à 10 rad/sec et le taux d'amortissement ζ à 0.707 ont été retenues.

4.5.1 Validation expérimentale de l'observateur

Les formes d'ondes de la figure 4.19 et 4.20 correspondent aux résultats expérimentaux issus du banc d'essai du laboratoire. La puissance aérodynamique P_W est calculée directement à partir du modèle de la turbine (voir le chapitre 2) ou est issue de l'observateur. Dans le premier cas, la puissance aérodynamique à observer change en échelons due à des changements brusques de la vitesse du vent. On peut constater que malgré la variation rapide de la puissance aérodynamique, le système l'observe rapidement après un faible régime transitoire et avec un faible dépassement dans toutes les transitions de la puissance aérodynamique.

Pour le deuxième cas, un profil du vent plus réaliste qui varie d'une manière sinusoïdale est appliqué sur la turbine éolienne (figure 4.20). Dans cette configuration, la puissance observée se corrobore pleinement avec la puissance calculée (la puissance aérodynamique réelle), vérifiant ainsi l'efficacité de cet observateur.

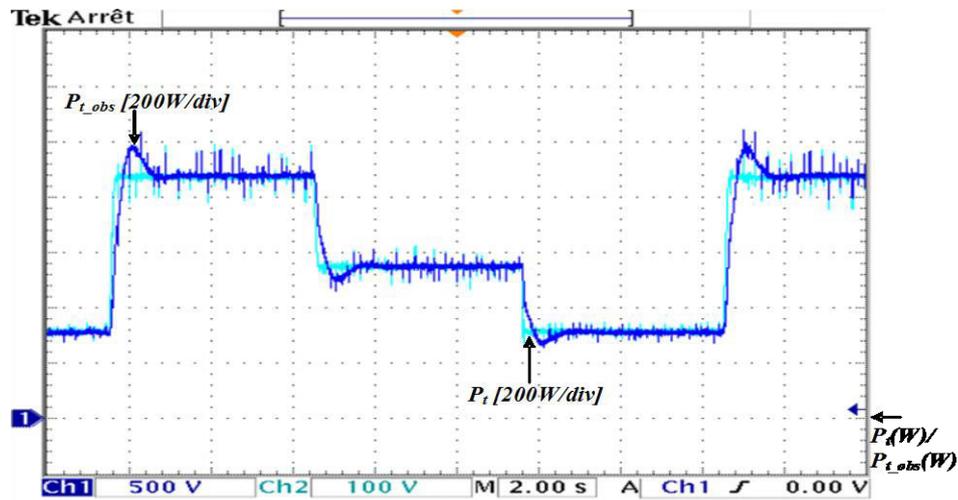


Figure 4.19: Réponse de l'observateur à des échelons de la puissance aérodynamique.

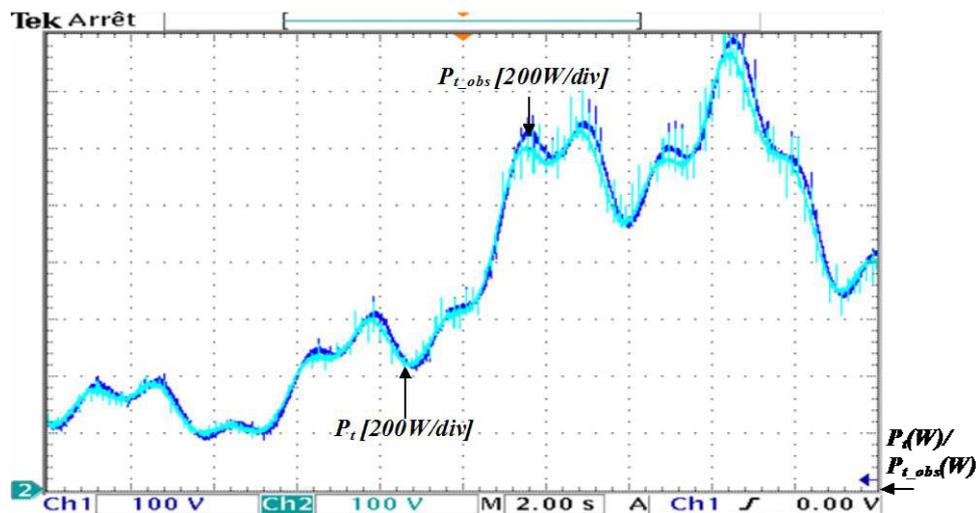


Figure 4.20: Réponse de l'observateur à des variations rapides de la puissance aérodynamique.

4.6 Synthèse du régulateur de la boucle de puissance

Dans le schéma de régulation de la figure 4.3, lorsque le système commute en mode 3 suite au dépassement de la puissance aérodynamique, correspondant à la puissance limite de la turbine, la boucle de régulation de la puissance aérodynamique est mise en cascade avec la boucle de tension. Dans une telle structure de commande, il est impératif que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe. Cette condition permet de trouver explicitement les

paramètres du correcteur de la boucle externe. Par conséquent, de bonnes performances dynamiques du système peuvent être atteintes.

Une fois que la régulation de la boucle interne est validée, il est alors possible de mettre en place, en cascade, une boucle de puissance souhaitée.

La puissance aérodynamique peut être exprimée en fonction de la tension V_{dc} comme suit:

$$P_W = \frac{1}{2} \rho \pi K_u R^3 V_W^2 V_{dc} C_T(\lambda) \quad (4.35)$$

Pour dimensionner le régulateur de la puissance, il est nécessaire de trouver une relation linéaire entre la puissance aérodynamique et la tension V_{dc} . Sur le même principe que la boucle de régulation de tension, la relation précédente est linearisée autour du point de fonctionnement en utilisant le premier terme de la série de *Taylor*, elle s'écrit alors sous la forme suivante:

$$\check{p}_W = f \check{v}_{dc} + g \check{v}_W \quad (4.36)$$

Avec:

$$f = \frac{1}{2} \rho \pi K_u R^3 V_W \left(V_W C_T(\lambda) + R K_u V_{dc} \frac{\partial}{\partial \lambda} C_T(\lambda) \Big|_{(V_{W0}, \lambda_0, V_{dc0})} \right) \quad (4.37)$$

$$g = \frac{1}{2} \rho \pi K_u R^3 V_W \left(2 C_T(\lambda) - R K_u V_{dc} \lambda \frac{\partial}{\partial \lambda} C_T(\lambda) \Big|_{(V_{W0}, \lambda_0, V_{dc0})} \right) \quad (4.38)$$

La boucle interne est approximée par un gain unitaire en supposant que la dynamique de cette dernière est suffisamment rapide pour admettre que la tension de référence atteint sa valeur de référence et qu'elle se trouve dans son état stationnaire où $V_{dc} = V_{dcref}$.

Aussi, nous considérons que la dynamique de l'observateur est choisit suffisamment rapide par rapport à celle de la boucle de régulation de la puissance. Donc, on peut considérer que la puissance aérodynamique observée égale à la puissance réelle à chaque instant.

La boucle de régulation de la puissance est illustrée sur la figure 4.21, la vitesse du vent est vue par la boucle de régulation comme étant une perturbation, donc le correcteur doit rejeter instantanément son effet sur la puissance aérodynamique.

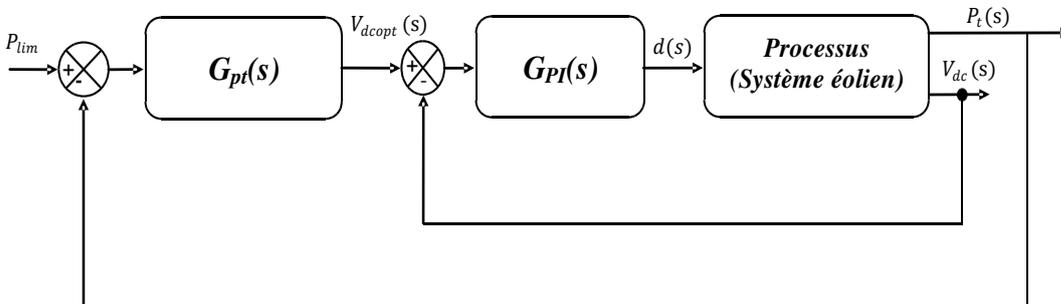


Figure 4.21: Schéma bloc de la boucle de régulation de la puissance aérodynamique.

Le correcteur de puissance P_W sera synthétisé pour avoir au final, une dynamique en boucle fermée du premier ordre. Puisque la fonction de transfert entre la tension et la puissance

aérodynamique est réduite à un simple gain, un intégrateur est suffisant pour stabiliser la boucle de régulation de puissance.

La fonction de transfert de ce correcteur est définie comme suit:

$$G_{Pt}(s) = \frac{K_{ipm}}{s} \quad (4.39)$$

Du schéma de contrôle de la figure 4.21, il est possible d'exprimer la fonction de transfert en boucle fermée:

$$G_{bf}(s) = \frac{fK_{ipm}}{s+fK_{ipm}} \quad (4.40)$$

Il est à noter que le régulateur de puissance est opérationnel que si la vitesse du vent dépasse la vitesse nominale. Aussi, la vitesse spécifique λ est toujours inférieure à la valeur optimale λ_{opt} dans cette région de fonctionnement. Donc, nous avons dimensionné le régulateur pour imposer un temps de réponse de 1.2 s pour un point de fonctionnement $(V_0, \lambda_0) = (10,6)$.

4.7 Validation expérimentale de la structure de commande proposée

La figure 4.22 et 4.23 exposent les résultats acquis lors de la vérification expérimentale de la structure de commande globale étudiée dans ce chapitre.

Pour ne pas dépasser le courant maximal du hacheur, nous avons limité dans cet essai la vitesse du vent maximale pour laquelle le système passe au mode limitation de puissance à 7.5 m/s et la puissance limite de la turbine à 1200 W.

La figure 4.22 donne la réponse du système à des échelons appliqués à la vitesse du vent. Dans ce cas, la vitesse du vent dépasse la vitesse nominale (7.5 m/s) dans certains intervalles de temps afin de tester le fonctionnement du système dans les trois régions de fonctionnement. Initialement la vitesse du vent est inférieure à la vitesse nominale, et le système fonctionne en mode **MPPT**. La tension redressée est réglée de façon que le coefficient de puissance C_p soit à sa valeur maximale, signifiant que la puissance captée par la turbine est aussi maximale. La vitesse du vent augmente à 7.5 m/s, cette valeur correspond à la limite entre le fonctionnement en mode **MPPT** et le fonctionnement en mode limitation de la vitesse de rotation (mode 2), la tension redressée est contrôlée à la valeur maximale de 100 V et la puissance captée par la turbine éolienne est toujours maximale. De nouveau, la vitesse du vent augmente à 8,5 m/s et puis à 10 m/s. Dans un premier temps, la puissance aérodynamique dépasse la puissance maximale de 1200 W et le système commute en mode régulation de puissance (mode 3). Après un faible régime transitoire, la puissance aérodynamique est réglée à sa valeur de référence 1200 W.

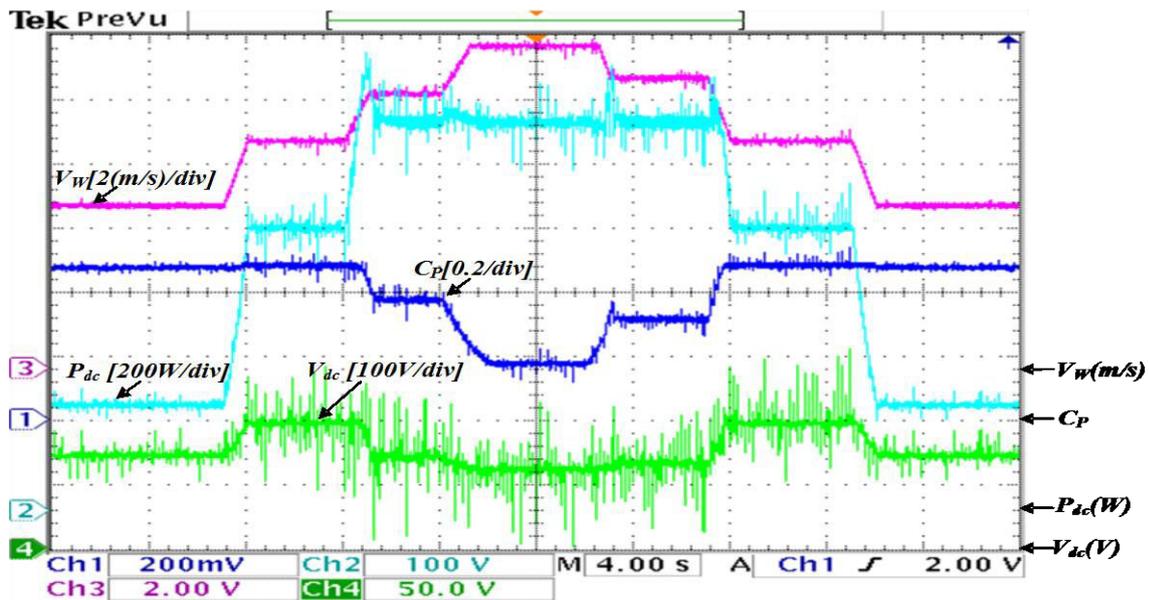


Figure 4.22: Réponse du système avec la commande globale pour une variation en échelons de la vitesse du vent.

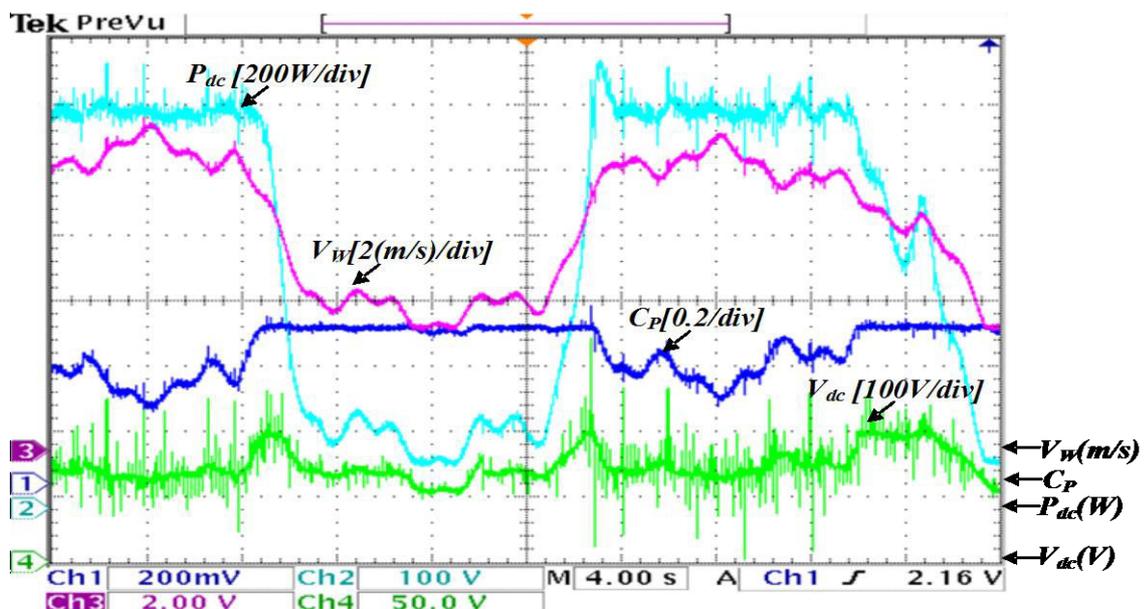


Figure 4.23: Réponse du système avec la commande globale pour une vitesse du vent fluctuante.

Il est notable également que si la vitesse du vent est supérieure à 8 m/s la puissance reste toujours constante malgré cette variation de la vitesse de vent (de 8.5 à 10 m/s et de 10 à $8,5 \text{ m/s}$), tandis que la tension redressée et donc la vitesse de rotation diminuent à chaque fois que la vitesse du vent augmente. Le coefficient de puissance C_p est largement inférieur à sa valeur maximale (0.48) dans cet intervalle. Au fur et à mesure que la vitesse du vent décroît et redevient inférieure à la vitesse nominale, le système reprend le fonctionnement initial en mode *MPPT* et la puissance captée par la turbine est à nouveau maximale.

La figure 4.23 illustre la réponse du système à une vitesse du vent fluctuante, la vitesse du vent varie entre 4.4 et 11 *m/s*. Il apparaît alors trois régions de fonctionnement distinctes. Premièrement, pour une vitesse du vent inférieure à 7.5 *m/s* (vitesse nominale), le système est en mode **MPPT**, dans lequel la tension redressée est réglée pour maximiser la puissance captée par le vent, le coefficient de puissance est alors toujours maximal. Deuxièmement, pour une vitesse du vent supérieure à 8 *m/s*, le système évolue en mode limitation de puissance (mode 3). Ainsi, malgré les fluctuations rapides de la vitesse du vent, la puissance est bien réglée autour de sa valeur de référence 1200 *W*. Troisièmement, les intervalles du temps, où la tension redressée varie autour de 100 *V*, correspondent bien au mode 2 (limitation de la vitesse de rotation). Notez que la tension redressée ne dépasse jamais sa valeur maximale 100 *V* malgré les grandes variations de la vitesse du vent.

Finalement, nous pouvons conclure que la structure de commande proposée permet d'optimiser la puissance captée par la turbine au dessous de la vitesse du vent nominale. Si elle dépasse la valeur nominale, le système est contrôlé pour limiter la puissance et la vitesse de rotation à leurs valeurs limites pour protéger les parties mécanique et électrique du système.

4.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié et validé par des résultats de simulation et expérimentaux une nouvelle structure de commande pour les systèmes éoliens de faibles puissances. Cet algorithme de commande permet de contrôler le système dans toute la plage de variation de la vitesse du vent uniquement par le réglage de la tension à la sortie du redresseur. Cela évite l'utilisation d'un mécanisme additionnel de limitation de puissance et de vitesse de rotation par la turbine lorsque la vitesse du vent est élevée, réduisant ainsi le coût et la complexité du système. Le principe de cette commande est de forcer le système à suivre le point de puissance maximale (**MPPT**) au dessous de la vitesse nominale du vent par le réglage de la tension V_{dc} . Au delà de la vitesse nominale du vent, la tension redressée V_{dc} , qui est l'image de la vitesse de rotation de la machine, est surveillée pour que la vitesse de rotation ne dépasse pas sa valeur limite autorisée par le système. Si la vitesse du vent augmente davantage, une boucle de régulation de puissance est introduite pour maintenir la puissance aérodynamique à sa valeur limite quelque soit la variation de la vitesse du vent.

Dans ce chapitre, nous avons utilisé un algorithme **MPPT** basé sur une caractéristique optimale $V_{dc}=f(I_{dc})$ à titre de simplicité. Les algorithmes développés dans le troisième chapitre peuvent être aussi utilisés. En premier lieu, nous avons élaboré et validé par simulation un

modèle linéaire entre la tension V_{dc} et le rapport cyclique d du hacheur dont les paramètres de celui-ci changent en fonction du point de fonctionnement. En se basant sur le modèle linéaire autour du point de fonctionnement nominal, un régulateur **PI** de la boucle de tension a été dimensionné par la méthode de compensation du zéro du correcteur. Les résultats expérimentaux montrent que le régulateur **PI** ne garantit pas les spécifications désirées sur la dynamique de poursuite ni sur la marge de stabilité si le système fonctionne loin du point pour lequel le régulateur a été optimisé. De plus, son comportement devient oscillatoire sous certaines conditions de fonctionnement.

Pour remédier à ces imperfections, un deuxième type de correcteur a été conçu. La méthodologie **QFT** a été appliquée pour synthétiser un correcteur robuste capable de stabiliser et d'imposer les performances désirées sur toute la plage de fonctionnement du système. L'efficacité de ce contrôleur a été prouvée par des tests expérimentaux sur le banc d'essai du laboratoire.

Pour l'estimation de la puissance mécanique de la turbine, nous avons mis en œuvre un observateur. Cet observateur utilise uniquement le courant I_{dc} et la tension V_{dc} pour estimer la puissance captée par la turbine. Ce dernier a fait l'objet également de tests expérimentaux sur le banc d'essai du laboratoire et a donné entière satisfaction.

Finalement, la structure globale de la commande a été validée expérimentalement. Les résultats de test montrent ainsi l'efficacité de cette structure de commande sur toute la plage de variation de la vitesse du vent et avec des profils en échelons ou fluctuant.

Références bibliographiques

- [**Mul01**] E. Muljadi ,C. P. Butterfield, “Pitch-controlled variable-speed wind turbine generation”, IEEE Trans. Ind. Appl, Vol. 37, pp. 240–246, January./February. 2001.
- [**Che09**] Z. Chen, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, “A review of the state of the art of power electronics for wind turbines”, IEEE Trans. Power Electron, Vol. 24, pp. 1859–1875, August. 2009.
- [**Ahm10**] A. Ahmed, L. Ran, J-R. Bumby, “New Constant Electrical Power Soft-Stalling Control for Small-Scale VAWTs”, IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 25, pp. 1859–1875, December. 2010.
- [**Bar10**] T. K. Barlas, G. A. M. Van Kuik. “Review of state of the art in smart rotor control research for wind turbines”, Prog Aerosp Sci, Vol. 46, pp. 1–27, January. 2010.

- [Bum08] J. R. Bumby, N. Stannard, J. Dominy, N. McLeod, "A Permanent magnet generator for small scale wind and water turbines", IEEE International Conference on Electrical Machines ICEM, Vilamoura, Portugal, pp. 1–6, September. 2008.
- [Lum14] C. Lumbreras, J. M. Guerrero, P. Garcia, F. Briz, D. Diaz, "Control of a small wind turbine in the high wind speed region", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE, Pittsburgh, PA, pp. 4896–4903, September. 2014.
- [Mil97] A. Miller, E. Muljadi, and D. S. Zinger, "A variable speed wind turbine power control", IEEE Trans. Energy Convers, Vol. 12, pp. 181–187, Jun. 1997.
- [Nea06] B. Neammanee, S. Sirisumranukul, S. Chatratana, "Control performance analysis of feedforward and maximum peak power tracking for small-and medium-sized fixed pitch wind turbines", International Conference on Control Automation Robotics and Vision, ICARCV, Singapore, pp 1–7, December. 2006.
- [Che13] J. Chen, J. Chen, C. Gong, "New overall power control strategy for variable-speed fixed-pitch wind turbines within the whole wind velocity range", IEEE T Ind Electron, Vol 60, pp. 2652–2660, July. 2013.
- [Dal13] Z. M Dalala, Z. U. Zahid, L Jih-Sheng, "New overall control strategy for small-scale WECS in MPPT and stall regions with mode transfer control", IEEE Trans. Energy Convers, Vol:28, pp. 1082–1092, December. 2013.
- [Aub14] R. Aubrée, "Stratégies de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance ", Thèse de doctorat de l'Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes, France, 2014.
- [Car13] O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, M. R. González. "Analysis of the control structure of wind energy generation systems based on a permanent magnet synchronous generator", Appl Energ, Vol. 103, pp. 522–538, March. 2013.
- [Hou06] C. H. S. Houppis, J. Rasmussen, M. García-Sanz, "Quantitative feedback theory; fundamentals and applications", Taylor & Francis 2nd edition, New York, USA, 2006.
- [Yan99] O. Yaniv, L. Horowitz, "Quantitative Feedback design of linear and nonlinear control systems", Kluwer Academic Publishers 1st edition, London, 1999.
- [Gar10] M. Garcia-Sanz, C. Molins, "Automatic loop shaping of QFT robust controllers with multi-objective specifications via nonlinear quadratic inequalities", IEEE National Aerospace and Electronics Conference NAECON, Fairborn, pp. 348–353, July. 2010.

-
- [Vee12] M. Veerachary, A. R. Saxena, "Design of robust digital stabilizing controller for fourth-order boost DC–DC converter: a quantitative feedback theory approach". IEEE T Ind Electron, Vol. 59, pp. 952 – 963, February 2012.
- [Qua08] T. D. Quang, K. A. Kyoung, I. Y. Jong, "Introduction to quantitative feedback theory for robust force control of load simulator", IEEE International Conference on Communications and Electronics, Hoian, pp. 42–47. Jun. 2008.
- [Gar14] M. Garcia-Sanz, A. Mauch, C. Philippe, "The QFT Control Toolbox (QFTCT) for Matlab", CWRU, UPNA and ESA-ESTEC: Version5.02: August 2014. Available online: <http://cesc.case.edu>.
- [Has08] S. Hassaine, "Application des nouvelles techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat de l' université d'Oran, Algérie, 2008.
- [Gas04] L. Gasc, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile -Approches par la structure et par la commande", Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique, Toulouse, France, 2004.

Commande avancée de l'onduleur triphasé alimentant des charges AC dans les sites isolés

L'objectif de cette partie est de présenter une structure de commande de l'interface **DC/AC** pour contrôler la tension aux bornes de la charge en mode isolé. Dans cette architecture, deux boucles de régulation en cascade sont mises en œuvre. Une boucle interne pour contrôler le courant de sortie de l'onduleur. Dans la boucle externe, la technique *Dead-beat* et l'approche répétitive sont exploitées pour synthétiser un régulateur de tension à la fois performant en régime transitoire et capable d'éliminer tous les harmoniques non désirés de la tension. Tout au long de cette étude, nous considérons la tension du bus continu comme constante, elle est issue du système éolien étudié précédemment avec un système de stockage. La structure de commande développée sera étudiée à l'aide de résultats de simulation et expérimentaux.

Sommaire :

| | |
|---|------------|
| 5.1 Introduction..... | 125 |
| 5.2 Principales topologies de conversion DC/AC | 126 |
| 5.3 Modélisation de la topologie étudiée | 128 |
| 5.4 Structure de la commande proposée | 129 |
| 5.4.1 Conception du contrôleur de courant | 130 |
| 5.4.2 Conception du contrôleur de tension | 131 |
| 5.4.2.1 Contrôleur Dead-beat | 131 |
| 5.4.2.2 Contrôleur répétitif | 133 |
| 5.5 Validation par simulation de la commande proposée..... | 136 |
| 5.6 Validation expérimentale de la commande proposée | 138 |
| 5.7 Conclusion | 142 |
| Références bibliographiques | 143 |

5.1 Introduction

Nous avons étudié dans les deux chapitres précédents des techniques de commande *MPPT* afin de maximiser la puissance captée par l'éolienne, ainsi la structure de commande permet de limiter la puissance de l'éolienne durant des fortes vitesses du vent. Dans ces études, nous avons considéré qu'une charge résistive est branchée directement à la sortie du hacheur pour dissiper la puissance produite par le système. En pratique, un convertisseur *DC/AC* du type onduleur de tension triphasé est nécessaire pour injecter la puissance produite vers un réseau de distribution, ou bien alimenter une charge *AC* locale dans les sites isolés où l'extension du réseau public n'est pas envisageable pour des raisons de coûts.

Dans le premier cas, le contrôle de l'onduleur est réalisé pour transférer la puissance produite par le système sur un réseau de distribution autonome. Dans le deuxième cas, la commande de l'onduleur est élaborée afin de générer un système de tension en sortie équilibré en amplitude et de fréquence fixes à un ensemble de charges locales [Jia13]. Dans ce cas, l'éolienne doit être combinée avec un système de stockage et/ou d'autres ressources renouvelables ou non afin de compenser la nature intermittente du vent. La tension de bus continu doit être contrôlée à une valeur constante quel que soit les variations de la charge.

Dans les sites isolés, c'est le système de production qui conditionne la qualité de la puissance fournie à l'ensemble des charges connectées au système, qui peuvent être de type non-linéaires et causer par conséquent une distorsion de la tension de sortie. Il est possible de citer quelques exemples de ce type de charges: un micro-ordinateur, équipements de télécommunication, plaque à induction...etc [Mac06]. Si ces charges sont monophasées une séquence négative apparaît sur la tension de sortie. De plus, les charges connectées peuvent être commutées d'une manière aléatoire avec des propriétés dynamiques/statiques différentes [Cam07] et [Del11].

Ainsi, la commande de l'onduleur pour un tel système doit répondre aux exigences suivantes:

- fournir un système de tensions triphasé équilibré malgré le déséquilibre de la charge;
- garantir une stabilité sur des régimes transitoires rapides dans le cas de commutation de la charge;
- attester d'un fonctionnement stable pour une large plage de variation de la charge;
- assurer une faible distorsion de la tension de sortie (faible *THD*);
- limiter le courant traversant l'onduleur pour protéger les interrupteurs d'électronique de puissance.

L'objectif de cette partie est de présenter une structure de commande de l'interface **DC/AC** pour contrôler la tension aux bornes de la charge en mode isolé. Dans cette architecture, deux boucles de régulation en cascade sont mises en œuvre. Premièrement, une boucle interne pour contrôler le courant de sortie de l'onduleur. Dans cette boucle, un régulateur à hystérésis avec limiteur de courant est utilisé. Deuxièmement, dans la boucle externe, la technique *Dead-beat* et l'approche répétitive sont exploitées pour synthétiser un régulateur de tension à la fois performant en régime transitoire lorsque la charge change rapidement et capable d'éliminer tous les harmoniques non désirés de la tension aux bornes de la charge.

Tout au long de cette étude, nous considérons la tension du bus continu comme constante, elle est issue du système éolien étudié précédemment avec un système de stockage, dont le rôle est d'emmagasiner de l'énergie mais aussi de régler la tension du bus continu à une valeur constante.

En premier lieu, nous commençons ce chapitre par une présentation des principales topologies de conversion **DC/AC**. Ensuite, nous allons modéliser le système de production de puissance avec la topologie de conversion **DC/AC** choisie. Finalement, la nouvelle structure de contrôle de la tension proposée sera développée et étayée par des résultats de simulation et expérimentaux.

5.2 Principales topologies de conversion **DC/AC**.

Le système de production dans les sites isolés doit être capable d'alimenter des charges triphasées comme des charges monophasées. C'est la raison pour laquelle la topologie de conversion **DC/AC** utilisée doit être triphasé avec la présence du neutre. Dans la littérature, nous pouvons distinguer principalement trois configurations d'onduleurs triphasés pour convertir la puissance de nature continue produite par le système en grandeurs alternatives [Dai05]. La première configuration est illustrée sur la figure 5.1. L'onduleur triphasé est composé de trois bras, dans cette topologie, le neutre est créé par un transformateur triphasé couplé en Δ/Y_g avec le neutre du secondaire qui est relié à la terre. Dans cette configuration, le courant homopolaire ne peut pas circuler dans le primaire du transformateur, ce qui rend la commande du système relativement facile. Cependant, l'utilisation d'un transformateur entraîne un surcoût et un encombrement supplémentaire.

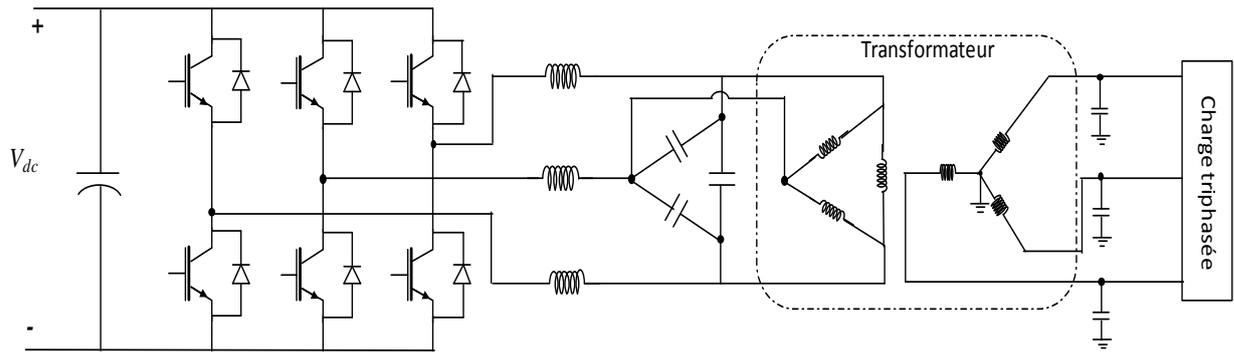


Figure 5.1: Topologie à base d'un onduleur triphasé à trois bras avec un transformateur de couplage.

La figure 5.2 présente la topologie de l'onduleur triphasé à quatre bras en anglais: *three-phase four-wire inverter*. Grâce à cette configuration le transformateur de couplage est éliminé, le point neutre de la charge est branché au point milieu du quatrième bras de l'onduleur. Avec cette topologie, l'onduleur triphasé est équivalent à trois onduleurs monophasés en pont, dont le quatrième bras est partagé entre les trois phases. Néanmoins, l'utilisation d'un quatrième bras augmente le coût et la complexité de commande du système [Dem09].

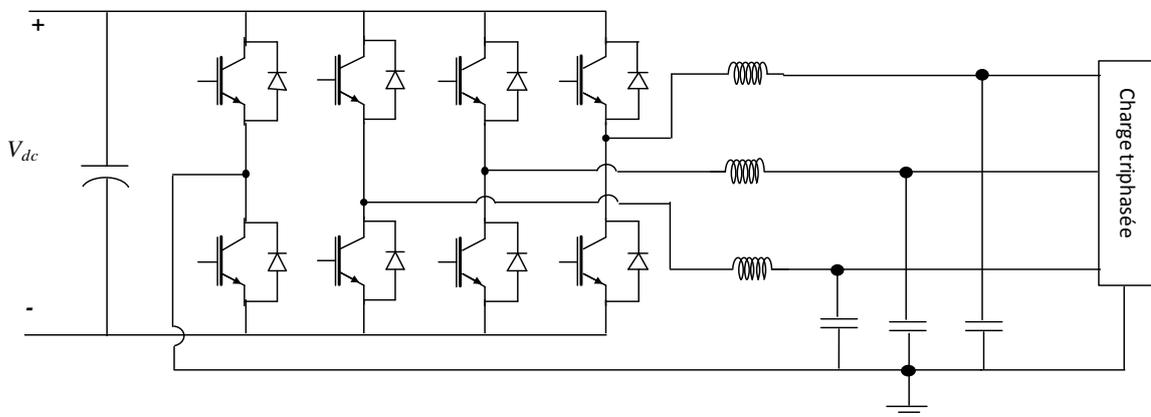


Figure 5.2: Topologie à base d'un onduleur triphasé à quatre bras.

La troisième topologie consiste à utiliser un diviseur capacitif sur le bus continu et seulement trois bras actifs avec des interrupteurs de puissance. La charge monophasée est branchée entre une phase et le point milieu du diviseur capacitif du bus continu d'où la nomination en anglais: *three-phase four-wire split dc bus* comme il est illustré sur la figure 5.3. Le bénéfice d'une telle topologie réside dans la modélisation du système qui peut être considéré comme trois sous-systèmes monophasés indépendants, simplifiant ainsi la synthèse de la commande [Jia13].

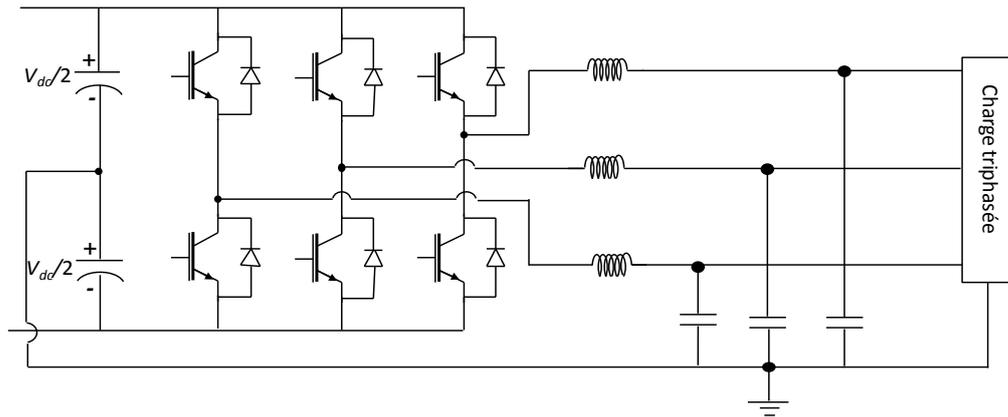


Figure 5.3: Topologie à base d'un onduleur triphasé à trois bras avec diviseur capacitif.

5.3 Modélisation de la topologie étudiée

Dans ce travail la topologie illustrée sur la figure 5.3 est analysée. Le bus continu est supposé alimenté par une source de tension **DC** idéale, laquelle peut être issue du système de production éolienne étudié précédemment, avec un système de stockage pour compenser la nature intermittente du vent. Le rôle du système de stockage est de régler la tension du bus continu à une valeur constante malgré les fluctuations de la vitesse du vent ou le changement de la charge. Le système de tensions triphasées de sortie est susceptible d'alimenter trois types de charges à savoir: 1) une charge triphasé équilibrée; 2) des charges triphasées déséquilibrées qui peuvent être des charges monophasées branchées entre une phase et le neutre; 3) des charges non-linéaires monophasés ou triphasés [Del11].

Puisque les tensions des deux capacités en série du bus continu sont équilibrées, nous pouvons considérer le système simplifié comme trois structures monophasés indépendantes sans interaction entre les trois phases comme indiqué sur la figure 5.4. Il n'est donc pas nécessaire d'étudier le comportement du système triphasé.

Les éléments C_F , L_F et R_F sont respectivement les paramètres du filtre, la capacité, l'inductance et la résistance.

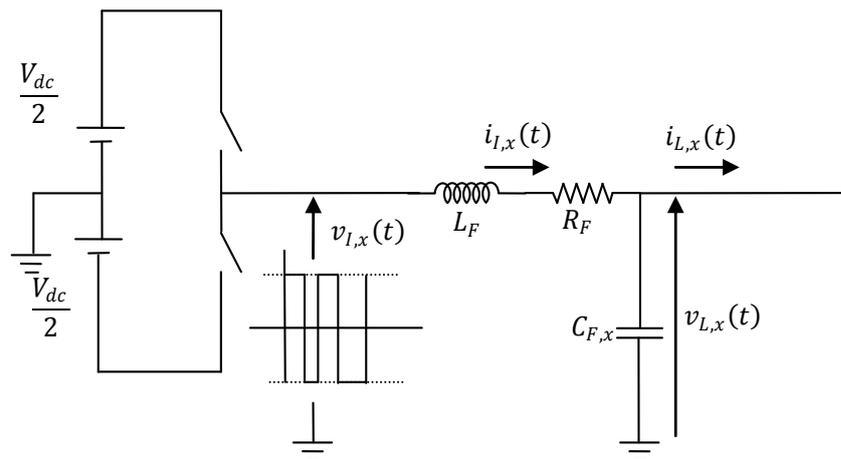


Figure 5.4: Modèle équivalent de chaque phase de l'onduleur triphasé avec un diviseur capacitif.

$i_{L,x}$: courant généré par l'onduleur;

$v_{L,x}$: tension phase-neutre à la sortie de l'onduleur;

$v_{L,x}$: tension phase- neutre aux bornes de la charge;

$i_{L,x}$: courant de charge;

et x représente la phase correspondante $x=a, b, c$.

Le modèle du système dans l'espace d'état peut être écrit comme suit:

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = A.X + B.U + H.\zeta \\ Y = C.X \end{cases} \quad (5.1)$$

Avec: la variable d'état $X^T = [v_{L,x} \quad i_{L,x}]$, le signal de commande $U = u_{inv,x}$ et le signal de perturbation $\zeta = i_{L,x}$.

Les coefficients sont: $A = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_F \\ -1/L_F & R_F/L_F \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_F \end{bmatrix}$; $H = \begin{bmatrix} -1/C_F \\ 0 \end{bmatrix}$; et $C = [1 \quad 0]$.

5.4 Structure de la commande proposée [Dai13]

Comme il peut être observé sur la figure 5.5, le système de commande est composé de deux boucles de régulation, une boucle interne pour régler le courant issue de la boucle de tension et une boucle externe pour contrôler la tension aux bornes de la charge. L'avantage de cette structure est que l'évolution du courant à la sortie de l'onduleur est maîtrisée, donc la protection des composants de l'électronique de puissance contre les surintensités par la limitation du courant de référence est concevable. Dans ce travail, nous avons utilisé un régulateur à hystérésis pour le contrôle du courant. Ce régulateur est caractérisé par une dynamique très rapide.

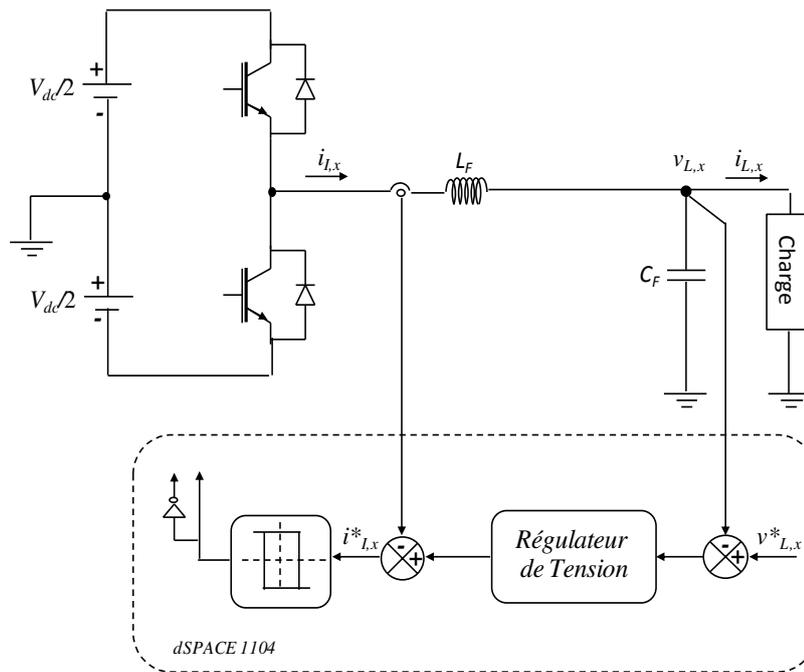


Figure 5.5: Structure de la commande étudiée.

Pour la boucle externe, nous avons utilisé une combinaison entre la technique *Dead-beat* et le contrôleur répétitif pour concevoir un régulateur de tension. Le contrôleur répétitif permet de compenser tous les harmoniques non désirés dues à la de charge non-linéaire. Alors que le régulateur *Dead-beat* permet d'améliorer la réponse dynamique de la boucle de régulation de tension.

5.4.1 Conception du contrôleur de courant

Puisque le neutre de la charge est connecté au point milieu du bus continu, il n'y a pas d'interaction entre les trois phases, et les trois courants peuvent être contrôlés indépendamment. Pour le contrôleur du courant, les parties modulation et régulation sont imbriquées dans un seul module (basculé à hystérésis). Le courant est contrôlé par comparaison de l'erreur de courant avec une fourchette à hystérésis. Si l'erreur dépasse la bande inférieure, l'interrupteur supérieur est fermé pour augmenter le courant, cet interrupteur reste fermé jusqu'à ce que l'erreur de courant atteigne la bande supérieure.

Parmi les avantages de ce contrôleur on peut citer: la simplicité de la mise en œuvre et une grande dynamique à la poursuite du courant de référence. De plus, avec le contrôleur à hystérésis, il est possible de rendre la régulation du courant relativement indépendante des fluctuations de la tension du bus continu. Cependant, il présente quelques inconvénients, notamment la variation de la fréquence de commutation. Ce dernier point rend la conception du filtre de sortie délicate. Plusieurs travaux de recherche ont été menés pour surmonter cet

inconvenient et rendre la fréquence de commutation constante. [Ho09] et [Mal97]. Ce problème n'a pas été traité dans ce travail, nous avons utilisé un régulateur à hystérésis à bande fixe pour régler le courant à la sortie de l'onduleur.

5.4.2 Conception du contrôleur de tension

5.4.2.1 Contrôleur Dead-beat

La conception du régulateur *Dead-beat* est basée sur le modèle interne du système, ce dernier est utilisé pour prédire le comportement du système. A partir de la figure 5.5, le système à contrôler est composé d'un onduleur de tension, d'un filtre de sortie *LC* et d'une charge. Le but principal du contrôleur *Dead-beat* est de calculer le courant de référence à imposer à la boucle interne afin de forcer la tension aux bornes de la charge à suivre la tension de référence.

De l'équation (5.1), le courant à la sortie de l'onduleur sous sa forme discrète peut être écrit comme suit:

$$i_l(k) = \frac{C_F}{T_S} (v_L(k+1) - v_L(k)) + i_L(k) \quad (5.2)$$

Avec T_S qui représente la période d'échantillonnage.

Le courant à la sortie de l'onduleur à la prochaine période d'échantillonnage est donné par:

$$i_l(k+1) = \frac{C_F}{T_S} (v_L(k+2) - v_L(k+1)) + i_L(k+1) \quad (5.3)$$

Ajoutant (5.2) à (5.3) et considérant que le courant de charge à l'instant kT_S égal au courant de la prochaine période $(l+k)T_S$, nous trouvons:

$$i_l(k+1) = \frac{C_F}{T_S} (v_L(k+2) - v_L(k)) + 2i_L(k) + i_l(k) \quad (5.4)$$

Pour permettre à la tension v_L à l'instant $k+2$ de suivre sa référence v_L^* à l'instant k , le courant à la sortie de l'onduleur doit être égal à:

$$i_l^*(k+1) = \frac{C_F^{est}}{T_S} (v_L^*(k) - v_L(k)) + 2i_L(k) + i_l^*(k) \quad (5.5)$$

C_F^{est} : est l'estimation de la capacité du filtre.

La dynamique de la boucle interne est très rapide par rapport à la boucle externe, donc la boucle interne peut être remplacée par un gain unitaire, donc le courant de référence égale le courant mesuré.

Dans un premier temps, nous supposons que la valeur de la capacité du filtre est connue avec précision ($C_F^{est} = C_F$) et le courant de charge est obtenu par mesure.

Donc, il est possible de calculer la fonction de transfert en z de la boucle fermée du contrôleur de la tension à partir des équations (5.4) et (5.5) comme suit:

$$G_p(z) = \frac{V_L(z)}{V_L^*(z)} = \frac{1}{z^2} \quad (5.6)$$

Cela signifie que la tension aux bornes de la charge suit sa référence avec un retard de deux pas d'échantillonnage. La boucle fermée de contrôle de la tension contient deux pôles situés à l'origine du plan z .

La figure 5.6 montre le résultat de simulation de la régulation de la tension de sortie avec le contrôleur *Dead-beat*. Dans cette simulation, le courant de charge mesuré a été utilisé pour calculer le courant de référence à la sortie de l'onduleur, la période d'échantillonnage est prise égale à 2.5 ms. Nous pouvons observer sur cette figure que la tension aux bornes de la charge suit sa référence avec un retard de 5 ms (deux périodes d'échantillonnage), confirmant ainsi la validité des hypothèses que nous avons prise. Aussi, nous pouvons observer que lors de variation de la tension de référence, la tension mesurée suit sa référence après un très faible régime transitoire.

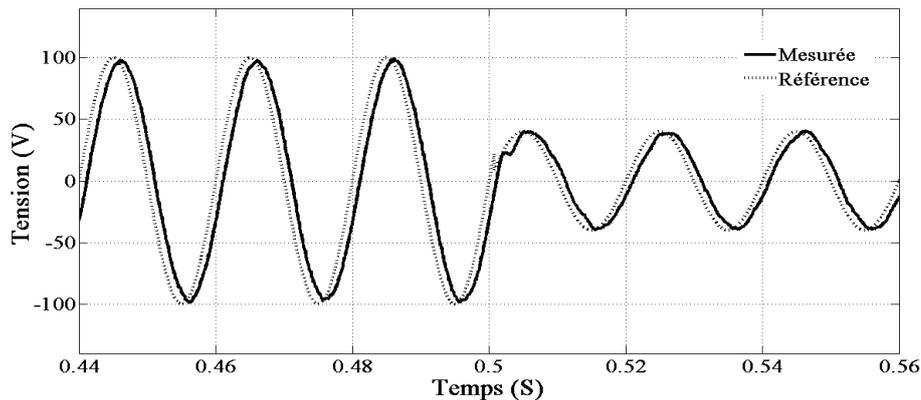


Figure 5.6: Forme d'onde du courant de référence et mesuré de la phase a avec le contrôleur *Dead-beat*.

L'analyse de la stabilité est conduite pour étudier la robustesse en stabilité et en performance vis-à-vis des variations des paramètres du modèle pour ce système à contrôler. Le calcul du courant de référence à la sortie de l'onduleur nécessite uniquement la connaissance de la capacité du filtre. Donc, nous analysons le comportement du système vis-à-vis de la variation de la valeur de la capacité. Si la valeur de C_F est mal identifiée ($C_F^{est} \neq C_F$), la fonction de transfert (5.6) devient:

$$\frac{V_L(z)}{V_L^*(z)} = \frac{1}{\frac{C_F}{C_F^{est}} z^2 + \left(1 - \frac{C_F}{C_F^{est}}\right)} \quad (5.7)$$

De cette équation, il est notable que l'erreur sur l'estimation de la capacité du filtre engendre le déplacement des pôles du système en boucle fermée, ainsi les performances du système peuvent être dégradées. La fonction de transfert (5.7) possède deux pôles donnés par:

$$z_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{C_F - C_F^{est}}{C_F}} \quad (5.8)$$

En réalité, le courant de la charge n'est pas mesuré pour éviter l'utilisation des capteurs de courant additionnels. Au lieu de mesurer ce courant, il est considéré comme une perturbation et le contrôleur répétitif doit le compenser.

5.4.2.2 Contrôleur répétitif

Le contrôleur répétitif est une application du principe du modèle interne, qui révèle que la poursuite d'un signal de référence et le rejet des perturbations périodiques peuvent être achevés si le modèle interne du signal d'exogène (perturbation et signal de référence) est incorporé dans une boucle fermée stable [Fra75].

La fonction de transfert du modèle interne d'un signal périodique est donnée par:

$$G_{rep}(z) = \frac{1}{1 - z^N} \quad (5.9)$$

Avec N qui représente le nombre des échantillons du signal d'exogène, $N=T/T_s$, T étant la période fondamentale du signal d'exogène.

La figure 5.7 illustre le diagramme de *Bode* de la fonction de transfert décrite par l'équation 5.9. La fréquence d'échantillonnage est prise égale à 2500 Hz. Il apparaît clairement que le module de la fonction de transfert est très grand aux fréquences des harmoniques du fondamental (50 Hz). L'introduction d'un gain très élevé aux hautes fréquences est susceptible d'introduire dans la chaîne de contrôle un bruit de mesure qui risque de déstabiliser le système. Dans la pratique, on utilise un filtre $Q(z)$ passe bas pour stabiliser le système.

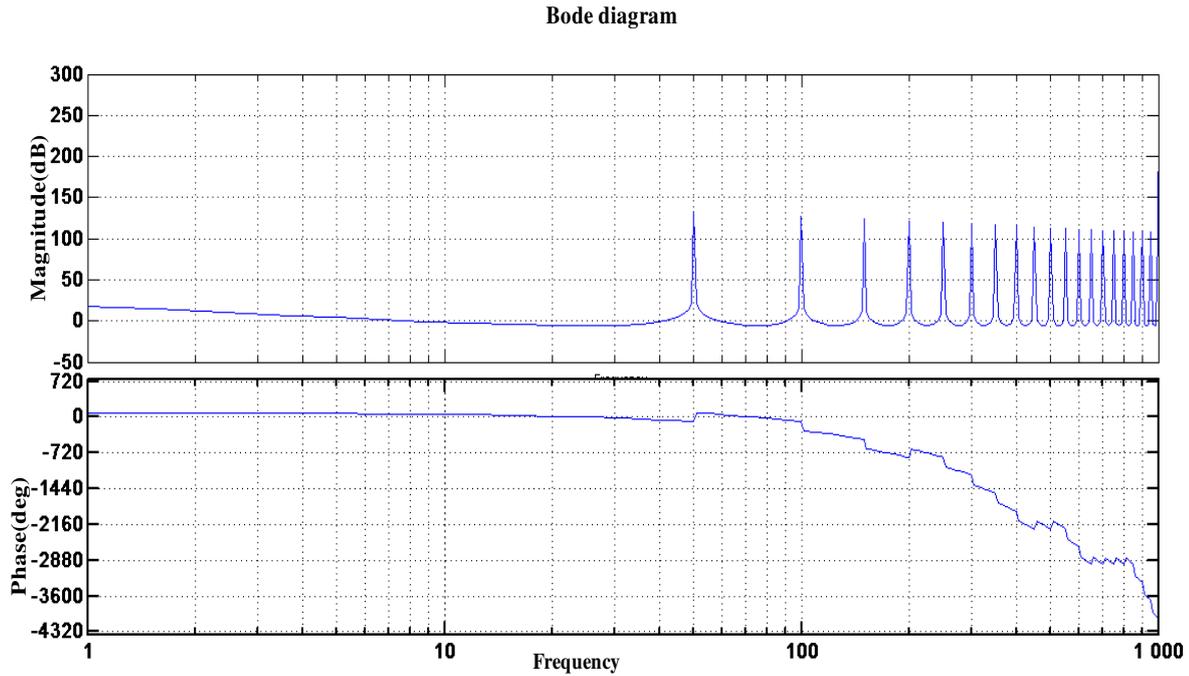


Figure 5.7: Diagramme de *Bode* de la fonction de transfert du contrôleur répétitif.

Dans la plupart des applications de régulation présentées dans la littérature, le contrôleur répétitif est introduit dans la boucle de régulation sous la forme **Plug-in** [Zha03] illustré sur la figure 5.8. Dans ce schéma bloc, $S(z)$ est un compensateur qui permet d'ajuster le module de la boucle ouverte du système afin d'avoir une meilleure compensation des harmoniques, K_S est un gain pour stabiliser le système.

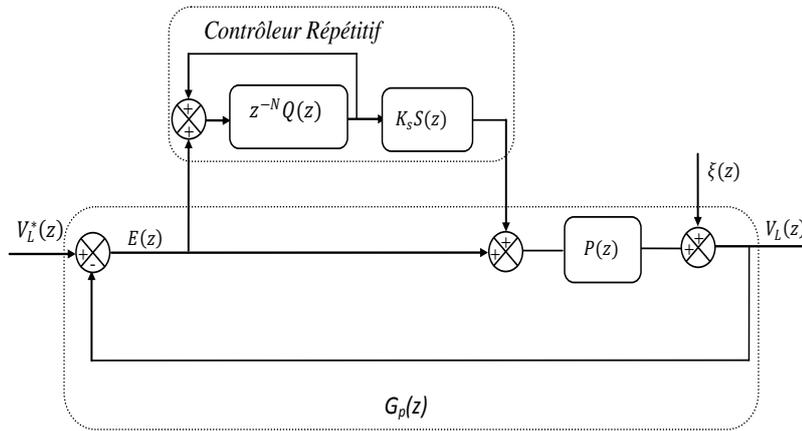


Figure. 5.8: Schéma bloc de la boucle de régulation de tension avec le contrôleur répétitif.

Nous pouvons écrire la fonction de transfert en z du système en boucle fermée avec le contrôleur répétitif comme suit:

$$E(z) = \frac{1 - Q(z)z^{-N}}{1 + P(z)} \times \frac{1}{1 - Q(z)z^{-N} [1 - K_S S(z)G_p(z)]} (V_L^*(z) - \zeta(z)) \quad (5.10)$$

Avec $E(z)$, $V_L^*(z)$ et $\zeta(z)$ qui sont respectivement la transformée en z de l'erreur, la tension de référence et la tension de perturbation due à la charge. $G_p=P(z)/(1+P(z))$ est la fonction de transfert du système en boucle fermée sans le contrôleur répétitif.

On peut conclure que le système en boucle fermée donné par l'équation (5.10) est stable si les deux conditions suivantes sont vérifiées.

1. Les racines du système en boucle fermée sans le contrôleur répétitif ($1+P(z)$) sont à l'intérieur d'un cercle unitaire. D'après l'équation (5.8), le système est stable pour une large erreur de la capacité estimée
2. Du théorème du petit gain, le système de la figure 5.8 est stable si et seulement si la condition suivante est vérifiée [Zha03]:

$$\|Q(z)[1 - K_S S(z)G_p(z)]\| \leq 1 \quad (5.11)$$

Avec $z=e^{j\omega}$ et $0 < \omega < \omega_N$ $\omega_N=T_S/\pi$: fréquence de *Nyquist*.

L'objectif de conception du contrôleur répétitif est de trouver les fonctions de transfert $S(z)$ et le gain K_S permettant de garantir une stabilité du système en présence d'incertitude paramétrique du modèle et de rejeter les perturbations ainsi d'assurer une dynamique de poursuite de la consigne aussi rapide que possible.

Typiquement, la fonction de transfert $S(z)$ est choisie comme [Bro92]:

$$S(z) = \hat{G}_p^{-1}(z) = z^2 \quad (5.12)$$

Avec $\hat{G}_p^{-1}(z)$ est l'inverse de la fonction de transfert $G_p(z)$.

Théoriquement, le contrôleur répétitif permet de compenser tous les harmoniques inférieurs à la fréquence de *Nyquist*. Cependant, l'introduction d'un gain élevé aux hautes fréquences pourrait déstabiliser le système. Pratiquement, on utilise un filtre basse bande $Q(z)$, ce qui limite le contrôleur répétitif à la compensation des harmoniques de faibles rangs qui ont des amplitudes significatifs. Généralement, un filtre de premier ordre est suffisant [Cer07]. La fonction de transfert du filtre que nous avons utilisé dans notre travail est donnée par:

$$Q(z) = \frac{1}{4}z + \frac{1}{2} + \frac{1}{4}z^{-1} \quad (5.13)$$

A partir des équations (5.12) et (5.13) et en tenant compte qu'aux faibles fréquences le module du filtre égale à un, l'inégalité (5.13) peut être se réécrite comme suit:

$$\|[1 - K_S]\| \leq 1 \quad (5.14)$$

De l'équation (5.14) le gain K_S doit être choisi dans l'intervalle suivant $0 < K_S < 2$. Par ailleurs, une grande valeur de K_S permet une dynamique rapide à la poursuite de la référence. Donc, le choix de ce gain est un compromis entre la stabilité et la rapidité du système.

Dans le cas pratique, il existe des incertitudes du modèle, ces incertitudes doivent être prises en compte dans le choix de K_S (la valeur de la capacité estimée dans le contrôleur *Dead-beat*). Donc, il est nécessaire d'évaluer les limites de variation du module de la fonction de transfert en boucle fermée sans contrôleur répétitif pour une erreur sur l'estimation de la capacité du filtre.

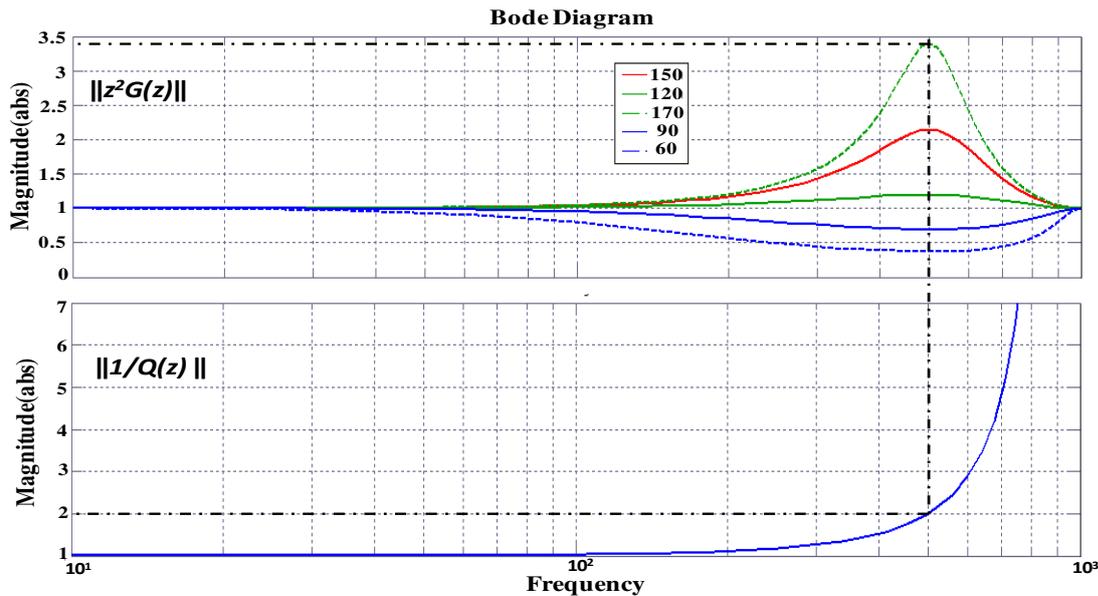


Figure 5.9: Diagramme de *Bode* utilisé dans le processus de conception. Module de $z^2G(z)$ pour différentes valeurs de la capacité estimée et le module de $1/Q(z)$.

La figure 5.9 montre les modules de $z^2G(z)$ et $1/Q(z)$ dans le domaine fréquentiel pour plusieurs valeurs de la capacité estimée. A noter que la valeur réelle de la capacité est de $110 \mu F$. La valeur maximale du module est de 3.39. Pour la même fréquence, le module de $1/Q(z)$ égal à 2. Selon la condition de stabilité donnée par l'équation (5.10), le gain de stabilisation K_S est choisi égal à 1.2 pour donner une certaine marge de stabilité.

5.5 Validation par simulation de la commande proposée

Cette section est consacrée à la vérification des performances de la commande proposée par simulation utilisant Matlab/SimulinkTM. Pour l'onduleur, le filtre, les charges et la source de tension continue, nous avons pris les éléments présents à la bibliothèque *SimPowerSystems*, les paramètres de la simulation sont donnés dans l'annexe. La tension du bus continu dans la simulation est prise constante. La tension de référence phase-neutre en valeur efficace est fixée à 60 V avec une fréquence de 50 Hz.

Plusieurs tests ont été effectués pour vérifier l'efficacité et les performances statiques et dynamiques du système.

La figure 5.10 présente les formes d'ondes de la tension instantanée aux bornes de la charge avec la valeur efficace et le courant de charge pour la phase *a* lors d'une variation brusque de trois types de charges:

- Figure 5.10 (a) enclenchement et déclenchement d'une charge équilibrée purement résistive de 20Ω pour chaque phase.
- Figure 5.10 (b) enclenchement et déclenchement d'une charge inductive équilibrée composée d'une résistance de $R=15 \Omega$ en série avec une inductance $L=15 \text{ mH}$ pour chaque phase.
- Figure 5.10 (c) enclenchement et déclenchement d'une charge non-linéaire formée d'un redresseur triphasé en pont alimentant une charge résistive de 30Ω en parallèle avec une capacité de $220 \mu F$.

Sur ces figures, l'amplitude de la valeur efficace est multipliée par 2.5 et l'amplitude du courant instantané par un coefficient égal à 10.

De ces figures, nous pouvons observer que durant la phase de transition de la charge, la tension aux bornes de cette dernière est faiblement affectée par les transitions des charges. La tension en valeur efficace se rétablit à sa valeur de référence (60 V) après environ deux périodes de la tension (0.04 s) dans tous les cas examinés. Par conséquent, le régulateur permet dans le cas d'une charge non-linéaire de restaurer la forme sinusoïdale de la tension de sortie après un faible régime transitoire.

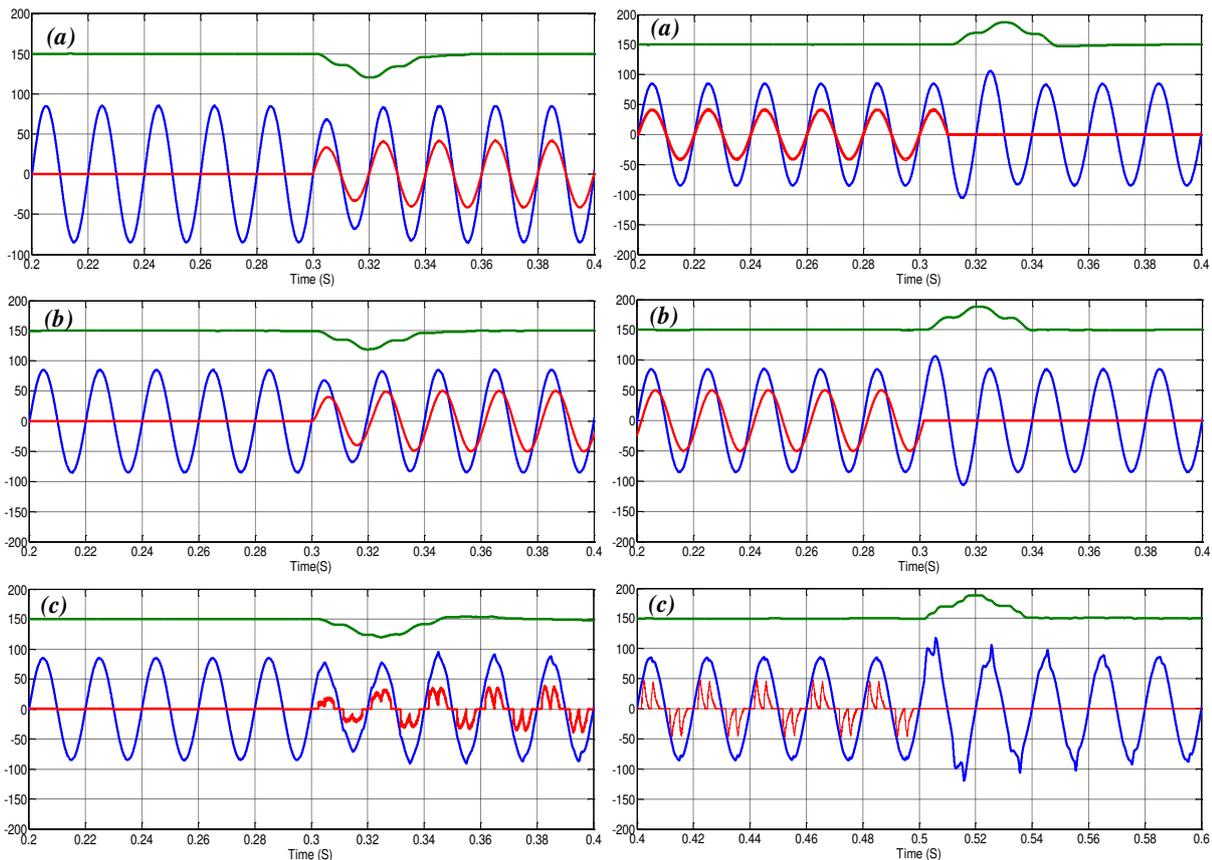


Figure 5.10: Réaction du système durant la transition de la charge (à gauche, déclenchement d'une charge, à droite enclenchement d'une charge); tension instantanée de sortie de la phase a en bleu, valeur efficace de la tension de sortie en vert, courant de charge en rouge. **(a)**: charge équilibrée résistive. **(b)**: charge équilibrée inductive. **(c)**: redresseur triphasé en pont.

On peut conclure que ces résultats confirment les bonnes performances dynamiques du régulateur proposé.

5.6 Validation expérimentale de la commande proposée

Un prototype a été construit au laboratoire *LIAS, ENSIP-Poitiers, France*. La source de tension du bus continu est obtenue à partir de la tension triphasée du réseau redressée (émulant la source éolienne avec un élément de stockage et le système de régulation de la tension du bus continu). Les paramètres et les conditions d'expérimentations restent identiques à ceux de la partie simulation.

L'algorithme de commande a été implémenté en temps réel avec une *dSPACE1104* insérée sur un PC-Pentium.

Différent types de charges peuvent être combinées pour tester le système de commande. Ces charges sont réalisées à partir de; trois rhéostats séparés avec un courant nominal de 10 A et sont

ajustable de 0Ω à 36Ω , trois inductances de valeur de 15 mH avec un courant nominal de 12 A pour chacune, un redresseur à diodes triphasé en pont et une capacité côté continu de filtrage de $220 \mu\text{F}$ supportant une tension de 500 V .

En premier lieu, nous avons testé le régulateur proposé en régime statique avec plusieurs types de charges.

La figure 5.11 montre les formes d'ondes de la tension monophasé de la phase a avec le courant de charge. Ainsi le spectre d'harmonique correspond à la tension pour une charge non-linéaire qui est formée par un redresseur à diodes triphasé en pont avec une charge et une capacité de filtrage. A noter que la charge branchée à la sortie du redresseur est purement résistive ce qui constitue le cas le plus défavorable en termes de non-linéarité. De cette figure, on constate que la charge non-linéaire induit un courant de charge distordu. En plus, on remarque que malgré la non-linéarité de la charge, la tension de sortie reste toujours sinusoïdale avec une faible valeur de distorsion harmonique puisque le **THD** égale à 1.3% .

La table 5.1 résume les principaux résultats issus des essais expérimentaux du contrôleur proposé. Dans cette table, nous avons présenté la tension en valeur efficace pour chaque phase ainsi que le **THD** de la tension de sortie pour huit types de charges à savoir:

1. Charge résistive équilibrée: $R_a=R_b=R_c=20 \Omega$.
2. Charge résistive non équilibrée type I: $R_a=R_b=20 \Omega$ et pas de charge sur la phase c .
3. Charge résistive non équilibrée type II: $R_c=20 \Omega$ et pas de charge sur la phase a et b .
4. Charge inductive équilibrée composée d'une inductance et une résistance pour chaque phase: $R_a=R_b=R_c=14 \Omega$ et $L_a=L_b=L_c=15 \text{ mH}$.
5. Charge inductive déséquilibrée type I: $R_a=R_b=14 \Omega$ et $L_a=L_b=15 \text{ mH}$ et pas de charge sur la phase c .
6. Charge inductive déséquilibrée type II: $R_c=14 \Omega$ et $L=15 \text{ mH}$ et pas de charge sur la phase a et b .
7. Charge non-linéaire constituée d'un redresseur à diodes triphasé en pont qui alimente côté continu une charge résistive de 30Ω avec une capacité de filtrage de $220 \mu\text{F}$.
8. Trois phases à vide.

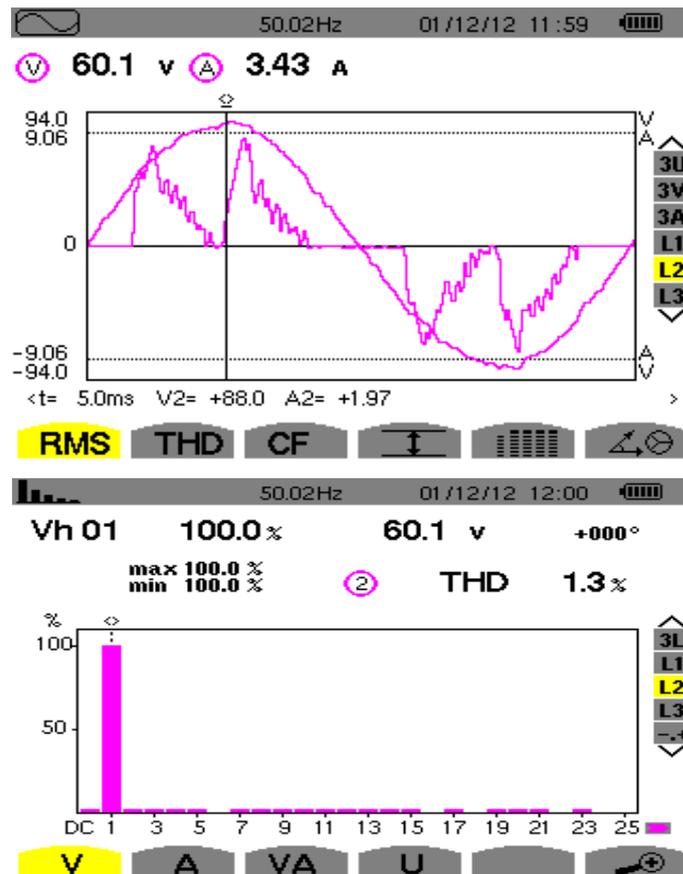


Figure 5.11. Résultats expérimentaux en régime statique avec une charge non-linéaire.

Table 5.1: Évaluation expérimentale des performances statiques du contrôleur de tension proposée.

| Type de charges | Valeur efficace de la tension (V) | | | THD |
|---------------------------------------|-----------------------------------|---------|---------|-------|
| | Phase a | Phase b | Phase c | |
| Charge résistive équilibrée | 60,10 | 60,10 | 60,10 | 0,80% |
| Charge résistive déséquilibrée type 1 | 60.00 | 60.00 | 60.40 | 0.8 % |
| Charge résistive déséquilibrée type 2 | 59.90 | 60.20 | 60.30 | 0.90% |
| Charge inductive équilibrée | 60.10 | 60.10 | 60.10 | 0.90% |
| Charge inductive déséquilibrée type 1 | 60.00 | 59.90 | 60.50 | 0.80% |
| Charge inductive déséquilibrée type 2 | 59.90 | 60.10 | 60.40 | 0.8 % |
| Système à vide | 60,10 | 60,10 | 60,10 | 0,60% |
| Charge non-linéaire | 60,10 | 60,10 | 60,20 | 1,30% |

A partir de la table 5.1 , il est indéniable que grâce au contrôleur proposé, la tension aux bornes de la charge est bien réglée et stable quel que soit le type de charges. L'erreur de la tension en termes de la valeur efficace est très faible dans tous les cas examinés. Aussi, noter bien que le

THD de la tension de sortie est aussi faible, attestant ainsi de la bonne qualité de la tension de sortie, le pire des cas est enregistré avec une charge non-linéaire, la valeur du **THD** est alors égale à 1.3%, ce qui est très inférieur à la valeur recommandée par le standard IEEE 519 (5%) [IEEE519].

La figure 5.12 montre la réponse dynamique du système obtenue lors de la transition de la charge (enclenchement/déclenchement). Des essais similaires à la partie simulation ont été conduits. Trois types de charges équilibrées ont été utilisés dans ces tests (résistive, inductive et non-linéaire) avec les mêmes valeurs que dans la partie simulation.

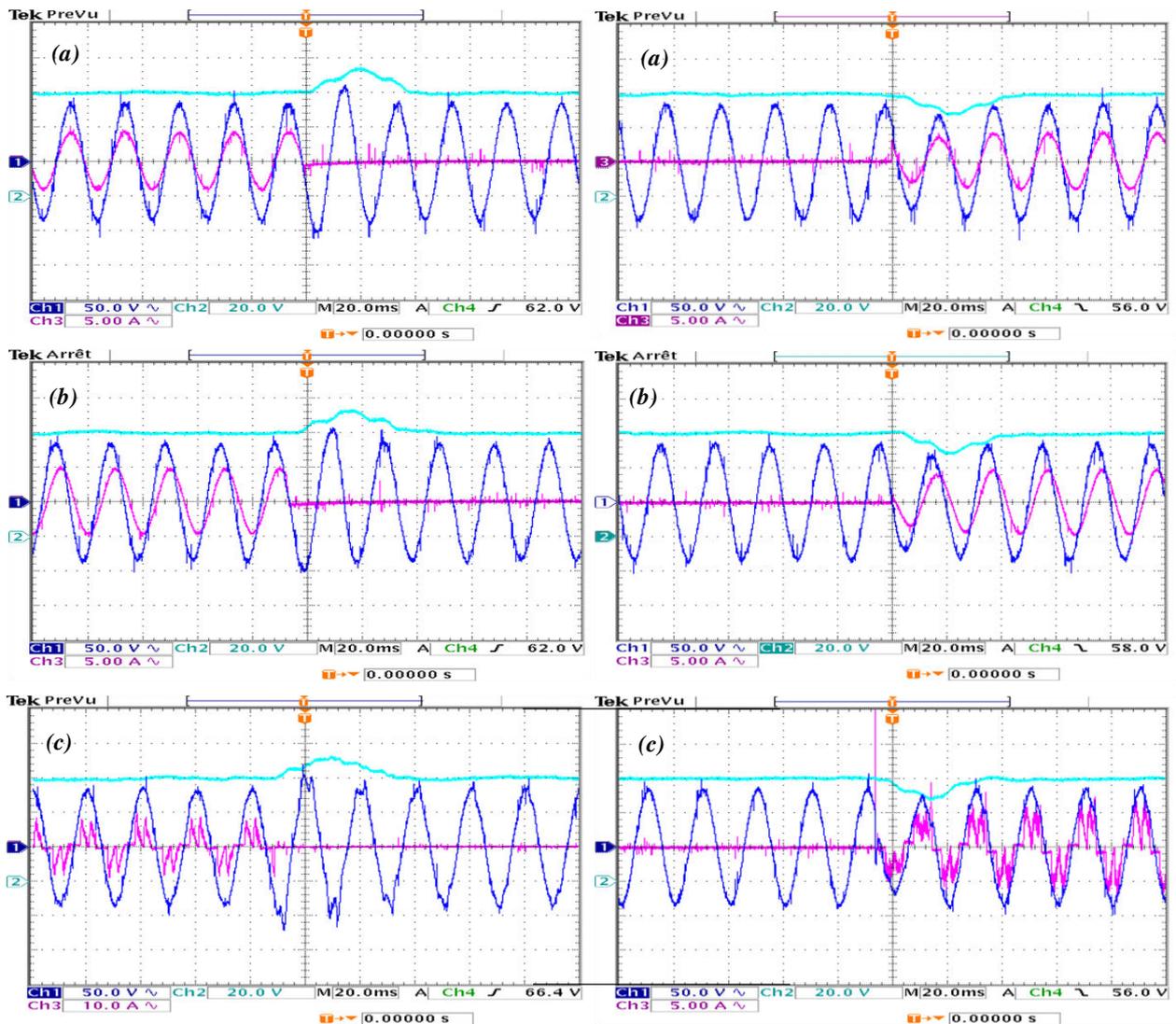


Figure 5.12: Réponse du système durant la transition de la charge (à gauche déclenchement de la charge, à droite enclenchement de la charge); Ch1: tension instantanée de sortie de la phase *a*. Ch 2: valeur efficace de la tension de sortie. Ch 3: courant de charge. **(a)**: charge équilibrée résistive. **(b)**: charge équilibrée inductive. **(c)**: charge non-linéaire.

Il s'avère que les résultats expérimentaux sont parfaitement corrélés avec les résultats issus de la simulation (figure 5.11). Ainsi, à chaque transition de la charge (quelque soit le type de charges), le système maintient la tension de référence (60 V en valeur efficace) après un faible régime transitoire.

5.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude d'une structure de commande pour un convertisseur triphasé *DC/AC* afin de fournir une tension alternative de haute qualité aux utilisateurs dans des sites isolés. Pour le convertisseur *DC/AC*, l'exploitation d'un onduleur triphasé à trois bras avec un diviseur capacitif a été mis à profit, le point neutre de la charge est connecté au point milieu des capacités, ce qui permet de fournir un système de tension équilibré, pour une charge triphasée ou monophasée, sans l'intermédiaire d'un transformateur de couplage ce qui réduit le coût du système.

Dans cette étude, nous avons considéré une source de tension continue constante, qui est fournie dans le cas pratique par le système éolien étudié précédemment avec d'autres sources renouvelables et/ou non renouvelables et un système de stockage.

Une nouvelle structure de contrôle a été proposée dans ce chapitre pour contrôler la tension *AC* aux bornes de la charge, elle est composée de deux boucles de régulation. Une boucle interne de courant qui reçoit sa consigne de la boucle externe, dans laquelle un contrôleur de courant à hystérésis a été mis en œuvre pour contrôler le courant à la sortie de l'onduleur. Dans la boucle externe, nous avons associé des contrôleurs de type *Dead-beat* et répétitif. Le régulateur *Dead-beat* permet d'atteindre des performances notables sur la réponse dynamique à la poursuite de la tension de référence lors d'un changement brusque de la charge. Par l'utilisation du contrôleur répétitif, les harmoniques injectés par les charges non-linéaires sont éliminés. Ainsi, il en résulte comme résultat final que la structure de la commande globale permet une grande dynamique de poursuite de la référence lors du régime transitoire avec une haute qualité de la tension de sortie en régime statique.

Le régulateur de tension proposé a été synthétisé, analysé et étudié puis validé par des résultats obtenus en simulation et issus des tests expérimentaux sous plusieurs types de charges. De ces résultats et analyses, nous pouvons conclure que la structure de la commande proposée permet:

- un excellent suivi de la tension de référence lorsque la charge subit une grande variation (commutation de la charge);

- fournir une haute qualité de la tension. Dans tous les cas examinés le **THD** de la tension est inférieure à 5%, valeur recommandée par les standard **IEEE519** [**IEEE519**];
- assurer un système de tensions équilibré malgré le déséquilibre de la charge.

Toutes ces analyses et études ont démontré la grande efficacité de la technique proposée.

Références bibliographiques

- [**Jia13**] S. Jiang, "Advanced inverter control for uninterruptible power supplies and grid-connected renewable energy applications", Thèse de doctorat de l'université de Michigan, USA, 2013.
- [**Mac06**] R. Q. Machado, S. Buso, J.A. Pomilio, "A line-interactive single-phase to three-phase converter system", *IEEE T Power Electr*, Vol. 21, pp. 1628–1636, November. 2006.
- [**Cam07**] H. Camblong, I. Vechiu, O. Curea, "An innovative VSI controller for the generation of balanced voltage in spite of the presence of unbalanced loads", *IEEE. American Control Conference ACC*, New York, USA, pp. 4756–4761, July. 2007.
- [**Del11**] M. B. Delghavi, A. Yazdani, "Islanded-mode control of electronically coupled distributed-resource units under unbalanced and nonlinear load conditions", *IEEE T Power Deliver*, Vol. 26, pp. 661–673, April. 2011.
- [**Dai05**] M. Dai, "Control of power converters for distributed generation applications", Thèse de doctorat de l'université de Ohio, USA, 2005.
- [**Dem09**] E. Demirkutlu, A. M. Hava, "A scalar resonant-filter-bank-based output-voltage control method and a scalar minimum-switching-loss discontinuous PWM method for the four-leg-inverter-based three-phase four-wire power supply", *IEEE T Ind Appl*, Vol. 45, pp. 982–991, May/June. 2009.
- [**Dai13**] Y. Daili, J-P. Gaubert, L. Rahmani, M. Bouzid, "An improved voltage control scheme based on deadbeat-repetitive techniques of a single distributed generation unit in island mode", *IEEE. Industrial Electronics Society IECON*, Vienna, Autriche, pp. 424–429, Novembre. 2013.
- [**Ho09**] C. N-M. Ho, V. S. P. Cheung, H. S-H. Chung, "Constant frequency hysteresis current control of grid-connected VSI without bandwidth control", *IEEE T Power Electr*, Vol. 24, pp. 2484–2495, November. 2009.
- [**Mal97**] L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin, "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction", *IEEE T Ind Appl*, Vol. 33, pp. 1194–1202, September/October. 1997.

- [**Fra75**] B. A. Francis, W. M. Wonham, "The internal model principle for linear multi- variable regulators", Springer-Verlag Appl Math Opt. Vol. 2, pp. 170-194. 1975.
- [**Zha03**] K. Zhang, Y. Kang, J. Xiong, J. Chen, "Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose", IEEE T Power Electr, Vol. 18, pp. 784–792, May. 2003.
- [**Bro92**] H. Broberg, R. Molyet, "Reduction of repetitive errors in tracking of periodic signals: theory and application of repetitive control", IEEE. First conference on control applicatons, Dayton, USA, pp. 1116–1121, September. 1992.
- [**Cer07**] A. G. Cerrada, . O. P. Ardila, "Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter", IEEE T Power Electr, Vol. 22, pp. 237–246, January. 2007.
- [**IEEE519**] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Standard 519-1992.

Conclusions et perspectives

Le travail de recherche présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche Tassili intitulé "Développement de Centrales d'Energies Renouvelables : Photovoltaïque Eolienne" entre le laboratoire *LIAS* de l'université de Poitiers et le laboratoire *LAS* de l'université Ferhat Abbas-Sétif 1. Il est constitué de trois grandes parties essentielles : la gestion optimale de la production d'électricité fournis par le système éolien et les panneaux photovoltaïques, le développement des stratégies de commandes globales pour améliorer l'efficacité énergétique du système hybride (Eolien-Photovoltaïque), et enfin le dimensionnement et l'optimisation du système hybride. Les travaux de recherches de cette thèse ont porté sur le développement des techniques de commandes *MPPT* de hautes performances, de la fiabilité et du coût d'un système de conversion d'énergie éolienne destiné à l'électrification des sites isolés. Ceci par le développement des nouvelles solutions pour la gestion de l'énergie (améliorer l'efficacité énergétique du système, limiter la puissance de l'éolien aux fortes vitesses du vent, améliorer la qualité de l'énergie fournie aux consommateurs *AC*).

Dans un premier temps, nous avons recensé les solutions existantes pour les systèmes de conversion d'énergie éolienne. En effet, la topologie la plus adaptée pour les éoliennes de petites puissances consiste à une turbine éolienne à pales fixes couplée directement à une *GSAP* multipolaires sans multiplicateur de vitesse, avec un convertisseur d'électronique de puissance *AC/DC* branché à la *GSAP* qui est formé d'un redresseur à diodes en cascade avec un hacheur à courant continu de type boost.

Concernant l'extraction de la puissance maximale du système de conversion, nous avons proposé, étudié et vérifié par la voie de simulation et expérimentale deux approches de commandes *MPPT* sans capteurs mécanique. La spécificité de ces deux techniques est qu'elles ne nécessitent pas la connaissance des paramètres du système éolien. Leur principe de fonctionnement présente des similitudes, il consiste à combiner les avantages de la technique *P&O* classique qui permet la recherche du point maximum de puissance sans la connaissance de la caractéristique $C_p(\lambda)$ de la turbine avec la méthode *MPPT* à base d'une caractéristique optimale,

dans laquelle le système peut suivre le *PPM* avec une grande dynamique dans toutes les conditions de variation de la vitesse du vent.

Puisque la turbine éolienne retenue dans notre étude est de type à pales fixes pour réduire le coût du système. Un système de commande globale a été proposé pour limiter la puissance aérodynamique aux fortes vitesses de vent. Cette structure de commande ne nécessite pas l'acquisition des grandeurs électriques supplémentaires. Elle permet de contrôler le système dans toute la plage de variation de la vitesse du vent uniquement par le réglage de la tension redressée (commande du hacheur). Le principe de cette commande est de forcer le système à suivre le point de puissance maximale (*MPPT*) au-dessous de la vitesse nominale du vent. Au-delà de la vitesse nominale du vent, la tension redressée V_{dc} , est surveillée pour que la vitesse de rotation ne dépasse pas sa valeur limite. Si la vitesse du vent augmente davantage, une boucle de régulation de la puissance mécanique est introduite pour la maintenir à sa valeur limite quel que soit la variation de la vitesse du vent.

Finalement, une nouvelle structure de contrôle du convertisseur *DC/AC* a été proposée pour contrôler la tension aux bornes des consommateurs locaux de type *AC*. Cette structure de commande est composée de deux boucles de régulation. Une boucle interne de courant, dans laquelle un contrôleur de courant à hystérésis a été mis en œuvre pour contrôler le courant à la sortie de l'onduleur. Dans la boucle externe, nous avons associé des contrôleurs de type *Dead-beat* et répétitif. Les résultats de simulation et expérimentaux montre que cette structure de commande permet d'obtenir des performances significatives sur la réponse dynamique à la poursuite de la tension de référence lors d'un changement brusque et le rejet quasi-parfait des harmoniques non désirés dans le cas des charges non-linéaires.

Tout au long de ce travail de thèse, les algorithmes de commandes développés ont été validés de façon expérimentale après avoir étudiées en simulation, les résultats pratiques obtenus coïncident parfaitement avec ceux issues de la simulation.

Les travaux futurs qui pourraient être poursuivis à partir des résultats et de la recherche effectuée dans ce travail de thèse sont entre autres les suivants.

- Transposer les nouvelles techniques *MPPT* développées au système photovoltaïque pour pallier les limitations de l'algorithme *P&O* lors de la variation rapide du niveau d'éclairement.
- Tester avec une turbine éolienne réelle en soufflerie ou sur un site extérieur devrait permettre la validation sur une application réelle les deux algorithmes *MPPT*, ainsi que la structure de commande globale proposée pour limiter la puissance aux fortes vitesses de vent.

- Pour la structure de commande globale proposée pour limiter la puissance aérodynamique. Il est intéressant de synthétiser des régulateurs (tension et puissance) robustes d'état en tenant en compte les variations des paramètres du modèle due à la non-linéarité du système.
- Analyser la robustesse du régulateur de tension **AC** de l'onduleur vis à vis les incertitudes dues aux charges connectées au système.
- Développement de nouvelles méthodes de synthèse robuste pour la régulation de la tension **AC** de l'onduleur.

Annexes

Annexe A

A.1 Caractéristiques de la machine simulateur de la turbine éolienne

- Gamme Unimotor fm : 115U2E200
- Puissance : 2,93 kW à 2000 *Tours/min*
- Couple nominal : 14 Nm (Kt de 2,4 Nm/A et Ke de 147 V/1000 *Tours/min*)
- Couple de calage : 15,3 Nm et Couple crête : 45,9 Nm (3x couple calage)
- Courants : nominal = 5,83 A, calage 6,4 A et crête = 19,1 A.
- Inertie : 13,8 Kg.cm² et masse moteur : 15,4 Kg
- Constante de temps thermique des bobinages : 241 s
- Couple de crantage (cogging) : 0,21 Nm
- Codeur 4096 points/tour.

Cette machine est pilotée par un variateur à commande vectorielle Leroy Somer.

A.2 Caractéristiques du variateur

- Gamme Unidrive sp : taille 2 : LS - 8T
- Alimentation 400V-AC
- Bande passante de la boucle de courant : 1000 Hz
- Courant permanent max : 7,6 A (16 kHz), 13A (6 kHz) et I_{max} intermittent : 19,5A (x1,5)

A.3 Caractéristiques de la génératrice

- Gamme Dyneo : LSRPM 90 SL gamme 3600 (alimentation 400 V)
- Puissance : 6,4 kW à 3600 *Tours/min*
- Couple nominal : 17 Nm (Kt de 1,43 Nm/A et Ke de 87 V/1000 *Tours/min*)
- Couple crête : 28,9 Nm (1,5x couple nominal)
- Courants : nominal = 11,9 A et crête = 17,9 A
- Inertie : 32 Kg.cm² et masse moteur : 14 Kg
- Codeur 4096 points / tour .

A.4 Paramètres du hacheur

- Capacité d'entrée $C_{H1}=470 \mu F$.
- Capacité de sortie $C_{H2}=2200 \mu F$
- Résistance de charge $R_{ch}=35 \Omega$.
- Fréquence de commutation $f_s=9000 Hz$.
- Inductance du hacheur $L_H=10 mH$.

A.5 Caractéristiques de la turbine éolienne

- Masse volumique de l'air. $\rho=1.205 Kg/m^3$.
- Rayon de la turbine éolienne $R=1.76 m$

Annexe B

Le système DSPACE est un système très complexe qui a beaucoup d'applications dans plusieurs secteurs technologiques. Ils utilise dans l'industrie automobile, aéronautique, la mécatronique et la robotique. Ce système est très souvent utilise dans le domaine de l'électrotechnique et de l'automatique pour faire des tests de contrôle commande et de réaliser des simulations en temps réel.

Le système DSPACE est un ensemble matériel et logiciel de prototypage rapide base sur l'environnement MATLAB/SIMULINK ce qui lui donne un haut degré de flexibilité et de modularité. Ce système est compose d'une carte processeur et d'un certains nombre de cartes d'Entrées/Sorties.

Le système disponible au laboratoire LIAS de Poitiers est composé de plusieurs cartes :

- ✓ Une carte processeur DS1005 PPC board (carte mère) :
 - Power PC 750 fonctionnant a 480MHz
 - 128 Mo de SDRAM
 - 16 Mo de mémoire flash
- ✓ Une carte DS2003 (carte d'acquisition des mesures) : possède 32 entrées de mesure avec un système de gestion dédiée
 - 32 entrées analogiques multiplexées
 - Résolution jusqu'a 16 bits
 - Echantillonneur-bloqueur synchrone
- ✓ Une carte DS2101 (carte de visualisation) : constituée d'un bloc de sorties

analogiques qui permettent la visualisation des grandeurs interne (calculer)

- 5 sorties analogiques
- Résolution de 12 bits
- Echantillonneur-bloqueur synchrone
 - ✓ Une carte DS3002 (carte vitesse) :
- 6 entrées hautes résolution pour les codeurs incrémentaux
 - ✓ Une carte DS4003 (carte E/S)
- 96 entrées/sorties logiques
 - ✓ Une carte DS5101 (carte PWM)
- 16 sorties PWM
- Résolution de 25 ns

La flexibilité et la facilité d'exploitation sont principales avantages du système DSPACE : a partir de la stratégie implantée, puis simule sous l'environnement MATLAB/SUMILINK, en peut introduire des commandes de manière automatique directement dans le DSP. Par ailleurs, les modèles implantés peuvent être facilement modifiés et les consignes de commande peuvent être imposées en temps réel.

Annexe C

Les conditions et les paramètres de la simulation et des testes expérimentaux utilisés pour les algorithmes *MPPT* étudiés dans le chapitre 3 sont donnés ci-dessous.

- **Fréquence de commutation $f_s=9000$ Hz.**
- **Période d'échantillonnage pour l'algorithme P&O.**

| | |
|------------------------|--------------------------|
| Simulation $T_e=0.1$ s | Expérimental $T_e=0.1$ s |
|------------------------|--------------------------|
- **Période d'échantillonnage pour tout le système.**

| | |
|---------------------------|------------------------------|
| Simulation $T=10$ μ s | Expérimental $T=100$ μ s |
|---------------------------|------------------------------|
- **Algorithme P&O avec pas de perturbation fixe (P&O-PF)**
 - Pas de perturbation.

| | |
|--------------------------------|---------------------------------|
| Simulation: grand pas $C=0.01$ | Expérimental grand pas $C=0.01$ |
| faible pas $C=0.005$ | faible pas $C=0.005$ |
- **Algorithme MPPT-I**
 - Seuil de détection de changement de la vitesse du vent de la première algorithme *MPPT*

| | |
|-----------------------|-------------------------|
| Simulation $\mu=3$ V. | Expérimental $\mu=5$ V. |
|-----------------------|-------------------------|
 - Coefficient du pas de perturbation dans le deuxième mode.

| | |
|--|----------------------------------|
| Simulation $\gamma = 0.004$. | Expérimental $\gamma = 0.004$. |
| • Pas de perturbation dans le premier mode. | |
| Simulation $C = 0.005$. | Expérimental $C = 0.005$. |
| - Algorithme P&O avec pas de perturbation variable (P&O-PV) | |
| • Coefficient du pas de perturbation. | |
| Simulation $\alpha = 0.0042$. | Expérimental $\alpha = 0.0042$. |
| - Algorithme MPPT-II | |
| • Seuil de détection de changement de la vitesse du vent. | |
| Simulation $\delta = 0.019$. | Expérimental $= 0.019$. |
| • Coefficient du pas de perturbation dans le deuxième mode. | |
| Simulation $\gamma = 0.004$. | Expérimental $\gamma = 0.004$. |
| • Coefficient du pas de perturbation dans le premier mode. | |
| Simulation $\alpha = 0.012$. | Expérimental $\alpha = 0.012$. |

Annexe D

Les paramètres des régulateurs utilisés dans le chapitre 4 utilisés sont donnés ci-dessous.

| | |
|---|---|
| - Régulateur de tension redressée | |
| Simulation $K_p = 0.00257$, $K_i = 0.1714$. | Expérimental $K_p = 0.00257$ $K_i = 0.1714$. |
| - Observateur de la puissance mécanique | |
| Simulation $K_{pobs} = 0.0905$, $K_{iobs} = 15625$. | Expérimental $K_{pobs} = 0.15$, $K_{iobs} = 13254$. |
| - Régulateur de la puissance mécanique | |
| Simulation $K_{ipm} = 0.332$. | Expérimental $K_{ipm} = 0.332$. |

Liste des publications associées

➤ *Articles dans des revues internationales*

Y. Daili, J-P. Gaubert, L. Rahmani, "Implementation of a new maximum power point tracking control strategy for small wind energy conversion systems without mechanical sensors", *Energy Convers Manage*, Vol. 97, pp. 298–3.6, June. 2015.

Y. Daili, J-P. Gaubert and L. Rahmani, "New control strategy for fast-efficient maximum power point tracking without mechanical sensors applied to small wind energy conversion system", *J. Renewable Sustainable Energy*, Vol.7, pp. 043102, July. 2015.

➤ *Communications avec actes dans un congrès international*

Y. Daili , L. Rahmani, J-P. Gaubert, " Voltage control of a single distributed generation unite in autonomous mode operation under unbalance and non-linear load conditions", *IEEE. International Conference on Electrical Engineering and Software Applications ICEESA*, Hammamet, Tunisia, pp. 1–6, March. 2013.

Y. Daili , J-P. Gaubert, L.Rahmani, M. Bouzid, "An improved voltage control scheme based on deadbeat-repetitive techniques of a single distributed generation unit in island mode", *IEEE. Industrial Electronics Society IECON*, Vienna, Autriche, pp. 424–429, November. 2013.

المخلص : في هذه الأطروحة قمنا باقتراح استراتيجيات جديدة للتحكم في الأنظمة الهوائية ذات الاستطاعة الصغيرة والمستخدمة لتوليد الطاقة الكهربائية في المناطق النائية. لتحسين كفاءة النظام، تم اقتراح إستراتيجيتي تحكم لتتبع نقطة الاستطاعة القصوى (MPPT). من بين مزاي هذين الخوارزميين أنهما لا يتطلبان معرفة وسائط النظام ولا أجهزة استشعار ميكانيكية.

بما أن التربين الهوائي الذي اختبر في دراستنا يحتوي على شفرات ثابتة من أجل تخفيض كلفة النظام وزيادة فعاليته. تم اقتراح مخطط تحكم جديد للحد من الاستطاعة عندما تفوق سرعة الرياح القيمة الاسمية للتربين الهوائي واستخراج الاستطاعة العظمي عندما تكون سرعة الرياح اقل من هذه القيمة عن طريق التحكم في المحول الإلكتروني للاستطاعة. بهذه الكيفية يتم التحكم في النظام على كامل نطاق سرعة الرياح.

لتحسين جودة التيار الكهربائي للمستهلكين AC، تمت دراسة بنية جديدة للتحكم في المحول الإلكتروني DC/AC. تحتوي هذه البنية على حلقتين، حلقة خارجية للسيطرة على التوتر الكهربائي الذي يستخدم مزيجا من تقنية التحكم Dead-beat، المقاربة Repetitive. و حلقة داخلية للتحكم في التيار الكهربائي.

تم تقييم فعالية وصلاحية جميع خوارزميات التحكم المقدمة في هذا العمل عن طريق المحاكاة بالاعتماد على برنامج المحاكاة Matlab/Simulink والتحقق منها بناء على التجارب المخبرية.

كلمات مفتاحية: الطاقات المتجددة، خوارزمي تتبع نقطة الاستطاعة القصوى، خوارزمي التشويش و المراقبة، تحكم بدون استشعار ميكانيكية، التحكم في محول إلكترونيك الاستطاعة DC /AC في وضع مستقل، التحكم Dead-beat، التحكم Repetitive، التحكم QFT.

Abstract : The work presented in this thesis deals with the development of new control strategies for the small wind energy conversion system used for the electrification of remote areas. To improve the system efficiency, two new Maximum Power Point Tracking (MPPT) control strategies have been developed. The proposed algorithms do not require either knowledge of system parameters or of mechanical sensors.

Since the fixed blade wind turbine has been used in our study to reduce the cost and improve the reliability of the overall system,. A novel control schema has been proposed to limit the aerodynamic power at high wind speed and to extract the maximum power when the wind speed is less than the rated value. This structure allows to control of the system over the entire wind speed range.

To improve voltage quality of the AC local consumers, a new control structure of the DC/AC converter has been studied. The overall controller contains two loops, the outer loop is to control the output voltage, which utilizes a combination of dead-beat and repetitive controllers. Hysteresis current controller is used in the inner loop.

Effectiveness and validity of the all control algorithms developed in this work are evaluated based on time domain simulation studies. and verified based on laboratory experiment.

Key words: Renewable energies, Small wind turbine, Maximum Power Point Tracking (MPPT), Perturb and observe algorithm (P&O), Sensorless, DC/AC converter control in autonomous mode, Dead-beat controller, Repetitive controller, QFT controller.

Résumé : Le travail de recherche présenté dans cette thèse porte sur le développement de nouvelles stratégies de commandes d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne de petite puissance destinée à l'électrification des sites isolés. Pour l'amélioration de l'efficacité énergétique du système, deux nouvelles stratégies de commandes MPPT (Maximum Power Point Tracking) de hautes performances (rapides et efficaces) sans capteurs mécaniques ont été développées.

Puisque la turbine éolienne utilisée dans notre étude est de type à pales fixes pour réduire le coût et la fiabilité du système. Une structure de commande a été proposée pour limiter la puissance aérodynamique aux fortes vitesses de vent et maximiser la puissance captée par la turbine lorsque la vitesse du vent est inférieure à la vitesse nominale. Cette structure permet de contrôler le système dans toute la plage de variation de la vitesse du vent uniquement par la commande du convertisseur statique.

Pour améliorer la qualité de la tension aux bornes des consommateurs locaux de type AC, une nouvelle structure de contrôle du convertisseur DC/AC a été proposée. Cette structure de commande est composée de deux boucles de régulation. Une boucle interne de courant, dans laquelle un contrôleur de courant à hystérésis a été mis en œuvre pour contrôler le courant à la sortie de l'onduleur. Dans la boucle externe, nous avons associé des contrôleurs de type Dead-beat et répétitif.

Les algorithmes de commandes développés dans ce travail ont été validés par expérimentation et simulation. les résultats expérimentaux obtenus coïncident parfaitement avec ceux obtenus par simulation.

Mots-clés : Energies renouvelables, petite éolienne, Algorithme MPPT, Sans capteurs mécaniques, Contrôle du convertisseur DC/AC en mode isolé, Contrôleur Dead-beat, Contrôleur répétitif, limitation de la puissance aérodynamique, Contrôleur QFT.