

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département de Génie Electrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع: 2013./

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en sciences
Spécialité : **Génie Electrique**

**Optimisation de deux systèmes de génération renouvelable
(photovoltaïque et éolienne) connectés au réseau**

Présentée par :

ABDEDDAIM Sabrina

Soutenue publiquement le: 19/12/2013

Devant le jury composé de :

| | | | |
|-------------|-----------------------|-------------------------------|------------|
| A. GOLEA | Professeur | Université de Biskra | Président |
| A. BETKA | Professeur | Université de Biskra | Rapporteur |
| S. DRID | Professeur | Université de Batna | Examineur |
| M. BECHERIF | M.C. HDR | Université de Belfort(France) | Examineur |
| N. GOLEA | Professeur | Université d'Oum El Bouaghi | Examineur |
| K. BARRA | Maitre de Conférences | Université d'Oum El Bouaghi | Examineur |
| A. MOUSSI | Professeur | Université de Biskra | Invité |

Remerciements

Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé physique et spirituelle pour l'accomplissement de cette thèse.

Je tiens à remercier le directeur de thèse Prof. **Achour BETKA** d'avoir accepté de diriger mon travail. Je suis profondément reconnaissante envers lui pour sa disponibilité, ses conseils, sa patience et sa rigueur scientifique tout au long des années de travail collectif au sein du laboratoire LGEB de Biskra.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **Amar GOLEA**, Professeur à l'université de Biskra, pour l'honneur qui nous a fait en acceptant d'être président du jury.

Ma gratitude s'exprime pour Monsieur **Saïd DRID**, professeur à l'université de Batna pour ses directives scientifiques surtout en pratique ainsi que ses qualités humaines. Je le remercie d'avoir accepté d'évaluer ce travail

Mes vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait d'avoir acceptés de faire le déplacement, pour exprimer leurs avis sur le contenu de ce mémoire et permettre l'amélioration de sa qualité:

- Monsieur **Mohamed BECHERIF**, maître de Conférences HDR à l'université de technologie Belfort - Mont bétrane (France).
- Monsieur **Nourreddine GOLEA**, professeur à l'université d'Oum El Bouaghi.
- Monsieur **Kamel BARRA**, maître de Conférences à l'université d'Oum El Bouaghi

J'exprime tout mes respects au Prof. Ammar MOUSSI, d'avoir accepter notre invitation.

Je remercie Prof. Salah Eddine ZOUZOU, directeur du Laboratoire LGEB, pour son soutien scientifique et d'avoir mis à notre disposition le matériel du laboratoire pour réaliser le banc d'essai sur l'énergie éolienne, je le remercie vivement.

Enfin, je ne peux oublier de remercier mes collègues du laboratoire LGEB et LMSE de Biskra et mes collègues du département de Génie électrique ainsi que les ingénieurs et techniciens des laboratoires pédagogiques du département de Génie électrique.

ملخص

من أجل تطور بيئي واقتصادي، فإن مصادر الطاقات المتجددة (الطاقة الضوئية و طاقة الرياح) خير بديل عن طاقة المحروقات.

يتطرق القسم الأول من هذه المذكرة لحوصلة عامة حول طاقة الرياح والطاقة الشمسية. أما القسم الثاني فيدرس إنتاج الكهرباء على الشبكة عن طريق المولدة اللامتزامنة مزدوجة التغذية; خاصية هذه الماكثة المستعملة في نظام تشغيل بطاقة الرياح، هي القدرة على التحكم في تبادل الطاقة بين الساكن والشبكة الكهربائية عن طريق التحكم في إشارات الدوار باستعمال موجان ذات اتجاهين. في هذا السياق، يتم تطبيق التحكم الشعاعي للاستطاعة الفعالة والرجعية للساكن. تم تطوير هذا التحكم واختباره عن طريق المحاكاة باقتراح ثلاثة أنواع من المعدلات القوية:

- معدل الانزلاق درجة واحدة ودرجة ثانية (MG1,2)
 - معدل تكييف بنمط مرجعي (MRAC)
- أداء الآلية تم تحليلها ومقارنتها من حيث متابعة الأوامر المتاحة ورفض الاضطرابات. فضلا عن ذلك، على افتراض إن الخاصية للتربينات المواتية غير معروفة، البحث عن نقاط الاستطاعة العظمى يتحقق باستخدام خوارزمية MPPT استنادا للنظرية المنطقية الغامضة.
- لقد استعملنا طاولة مخبريه 1kw رقمية ببطاقة dSPACE1104 في مخبر LGEB للتحقق من نتائج المحاكاة بالنسبة ل MRAC
- أما بالنسبة للقسم الثالث من هذه المذكرة فيعالج إنتاج الطاقة بتركيبه تحويل الطاقة الشمسية. المموج الوحيد في هذه التركيبية يقوم بدورين في نفس الوقت:
- تحبيذ الطاقة الأولية بدون تعديل التيار المستمر وهذا باستعمال خوارزمية (Cond-Inc)
 - استعمال معدل للتحكم الشعاعي في الاستطاعة الفعالة والرجعية.
- نتائج المحاكاة لهذه السلسلة الطاقوية مرضية لكن يبقى إدخال معدلات الذكية لتطوير اكبر لاشتغال هذه الآلية.

Résumé

Pour un développement écologique et économique, les sources d'énergie renouvelable (photovoltaïque et éolienne) constituent actuellement une bonne alternative. Le présent travail traite une étude de modélisation et d'optimisation d'un système de conversion photovoltaïque-éolien connecté au réseau.

La première partie de cette thèse dresse un état de l'art de différentes topologies pour les deux types de conversion d'énergie.

La seconde partie est consacrée à la production d'électricité sur un réseau grâce à une machine asynchrone à double alimentation. L'originalité de cette machine, utilisée dans un système éolien, est de pouvoir contrôler l'échange de puissance entre le stator et le réseau en agissant sur les signaux rotoriques via un convertisseur bidirectionnel. Dans cette optique une commande vectorielle en puissance active et réactive statoriques est mise en œuvre. Cette commande est élaborée et testée en synthétisant trois types de régulateurs robustes: mode glissant d'ordre un, d'ordre supérieur et adaptative à modèle de référence. Les performances du dispositif sont analysées et comparées en termes de suivi de consigne, robustesse, et rejet de perturbations. De plus en supposant la caractéristique de la turbine inconnue, la recherche du point de puissance maximale est effectuée en utilisant un algorithme MPPT basé sur la théorie de la logique floue. La réalisation d'un banc d'essai de 1kW, dans un environnement d'une carte dSPACE1104 au laboratoire LGEB, a permis de valider la troisième technique proposée.

La troisième partie, traite la production optimale d'électricité, par une topologie de conversion d'énergie photovoltaïque. Un seul étage de conversion joue un double rôle: d'une part une optimisation de la source primaire, sans régulation de la tension du bus continu via un algorithme MPPT à Incrément de conductance modifié. D'autre part un contrôle vectoriel de la puissance active et réactive par une commande de courant à hystérésis est mis en œuvre. Cette étude est vérifiée par des tests de simulation, dont les résultats sont satisfaisants.

Mots clés: Photovoltaïque, Éolien, Machine asynchrone à double alimentation (MADA), MPPT flou, Mode de glissement, commande adaptative à modèle de référence, Commande vectorielle.

Abstract

For an ecologic and economic development, the renewable energy sources (photovoltaic and wind) can be considered as a good alternative. The present work focuses the modelization and the optimisation of a grid connected renewable energy system, based on photovoltaic wind energy systems

The first part of this manuscript makes a state of the art of the different topologies in wind and photovoltaic energy.

The second part is devoted to electrical energy fed to the grid using the doubly fed induction generator. The conception of the machine permits to control the power exchanged between the stator and the grid by modifying the rotor voltages via a bidirectional converter. To achieve this, a vector control of the generator is performed with separately active and reactive stator power control. This latter is elaborated and tested by synthesizing three different robust controllers: first order sliding mode (MG1), high order sliding mode (MG2) and model reference adaptive controller (MRAC). The performances of the system are analyzed and compared in terms of reference tracking, robustness, and disturbances rejection. For unknown turbine characteristics, the tracking of the optimal power characteristic is **done** with an MPPT algorithm based on the fuzzy logic theory. The third proposed technique has been experimentally validated, on the 1kW hardware prototype based on a dSPACE-1104 in the LGEB laboratory.

The third part deals with an optimal operation of a grid-connected photovoltaic system. The used single stage permits to fulfil two tasks: on one hand, the optimisation of the primary source has without a regulation of the DC bus voltage, via a modified Incremental conductance MPPT algorithm.

On the other hand, a vector control of the active and reactive power amounts is done via an hysteresis current controller.

This study was verified by computer simulation with satisfied results. However, this situation provides an incentive to consider alternative control approaches.

Keywords: Photovoltaic, Wind turbine, Doubly-fed induction generator (DFIG), Maximum Power Point Tracking (MPPT), Fuzzy logic (FLC), Sliding modes, model reference Adaptive Control (MRAC), Vector control.

Table des matières

| | |
|------------------------------------|---|
| Introduction générale | 1 |
|------------------------------------|---|

Chapitre1 État de l'Art sur les chaines de conversion photovoltaïque et éolienne connectées au réseau

| | |
|---|----|
| 1.1 Introduction | 4 |
| 1.2 Énergie photovoltaïque | 4 |
| 1.2.1 Les topologies des installations photovoltaïques..... | 5 |
| 1.2.2 Les convertisseurs PV..... | 9 |
| 1.2.3 Les algorithmes MPPT..... | 11 |
| 1.3 Énergie éolienne | 14 |
| 1.3.1 Types d'aérogénérateur..... | 15 |
| 1.3.1.1 Éolienne à vitesse fixe..... | 16 |
| 1.3.1.2 Éolienne à vitesse variable..... | 16 |
| 1.3.1.3 Convertisseurs utilisés pour les éoliennes à base de la MADA..... | 20 |
| 1.3.2 État de l'art sur la machine asynchrone doublement alimentée..... | 21 |
| 1.4 Conclusion | 27 |
| Références bibliographiques | 28 |

Chapitre 2 Modélisation de la chaine de conversion éolienne

| | |
|--|----|
| 2.1 Introduction | 36 |
| 2.2 Modèle de la turbine | 36 |
| 2.3 Modèle de l'arbre mécanique | 38 |
| 2.4 Modèle de la machine asynchrone double alimentée (MADA) | 39 |
| 2.4.1 Mise en équation de la partie électrique dans le plan a,b,c..... | 39 |
| 2.4.2 Modèle diphasé de la MADA..... | 40 |
| 2.4.3 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique..... | 42 |
| 2.4.4 Établissement des angles nécessaires aux transformations..... | 44 |

| | |
|--|----|
| 2.5 Modélisation des convertisseurs statiques | 45 |
| 2.5.1 Modélisation de l'onduleur (CCM)..... | 45 |
| 2.5.2 Modélisation du redresseur cote réseau (CCR)..... | 46 |
| 2.6 Conclusion | 48 |
| Références bibliographiques | 49 |

Chapitre 3 Stratégies de commande de la chaine de conversion éolienne et simulation

| | |
|---|----|
| 3.1 Introduction | 49 |
| 3.2 Caractéristiques puissance-vitesse de l'éolienne | 50 |
| 3.3 Techniques d'extraction du maximum de la puissance | 50 |
| 3.3.1 Algorithmes MPPT classiques..... | 51 |
| 3.3.1.1 MPPT avec commande en vitesse..... | 51 |
| 3.3.1.2 MPPT avec commande en couple..... | 52 |
| 3.3.2 Algorithme MPPT flou..... | 53 |
| 3.4 Contrôle du convertisseur coté MADA | 57 |
| 3.4.1 Calcul des consignes..... | 58 |
| 3.4.2 Synthèse des contrôleurs des courants rotoriques..... | 58 |
| 3.4.2.1 Commande par mode glissant d'ordre deux..... | 58 |
| 3.4.2.2 Commande adaptative à modèle de référence..... | 61 |
| 3.5 Contrôle du convertisseur coté réseau | 65 |
| 3.5.1 Contrôle du bus continu..... | 65 |
| 3.5.2 Contrôle du convertisseur coté réseau..... | 66 |
| 3.5.2.1 Calcul des consignes..... | 67 |
| 3.5.2.2 Synthèse des régulateurs des courants..... | 68 |
| 3.6 Résultats de simulation | 68 |
| 3.6.1 Comparaison des différents MPPT..... | 69 |
| 3.6.2 Analyse des performances des structures de Contrôle..... | 72 |
| 3.6.3 Résultats de simulation du système de conversion éolien..... | 74 |
| 3.6.3.1 Fonctionnement sous synchronisme..... | 75 |
| 3.6.3.2 Fonctionnement en mode hypo et hyper synchrone..... | 79 |
| 3.7 Conclusion | 85 |
| Références bibliographiques | 86 |

Chapitre 4 Validation expérimentale

| | |
|---|-----|
| 4.1 Introduction | 87 |
| 4.2 Description du banc d'essai expérimental | 87 |
| 4.2.1 Partie mécanique..... | 89 |
| 4.2.2 Partie électronique de puissance..... | 89 |
| 4.2.3 Isolation galvanique..... | 90 |
| 4.2.4 Liaison Semikron-dSPACE..... | 91 |
| 4.2.6 Partie numérique..... | 92 |
| 4.3 Étude expérimentale de l'émulateur de la turbine | 93 |
| 4.3.1 Stratégie d'émulation..... | 93 |
| 4.3.2 Résultats expérimentaux de l'émulateur..... | 95 |
| 4.4 Résultats expérimentaux du contrôle de la MADA | 96 |
| 4.4.1 Synchronisation de la MADA avec le réseau..... | 96 |
| 4.4.2 Commande découplée des puissances active et réactive..... | 98 |
| 4.5 Conclusion | 103 |
| Références bibliographiques | 104 |

Chapitre 5 Modélisation et simulation de la chaîne de conversion photovoltaïque

| | |
|--|-----|
| 5.1 Introduction | 105 |
| 5.2 Modélisation du générateur photovoltaïque | 106 |
| 5.2.1 Schéma électrique d'une cellule solaire..... | 107 |
| 5.2.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque | 107 |
| 5.2.3 Influence de l'éclairement et de la température..... | 109 |
| 5.3 Fonctionnement optimum d'un générateur photovoltaïque | 110 |
| 5.3.1 Principe de l'algorithme MPPT "Conductance incrémentale" (Cond-Inc)..... | 110 |
| 5.4 Modélisation de la liaison au réseau | 113 |
| 5.4.1 Modèle du bus continu..... | 113 |
| 5.4.2 Modèle du filtre coté réseau | 113 |
| 5.5 Estimation de l'angle électrique du réseau | 114 |
| 5.6 Description des approches de commande | 115 |
| 5.6.1 Fonctionnement optimisé du GPV..... | 115 |
| 5.6.2 Calcul des courants de référence | 117 |
| 5.7 Résultats de simulation | 118 |

| | |
|--|-----|
| 5.7 Conclusion | 123 |
| Références bibliographiques | 124 |
| Conclusion Générale et perspectives | 126 |
| Annexes | 128 |

Liste des Figures

| Figure | Titre | Page |
|--------|---|------|
| 1.1 | Fonctionnalités générales des systèmes photovoltaïques connectés au réseau. | 04 |
| 1.2 | Schéma de principe de différentes topologies d'installations PV connectées à un réseau électrique | 08 |
| 1.3 | Topologies de l'hacheur modulaire | 09 |
| 1.4 | Schéma bloc des structures PV isolées | 10 |
| 1.5 | Schéma bloc des structures PV non-isolées | 10 |
| 1.6 | Croissance mondiale de la capacité installée d'énergie éolienne | 14 |
| 1.7 | Principe de la conversion de l'énergie éolienne | 14 |
| 1.8 | Rendement aérodynamique des aérogénérateurs | 15 |
| 1.9 | Eolienne à vitesse constante | 16 |
| 1.10 | Eoliennes à vitesse variable commandées par le stator | 18 |
| 1.11 | Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA | 19 |
| 1.12 | Modes de fonctionnement en génératrice de la MADA | 19 |
| 1.13 | Structure basée sur les modules en parallèle de convertisseurs à deux niveaux | 21 |
| | | |
| 2.1 | Système de conversion éolienne à base de la MADA | 37 |
| 2.2 | Evolution du coefficient de puissance de la turbine utilisée (angle de calage fixe) | 38 |
| 2.3 | Couplage mécanique | 39 |
| 2.4 | Schéma bloc du modèle de la turbine | 40 |
| 2.5 | Représentation des enroulements de la machine dans l'espace électrique | 42 |
| 2.6 | Représentation des enroulements de la machine de Park | 42 |
| 2.7 | Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA | 45 |
| 2.8 | Angles pour les transformations de Park | 45 |
| 2.9 | Vecteurs tension et flux dans le système d'axe choisi | 46 |
| 2.10 | Configuration du convertisseur côté rotor (CCM) | 46 |
| 2.11 | Configuration du convertisseur coté réseau (CCR) | 48 |
| | | |
| 3.1 | Synoptique de contrôle du system de conversion éolien | 51 |
| 3.2 | Zones de fonctionnement de l'aérogénérateur | 52 |
| 3.3 | Caractéristiques puissance-vitesse d'un aérogénérateur à vitesse variable | 53 |
| 3.4 | Schéma bloc de la commande en vitesse dans la zone B | 54 |
| 3.5 | Schéma bloc de la commande en Couple dans la zone B | 55 |
| 3.6 | MPPT à vitesse de vent fixe | 56 |
| 3.7 | Dipositif du MPPT flou | 56 |
| 3.8 | Structure de base du contrôleur flou | 57 |
| 3.9 | Fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie | 58 |
| 3.10 | Limitation de puissance | 59 |
| 3.11 | Commande indirecte des puissances actives et réactives | 60 |
| 3.12 | Schéma bloc de la commande adaptative par modèle de référence | 64 |
| 3.13 | Control rapproché du convertisseur | 68 |

| | | |
|------|--|-----|
| 3.14 | Control du bus continu | 69 |
| 3.15 | Schéma bloc du control du convertisseur coté réseau. | 68 |
| 3.16 | Structure de contrôle des courants du convertisseur coté réseau | 71 |
| 3.17 | Résultats de l'MPPT par commande en vitesse | 72 |
| 3.18 | Résultats de simulation des algorithmes MPPT | 73 |
| 3.19 | Allures des puissances actives | 75 |
| 3.20 | Allures des puissances réactives | 76 |
| 3.21 | Allures des courants rotoriques direct et en quadrature | 77 |
| 3.22 | Profil du vent | 78 |
| 3.23 | Allure du coefficient de puissance | 78 |
| 3.24 | Allures des puissances statoriques actives et réactives | 79 |
| 3.25 | Allures des courants rotoriques direct et en quadrature. | 80 |
| 3.26 | Allures de la puissance rotorique et du couple électromagnétique. | 81 |
| 3.27 | Allures des courants rotoriques et de la vitesse angulaire de la MADA. | 81 |
| 3.28 | Tension et courant statorique | 82 |
| 3.29 | Résultats de simulation de la commande découplée des puissances actives et réactives par le régulateur MG2 | 84 |
| 3.30 | Évolution du courant statorique avec la tension du réseau | 84 |
| 3.31 | Passage d'un mode de fonctionnement à un autre | 85 |
| 3.32 | Allures de la tension continue avec sa référence | 86 |
| 3.33 | Allures de la tension du réseau et le courant du filtre de sortie pour le fonctionnement en hypo et en hyper synchrone | 87 |
| 3.34 | Zoom sur la puissance rotorique pour le fonctionnement en hypo et en hyper synchrone | 88 |
| | | |
| 4.1 | Banc d'essai expérimental | 91 |
| 4.2 | Synoptique du banc expérimental | 91 |
| 4.3 | Photographie de la partie mécanique | 92 |
| 4.4 | Photographie du convertisseur de puissance 'Semikron' | 93 |
| 4.5 | Photographie de la carte d'isolation galvanique | 93 |
| 4.6 | Schéma synoptique de l'étage de bufferisation | 94 |
| 4.7 | Signaux de sortie du codeur incrémental | 94 |
| 4.8 | Pilotage de la machine à courant continu en vitesse | 97 |
| 4.9 | Relevés expérimentaux des vitesses de l'émulateur | 98 |
| 4.10 | Relevés expérimentaux des courants de l'émulateur | 99 |
| 4.11 | Synoptique pour la synchronisation | 100 |
| 4.12 | Résultats expérimentaux des puissances actives et réactives | 101 |
| 4.13 | Relevés expérimentaux des Courants rotoriques direct et en quadrature | 102 |
| 4.14 | Relevés expérimentaux des vitesses et du coefficient de puissance | 102 |
| 4.15 | Relevés expérimentaux des flux statoriques direct et en quadrature | 103 |
| 4.16 | Relevés expérimentaux des tensions statoriques direct et en quadrature | 103 |
| 4.17 | Allures expérimentales de la puissance rotorique et du couple électromagnétique. | 104 |
| 4.18 | Allure du courant rotorique de la phase (a) | 105 |
| 4.19 | Allures expérimentales des courants statorique et rotorique de la phase (a) | 105 |
| 4.20 | Relevés expérimentaux de la tension et du courant statorique | 106 |
| | | |
| 5.1 | Schéma bloc du système de conversion photovoltaïque connecté au réseau | 109 |

| | | |
|------|--|-----|
| 5.2 | Schéma électrique équivalent d'une cellule solaire | 110 |
| 5.3 | Cellules, module et générateur photovoltaïque | 111 |
| 5.4 | Caractéristiques statiques d'un générateur photovoltaïque | 112 |
| 5.5 | Organigramme de l'algorithme MPPT (Cond-Inc) | 115 |
| 5.6 | Modèle de la liaison au réseau | 117 |
| 5.7 | Schéma de principe de la boucle à verrouillage de phase triphasé | 117 |
| 5.8 | Schéma bloc de régulation de la tension du bus continu | 118 |
| 5.9 | Connexion du GPV au réseau sans asservissement de la tension | 119 |
| 5.10 | Algorithme MPPT Cond-Inc modifié | 120 |
| 5.11 | Profil d'éclairement solaire | 121 |
| 5.12 | Tension et courant optimal du générateur photovoltaïque | 122 |
| 5.13 | Puissances et courants de références | 123 |
| 5.14 | Courant de référence et mesuré de la phase (a) avec la puissance optimale du générateur. | 124 |
| 5.15 | Zoom sur le courant et la tension de sortie de l'onduleur | 125 |
| 5.16 | Échange énergétique entre générateur photovoltaïque et le réseau électrique. | 125 |

Liste des tableaux

| Tableau | Titre | Page |
|----------------|--|-------------|
| 1.1 | Résumé des Normes pour les installations PV connectées au réseau | 05 |
| 1.2 | Caractéristiques techniques de différentes architectures PV | 07 |
| 3.1 | Table des règles de décision floue | 55 |
| 3.2 | Écarts observés par rapport aux grandeurs de consigne | 76 |
| 3.3 | Critères de performance des régulateurs | 76 |
| 4.1 | Liste des capteurs utilisés dans le banc d'essai | 92 |

Nomenclature

Chapitre 2

| | |
|----------------------------------|---|
| P_V | Puissance du vent (W) |
| S_t | Surface balayée par les pales (m^2) |
| V_V | Vitesse moyenne du vent (m/s) |
| $V_{V-cutin}$ | Vitesse de démarrage de l'éolienne (m/s) |
| $V_{V-cutoff}$ | Vitesse d'arrêt de l'éolienne (m/s) |
| V_{V-N} | Vitesse nominale du vent (m/s) |
| ρ | Densité de l'air (kg/m^3) |
| P_{aero}, T_{aero} | Puissance aérodynamique (kW), couple aérodynamique (N.m) |
| C_p, C_T | Coefficient de puissance, de couple |
| λ | Vitesse réduite spécifique (ratio) |
| β | Angle de calage des pales ($^\circ$) |
| R_t | Rayon de la pale(m). |
| T_{BV}, T_{HV} | Couple côté basse vitesse, Couple côté haute vitesse (N.m) |
| T_{em} | Couple électromagnétique de la MADA (N.m) |
| T_g | Couple d'entraînement de la génératrice (N.m) |
| J_t, J_g | Moment d'inertie de la turbine, de la génératrice ($kg.m^2$) |
| f_t, f_g | Coefficient de frottement de la turbine, de la génératrice (Nm/rad sec) |
| J | Moment d'inertie totale de la partie tournante ($kg.m^2$) |
| f | Coefficient de frottement total de la partie tournante (Nm/rad sec) |
| Ω_t | Pulsation mécanique de la turbine (rad/s). |
| Ω_m | Pulsation mécanique du rotor de la machine (rad/s) |
| Ω_{syn} | Pulsation mécanique de synchronisme de la machine (rad/s) |
| G_t | Gain du multiplicateur. |
| $[V_s]_3, [V_r]_3$ | Vecteurs tensions statoriques et rotoriques triphasés |
| v_{sabc}, v_{rabc} | Tensions statoriques et rotoriques triphasés (V) |
| v_{gabc} | Tensions triphasés du réseau (V) |
| $[\varphi_s]_3, [\varphi_r]_3$ | Vecteurs flux statoriques et rotoriques |
| $\varphi_{sabc}, \varphi_{rabc}$ | Flux statoriques et rotoriques (Wb) |
| $[I_s]_3, [I_r]_3$ | Vecteurs courants statoriques et rotoriques triphasés |
| i_{sabc}, i_{rabc} | Courants statoriques et rotoriques triphasés (A) |
| i_{ms} | Courant magnétisant (A) |
| V_{sd}, V_{sq} | Composantes de la tension statorique selon les axes d-q (V) |
| V_{sx}, V_{sy} | Composantes Concordia de la tension statorique (V) |

| | |
|------------------------------|--|
| V_{rd}, V_{rq} | Composantes de la tension rotorique selon les axes d-q (V) |
| e_{sd}, e_{sq} | F.e.m.s statoriques d'axe direct et en quadrature (V) |
| e_{rd}, e_{rq} | F.e.m.s rotoriques d'axe direct et en quadrature (V) |
| e_d, e_q | F.e.m.s de rotation d'axe direct et en quadrature (V) |
| e_φ | Terme de compensation (V) |
| I_{sd}, I_{sq} | Composantes du courant statorique selon les axes d-q (A) |
| I_{rd}, I_{rq} | Composantes du courant rotorique selon les axes d-q (A) |
| $\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$ | Flux du stator selon les axes d-q (Wb) |
| $\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$ | Flux du rotor selon les axes d-q (Wb) |
| ω_s | Pulsation statorique (rad/s) |
| ω_{gliss} | Pulsation de glissement (grandeurs rotoriques) (rad/s) |
| θ_{gliss} | Angle de Park entre l'axe du rotor et l'axe d (rad) |
| θ_s | Angle électrique entre l'axe du stator et l'axe d (rad) |
| θ_m | Angle électrique entre les bobinages statoriques et rotoriques (rad) |
| ω_r | Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (rad/s) |
| g | Glissement |
| R_s, R_r | Résistance statorique, rotorique (Ω) |
| L_s, L_r | Inductance statorique, rotorique (H) |
| M | Inductance mutuelle (H) |
| l_s, l_r | Inductances propres statorique, rotorique (H) |
| M_s, M_r | Inductances mutuelles entre (2) phases statoriques et (2) phases rotorique (H) |
| M_{sr} | Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique (H) |
| σ | Coefficient de fuites |
| σ_s | Coefficient de fuites statoriques |
| N_p | Nombre de paires de pôles. |
| P_s, Q_s | Puissance statorique active, réactive (W) |
| P_r, Q_r | Puissance rotorique active, réactive (W) |
| p | Operateur Laplacien. |
| C | Capacité du bus continu (F) |
| V_{DC} | Tension du bus continu (V) |
| i_m | Courant modulé par le CCM (A) |
| i_R | Courant modulé par le CCR (A) |
| i_c | Courant du bus continu (A) |
| $V_{raN}, V_{rbN}, V_{rcN}$ | Tensions simples des phases rotoriques (V) |
| $u_{rab}, u_{rbc}, u_{rca}$ | Tensions composées des phases rotoriques (V) |

| | |
|--------------------------|--|
| V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} | Tensions des trois phases modulées (V) |
| V_{No} | Tension modulée du point neutre des bobinages rotoriques (V) |
| $S_{a,b,c}$ | Fonctions de conversion du CCM |
| R_f, L_f | Resistance (Ω), inductance (H) du filtre de sortie du CCR |
| V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn} | Tensions modulées du CCR (V) |
| I_{Af}, I_{Bf}, I_{Cf} | Courants traversant le filtre (R_f, L_f) (A) |
| I_{df}, I_{qf} | Composantes des courants traversant le filtre selon les axes d-q (A) |
| e_A, e_B, e_C | F.e.m.s des tensions du réseau coté CCR (V) |
| $S_{A,B,C}$ | Fonctions de conversion du CCR |

Chapitre 3

| | |
|--------------------------|---|
| λ_{opt} | Valeur optimale du ratio de vitesse |
| C_{pmax} | Valeur maximale du coefficient de puissance |
| Ω_{t-ref} | Référence de la vitesse mécanique de la turbine (rad/s). |
| Ω_{m-ref} | Référence de la vitesse mécanique de la génératrice (rad/s). |
| $P_{aero-max}$ | Puissance aérodynamique maximale (W) |
| Ω_{mopt} | Vitesse optimale (rad/s) |
| T_{em-ref} | Référence du couple électromagnétique (N.m). |
| P_{em-ref} | Référence de la puissance électromagnétique (W). |
| Ω_{t-est} | Vitesse mécanique de la turbine estimée (rad/s) |
| V_{V-est} | Vitesse du vent estimée (m/s) |
| $K1, K2, K3$ | gains d'adaptation flous des entrées et de sortie du CLF |
| I_{qf-ref}, I_{df-ref} | Références des courants traversant le filtre selon les axes d-q |
| V_{rq-ref}, V_{rd-ref} | Références des tensions rotoriques selon les axes d-q |
| V_{md-ref}, V_{mq-ref} | Tensions modulantes de références du CCR selon les axes d-q |
| V_{md}, V_{mq} | Tensions modulantes du CCR selon les axes d-q |
| V_{qf-ref}, V_{df-ref} | Tensions de couplages |
| I_{rd-ref}, I_{rq-ref} | Références des courants rotoriques selon les axes d-q |
| P_s-ref, Q_s-ref | Références des puissances statoriques actives et réactives |
| V_{DC-ref} | Tension de référence du bus continu (V) |
| V_s | Valeur efficace de la tension simple du réseau coté stator(V) |
| E_p | Valeur efficace de la tension simple du réseau coté rotor (V) |
| $\hat{\Phi}_s-est$ | Flux statorique estimé (Wb) |
| P_{DC-ref} | Puissance nécessaire pour charger le condensateur (W) |

| | |
|--|---|
| P_{R-ref}, Q_{R-ref} | Puissances actives (W) et réactives (VAR) de référence transitées par le convertisseur vers le réseau (W) |
| P_r-est | Puissance active estimée du circuit rotorique (W) |
| I_{u-ref} | Courant de référence du bus continu (A) |
| σ_d, σ_q | Surfaces de glissement des courants rotoriques selon l'axe d-q |
| $\dot{\sigma}_d, \dot{\sigma}_q$ | Dérivées des surfaces selon l'axe d-q |
| $\ddot{\sigma}_d, \ddot{\sigma}_q$ | Dérivées secondes des surfaces selon l'axe d-q |
| P_d, P_q | Perturbations selon l'axe d-q |
| y_m, y | Sorties du model de reference et sortie du système |
| I_{rdm}, I_{rqm} | Sorties des modèles de références des courants rotoriques selon l'axe d-q |
| e_{dq}, \dot{e}_{dq} | Erreurs de poursuites et leurs dérivées selon les axes d-q. |
| V_{dq}, \dot{V}_{dq} | Fonctions Lyapunov et ses dérivées selon les axes d-q |
| $\bar{V}_{ra}, \bar{V}_{rb}$ et \bar{V}_{rc} | Tensions modulantes du CCM |
| P_r, P_{DC}, P_R | Puissance du circuit rotorique, puissance du bus continu, puissance transitée à travers le CCR |

Chapitre 4

| | |
|--------------------------------------|---|
| V, \dot{V} | Fonction Lyapunov et sa dérivée |
| e, \dot{e} | Erreur et la dynamique d'erreur |
| $\dot{\Omega}_m$ | Dérivée de la vitesse mécanique |
| $\Omega_{mref}, \dot{\Omega}_{mref}$ | Vitesse mécanique de référence et sa dérivée (rad/s) |
| n_{mes}, n_{ref} | Vitesse de rotation mesurée et de référence (tr/mn) |
| C_L | Constante de Lyapunov |
| J_{mcc}, f_{mcc} | Moment d'inertie (kg.m ²), coefficient de frottement (Nm/rad.sec) |
| K_{mcc} | Constante du couple |
| L_{mcc} | Inductance série avec l'induit du MCC (H) |
| C_{mcc}, C_r | Couple électromagnétique du MCC et couple résistant (N.m) |
| $I_{ind}, I_{ind-ref}$ | Courant d'induit mesuré et de référence (A) |
| T_e | Période d'échantillonnage |

Chapitre 5

| | |
|------------|---|
| C | Condensateur de filtrage |
| R, L | Resistance et inductance du filtre de sortie de l'onduleur. |
| V_{smax} | Valeur maximale de la tension secondaire du transformateur. |
| R_R, L_R | Resistance et inductance du réseau |
| I_{cell} | Courant fourni par la cellule. |
| I_{cc} | Courant de court-circuit de la cellule |

| | |
|------------------------------|---|
| I_{ccstc} | Courant de court-circuit de la cellule, pendant les conditions standards. |
| I_D | Courant de la diode D |
| I_p | Courant de la résistance shunt |
| I_{sat} | Courant de saturation. |
| I_{satstc} | Courant de saturation pendant les conditions standards. |
| V_{cell} | Tension aux bornes de la cellule |
| V_T | Potentiel thermodynamique |
| R_s | Résistance série |
| R_p | Résistance parallèle |
| n | Facteur de non idéalité de la jonction p-n, compris entre (1-5). |
| K | Constante de Boltzmann |
| E, T_{cell} | Éclairement et température de fonctionnement. |
| $E_{stc}, T_{cellstc}$ | Éclairement et température normalisés (pendant les conditions standards) |
| E_g | Energie de la bande interdite du matériau de la cellule en eV. (1.16eV pour le silicium et 1.75eV pour l'amorphe). |
| C_e | Charge de l'électron. |
| k_{cc} | Comme le facteur n. |
| α_{cc} | Coefficient de température du photo-courant (mA/°C) |
| β_{co} | Coefficient de température de la tension du circuit ouvert (mV/°C) |
| I_{pv}, V_{pv} et P_{pv} | Courant (A), tension (V) et puissance de sortie du GPV (W) |
| I_M et V_M | Courant (A) et tension de sortie du module photovoltaïque (V) |
| V_{co} | Tension du circuit ouvert du GPV(V). |
| n_s et n_p | Nombres de modules série et parallèle. |
| G et dG | Conductance du GPV et sa variation |
| V_{ref} | Tension optimale du GPV (V) |
| I_c, I_{ond} | Courant de la capacité et courant d'entrée de l'onduleur photovoltaïque (A). |
| S_a, S_b, S_c | Etats de commutation des interrupteurs de l'onduleur photovoltaïque |
| V_{m1}, V_{m2}, V_{m3} | Tensions modulées de sortie de l'onduleur photovoltaïque (V) |
| V_{md}, V_{mq} | Transformation d-q des tensions modulées (V) |
| v_{p1}, v_{p2}, v_{p3} | Tensions primaires du Transformateur élévateur (V). |
| V_{pd}, V_{pq} | Transformation d-q des tensions primaires du Transformateur (V) |
| i_a, i_b, i_c | Courants à la sortie de l'onduleur photovoltaïque (A) |
| I_d, I_q | Transformation d-q des courants à la sortie de l'onduleur |
| e_{cd}, e_{cq} | Tensions de couplage |
| V_{fd}, V_{fq} | Tensions aux bornes des filtres inductifs |
| P_{ref}, Q_{ref} | Puissance active et réactive de référence injectée au réseau |

| | |
|------------------------|--|
| I_{d-ref}, I_{q-ref} | Courants d-q de références |
| $i_{abc-ref}$ | Courants instantanés de références |
| P_c | Puissance de la capacité. |
| P_p, Q_p | Puissance active et réactive injectées au réseau |

Acronymes

Significations

| | |
|--------------------------|---|
| MADA | Machine asynchrone à double alimentation. |
| GADA | Génératrice asynchrone à double alimentation. |
| CCM | Convertisseur coté machine. |
| CCR | Convertisseur coté réseau. |
| CC/CC (DC/DC en anglais) | Continu-Continu |
| CC/CA (DC/AC en anglais) | Continu-Alternatif |
| MPPT | Maximum Power Point Tracking (en anglais) |
| MPP | Point de Puissance Maximal |
| CS | Convertisseur Statique |
| CLF | Contrôleur par la logique floue |
| GPV | Générateur Photovoltaïque |
| MLI | Modulation de Largeur d'Impulsion. |
| IGBT | Insulate Gate Base Transistor (en anglais) |
| Cond-Inc | Conductance Incrémentale |
| PLL | Phase Locked Loop (verrouillage de phase du réseau) |
| PI | Proportionnelle-Intégrale |
| STC | Conditions climatiques standards (1000W/m ² , 25°C, 1.5AM) |
| RTI | Real Time Interface |
| RTW | Real Time Workshop |
| Enc-Inc | Encodeur incrémental |
| MRAC | Contrôle Adaptatif à Modèle de Référence |
| MG1, 2 | Mode glissant d'ordre1 et d'ordre 2 |

Introduction générale

Introduction générale

La consommation mondiale d'électricité observée durant ces dernières décennies est fortement liée au développement de l'industrie, du transport et des moyens de communications. De nos jours, une grande partie de la production électrique est produite à partir de ressources non renouvelables comme le charbon, le gaz naturel, le pétrole et l'uranium. Leur vitesse de régénération est extrêmement lente à l'échelle humaine. Ce qui entrainera à plus ou moins courte échéance un risque non nul d'épuisement de ces ressources. D'autant plus que la demande ne cesse de croître et tend dès à présent à être supérieure à l'offre, se traduisant par exemple par une forte fluctuation du prix mondial du pétrole. D'autre part, ce type de consommation énergétique n'est pas neutre sur l'impact environnemental. Pour les hydrocarbures et le charbon par exemple, d'importantes émissions de gaz à effet de serre sont générées quotidiennement jouant un rôle prépondérant au niveau du dérèglement climatique et de l'augmentation de la pollution. Ce constat pousse à rechercher de plus en plus de solutions innovantes palliant le déficit énergétique et limitant l'impact négatif sur l'environnement. Ainsi, le développement durable des sources non-polluantes à base d'énergie renouvelable est de plus en plus sollicité à la fois par les producteurs d'énergie et les pouvoirs publics. Pour le mettre en œuvre, plusieurs décisions et objectifs associés ont été progressivement pris, aux niveaux européens et internationaux. Le protocole de Kyoto en 1997 qui a fixé comme objectif, de réduire de 5.2% les rejets de gaz à effet de serre du monde vers 2010 par rapport à 1990. De plus la commission européenne s'était fixée comme objectif de doubler la part des énergies renouvelables, pour passer de 6% en 1997 à 12% en 2012 [1].

En ce qui concerne l'Algérie, les énergies renouvelables n'ont pas encore connu le développement qui permettrait leur exploitation, malgré le gisement en énergies renouvelables dont dispose l'Algérie. De ce fait un programme très ambitieux de développement a été adopté récemment par le gouvernement en visant une contribution de ces énergies à hauteur de 40% de la production nationale d'électricité à l'horizon 2030, soit 22 000 MW [2].

Les énergies renouvelables peuvent être classées en trois grandes familles, l'énergie d'origine mécanique (la houle, éolien), énergie d'origine électrique (panneaux photovoltaïques) ou l'énergie sous forme de chaleur (géothermie, solaire thermique,...etc.). Sachant qu'à la racine de toutes ces énergies est l'énergie en provenance du soleil transformée ensuite par l'environnement terrestre. Parmi les différentes sources identifiables d'énergies renouvelables, deux retiennent l'attention dans cette étude pour leur important potentiel, l'énergie éolienne et l'énergie solaire.

Dans cette thèse on vise à présenter une étude détaillée de deux structures, de conversion d'énergie renouvelable, connectées aux réseaux: éolienne et photovoltaïque. La source primaire pour ces deux énergies est fluctuante et aléatoire, de plus les non linéarités de leurs caractéristiques électromécanique et électrique offrent des points uniques de puissance maximale au cours de variations des conditions climatiques. L'exploitation optimale de ces systèmes est nécessaire, afin d'obtenir un bon rendement de ces structures

d'une part, et d'assurer un transit d'énergie coté réseau, avec un facteur de puissance unitaire d'autre part.

Pour se faire, on a réparti le manuscrit en cinq chapitres:

Le premier chapitre contiendra, un état de l'art sur l'évolution des topologies des deux énergies renouvelables (éolienne et photovoltaïque) et une révision de la littérature de différentes commandes et algorithmes MPPT. Quelques chiffres montrent l'importance et l'évolution dans le temps de la production de l'énergie renouvelable mondiale.

Dans les autres chapitres, on a étudié les deux sources renouvelables séparément.

Le second chapitre sera consacré à la modélisation des différents éléments de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne connectée au réseau. Nous commencerons par le modèle aérodynamique de la turbine, le multiplicateur avec les différentes inerties, la génératrice asynchrone double alimentée dans un référentiel fixe et tournant, les convertisseurs de puissance en espace vectoriel et finalement le filtre et le transformateur de connexion au réseau.

Le troisième chapitre abordera le développement:

- D'un algorithme de contrôle basé sur le concept de la logique floue pour le suivi des points de puissance maximale (MPPT) dans les systèmes d'énergie éolienne. L'algorithme de contrôle qui sera proposé, permet au générateur de repérer les points de fonctionnement optimal du système éolien dans les conditions de vent variable et le processus de suivi des vitesses au fil du temps. Cet algorithme ne nécessitera pas la connaissance des caractéristiques mécaniques de la turbine éolienne; telles que la courbe du coefficient de puissance et la caractéristique de puissance ou du couple.
- D'une stratégie de commande vectorielle en puissance active et réactive statorique en intégrant le modèle de l'aérogénérateur développé dans le chapitre précédent. la mise en œuvre de cette commande est basée sur trois régulateurs robustes (régulateur à structure variable par mode de glissement d'ordre un et d'ordre deux et un régulateur à modèle de référence adaptatif). Ces régulateurs sont comparés en termes de poursuite de trajectoire, robustesse et sensibilité aux perturbations.

Un contrôle vectoriel du convertisseur coté réseau (CCR) par une commande MLI assure un transit bidirectionnel de la puissance active entre rotor de la machine et le réseau, à facteur de puissance unitaire, tout en maintenant la tension du bus continu constante.

Dans l'environnement MATLAB[®] 2007a/Simulink7.0/SimPowerSystems, une simulation numérique de cette chaîne de conversion éolienne avec sa commande sera effectuée, suivi par des interprétations.

Le quatrième chapitre traite l'implémentation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à puissance réduite. Un banc expérimental a été mis en œuvre au laboratoire LGEB à l'université de Biskra, associant une machine asynchrone à rotor bobiné de 1kW à une machine à courant continu, émulant l'aérogénérateur. L'ensemble est piloté par un système dSPACE (carte DS1104). Le fonctionnement à vitesse variable est limité au fonctionnement sous-synchronisme. En conséquence les convertisseurs de l'électronique de puissance sont limités à un redresseur triphasé à diodes suivi d'un onduleur triphasé à base d'IGBT commandé en tension. La synchronisation au réseau et la commande découplée de la puissance active et réactive de la machine sont testées par l'algorithme de commande à modèle de référence adaptative.

L'émulateur est basé sur une machine à courant continu de 1kW, alimentée par un hacheur série à base d'IGBT, Commandée en vitesse. Cette machine reproduit le couple aérodynamique fourni par une turbine. La réalisation de cet émulateur nous permet de placer les génératrices à l'étude dans un contexte proche de celui d'une éolienne réelle. Ce chapitre est clôturé par une discussion et analyse des résultats pratiques obtenus.

Le dernier chapitre portera sur la modélisation et l'optimisation de la chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque. Elle est constituée d'un panneau photovoltaïque de modèle Sharp, connecté au bus continu d'un convertisseur DC/AC à commande MLI. Le contrôle découplé de ce convertisseur assure deux fonctions:

- La poursuite des points de puissance maximale par application d'un algorithme incrémental de conductance (Inc-Cond) modifié.
 - Le transfert optimal de la puissance photovoltaïque avec un facteur de puissance unitaire.
- Les performances de ce contrôle vectoriel sont testées par simulation numérique sous MATLAB-Simulink pour des variations de l'ensoleillement.

Enfin, nous concluons ce manuscrit par une conclusion générale, suivie de quelques perspectives envisagées dans nos travaux futurs.

Références Bibliographiques

- [1] F. Blaabjerg, M. Liserre, Ke. Ma, ' Power electronics converters for wind turbine systems', IEEE transactions on industry applications, Vol.48, N°.2, pp.708-719, March/April. 2012.
- [2] Centre des énergies renouvelables (CDER) , Bouzéréa , Algérie.

Chapitre 1
État de l'Art sur les chaînes
de conversion photovoltaïque
et éolienne connectées
au réseau

1.1 Introduction

Avec l'arrivée du nouveau millénaire, les débats sur l'avenir énergétique de la planète se sont intensifiés, compte tenu des besoins sans cesse croissants dans le domaine et les conséquences que cela peut engendrer à moyen terme. En effet, l'évolution démographique et le développement de certaines zones géographiques, l'Asie aujourd'hui, l'Amérique Latine et la Russie demain, laissent présager une augmentation considérable de la consommation en énergie. A ce rythme, les réserves en énergies fossiles ne pourront assurer les besoins que pour quelques décennies encore, entraînant des situations de pénurie dont les prémices se sont fait ressentir à travers la crise du pétrole de ces deux dernières années. Les gisements de ressources énergétiques d'origines fissiles, même si elles offrent une alternative à court/moyen terme, posent quant à elles de réels problèmes environnementaux liés au traitement des déchets radioactifs et au démantèlement des centrales nucléaires obsolètes.

Une première piste à cette crise annoncée la diminution de la consommation énergétique, c'est ainsi que sont apparus sur le marché, ces dernières années, des appareils de faible consommation de classe A ou A+ (réfrigérateurs, laves linge, ampoules basse consommation, ...). En parallèle, il faut développer de nouvelles sources d'énergie propres et renouvelables. A ce sujet, le soleil, le vent, la biomasse, la mer, ... apparaissent comme des énergies inépuisables et facilement exploitables. Parmi ces sources d'énergie renouvelables, l'énergie éolienne et photovoltaïque ont vu une croissance notable dans le domaine de la production d'électricité. On rencontre généralement trois types d'applications: les applications autonomes, les applications connectées au réseau et les applications hybrides.

Dans ce contexte, l'objectif de ce chapitre est de présenter un état actuel des lieux des différentes architectures de gestion des énergies photovoltaïque et éolienne connectées au réseau.

1.2 Énergie photovoltaïque

Pour la production d'énergie, une installation photovoltaïque nécessite la mise en place d'une chaîne de conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique basée sur l'effet photovoltaïque. Quelle que soit son architecture, cette chaîne de conversion peut se décomposer comme le montre la figure 1.1:

- En fonction de bases: production, conversion et interface réseau.
- En fonction auxiliaires : protection, supervision et stockage.

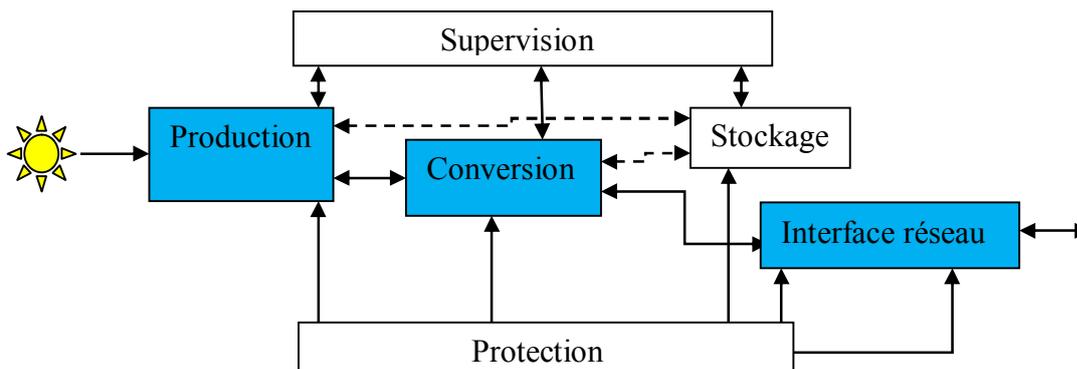


Fig.1.1: Fonctionnalités générales des systèmes photovoltaïques connectés au réseau.

Spécifications et Normes

Du moment où l'onduleur est connecté au réseau dans ces installations PV, des normes et des recommandations réglementés par les comités internationaux des distributeurs d'énergie, doivent être respectés. Trois normes (IEEE, IEC, EN) sont résumés dans le tableau (1.1) [1] Ces normes permettent de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant, en limitant les effets des perturbations harmoniques, la détection des défauts dans le réseau, les problèmes de masse...etc.

| Référence | IEC61727 [2] | | IEEE1547 [3] | | EN61000-3-2 [4] | |
|---|-------------------------------|-------|------------------------------|-------|-----------------------------------|--------|
| Puissance nominale | 10 kW | | 30 kW | | 16 A*230 V = 3.7 kW | |
| Limitation en (%) des courants harmoniques | Rang (n) | THD % | Rang (n) | THD % | Rang (n) | THD % |
| | (3-9) | 4.0 % | (2-10) | 4.0 % | (3) | 2.3 % |
| | (11-15) | 2.0 % | (11-16) | 2.0 % | (5) | 1.14 % |
| | (17-21) | 1.5 % | (17-22) | 1.5 % | (7) | 0.77 % |
| | (23-33) | 0.6 % | (23-34) | 0.6 % | (9) | 0.4 % |
| | | | (>35) | 0.3 % | (11) | 0.33 % |
| | | | | | (13) | 0.21 % |
| | | | | | (15-39) | |
| THD du courant | 5.0 % | | | | --- | |
| Facteur de puissance à 50% de la puissance nominale | 0.9 % | | | | --- | |
| Injection du courant continu | < 1 % du courant nominal | | < 0.5 % du Courant nominal | | < 0.22 % pour un demi- pont (50W) | |
| Intervalle de tension | 85 % - 110 % (196 V- 253V) | | 88 % - 110 % (97 V- 121V) | | --- | |
| Intervalle de fréquence | 50 ± 1 Hz | | 59.3 Hz à 60.5 | | --- | |

Tableau 1.1: Résumé des Normes pour les installations PV connectées au réseau.

1.2.1 Les topologies des installations photovoltaïques

Dans la littérature une grande diversité de topologies de champs PV existe. Les onduleurs ne se limitent plus à transformer la puissance continue générée par les panneaux solaires en puissance alternative (par ex.230/400V-50Hz), mais ils exploitent également la puissance délivrée par le champ PV en le forçant à fonctionner à son point de puissance maximum (MPPT). S.B. Kjaer [5], présente l'évolution des onduleurs photovoltaïques connectés au réseau.

La topologie la plus ancienne est la plus classique est composée d'un **onduleur central** réalisant l'interface entre le réseau et le champ photovoltaïque, où des chaines de modules

montés en série (ou "string") sont connectés en parallèle figure 1.2.a, évitant ainsi l'utilisation de l'étage d'amplification de tension. Ce montage est généralement utilisé pour des installations de grandes puissances (20-400kW) [6]-[7] dans lesquelles des protections anti-retour de courant sont implantées par rangée.

Les avantages du montage:

- Simplicité de mise en œuvre (un seul onduleur est nécessaire).
- Faible coût et une maintenance minimale.
- Un bon rendement de la conversion de la tension 95% à 97% [8], (onduleur sans transformateur).

Les défauts de la topologie [9]:

- Pertes de conversion solaire (un seul MPPT pour un ensemble de modules), principalement dans le cas d'ombrage, des salissures et vieillissement.
- Pertes et risques électriques dans le câblage DC.
- Aucune continuité de service en cas de panne de l'onduleur.

Pour remédier à ces défauts, les **onduleurs strings** ou "**rangées**" sont actuellement les plus employés figure 1.2.b. C'est une forme réduite de l'onduleur central ou une seule rangée "string" de modules photovoltaïques est lié à un seul onduleur, l'ensemble sont connectés en parallèle au réseau électrique [10]-[11]. La topologie "onduleur rangée" permet:

- Une amélioration du contrôle de la puissance disponible par rangée grâce au MPPT de chaque onduleur.
- Élimination des pertes occasionnées par les diodes anti-retour et un câblage prolongé vers le générateur PV.
- La continuité de service est accrue.
- Une architecture évolutive.

Mais Il faut prendre en compte l'augmentation du nombre d'onduleurs de moyenne puissance disposant d'un rendement compris entre 92% et 96%, nécessaires pour calculer le surcoût d'une telle installation [12].

A.M. Pavan [13] a mené une Comparaison de la structure onduleur string et onduleur central. Il a permis de montrer que ces deux assemblages sont semblables, en ce qui concerne les pertes dans l'électronique de puissance et dans les câbles. D'après cette étude, dans les deux cas l'énergie perdue compte pour environ 10% de l'énergie produite, la structure centralisée étant légèrement moins dissipative. En revanche, dans le cas d'ombrage du système PV, l'architecture centralisée produit 12% de moins d'énergie que la structure rangée. En conclusion, l'étude montre que l'onduleur rangée a un rendement global (qui prend en compte les pertes ainsi que le nombre de jours ensoleillés et ombragés) plus performant de 1.5%. Cependant, l'aspect économique n'est pas pris en compte ici.

Cependant P.A.B. James et al [14] mènent une étude qui montre que pour une installation inférieure à 5kWc sur 25 ans, l'architecture string n'est financièrement pas intéressante du fait du surcoût de l'installation et du coût de la maintenance. Les auteurs intègrent une variable MTTF très intéressante (Mean Time to Failure of inveter). Elle permet d'évaluer le taux de pannes d'un onduleur sur une durée déterminée et donc permet d'estimer plus précisément l'aspect économique d'une architecture par rapport à une autre.

Cependant, une mauvaise information du MPPT string (ombrage, mauvaise orientation...), entraîne le fonctionnement de l'onduleur sur un faux point de puissance maximum. La solution en termes de gain énergétique est d'aller vers une gestion plus individuelle des panneaux. Chaque module dispose ici de son propre onduleur appelé "**AC module**" figure 1.2.d, présentant les avantages suivants:

- pas de pertes entre modules.
- Un individuel MPPT, mène à une meilleure optimisation de la puissance entre le PV et l'onduleur.
- Structure évolutive.
- l'industrialisation des "AC modules" réduit le coût de production [15]
- la nécessité d'un étage d'amplification de tension, réduit le rendement global et augmente le (prix /Wc).

Le tableau (1.2) récapitule les caractéristiques des différentes structures citées précédemment

| | Onduleur Central | Onduleur String | Onduleur Intégré |
|-------------|--|--|------------------|
| Tension PV | 340-800V | 150-800V | 17-90V |
| Pertes DC | ~ 1-5% (en fonction de la tension et de la distance) | ~ 1% (en fonction de la tension et de la distance) | Négligeable |
| Rendement | 95%-97% | 92%-96% | 87%-93% |
| Maintenance | Simple | Difficile | Difficile |

Tableau 1.2: Caractéristiques techniques de différentes architectures PV [8]

L'utilisation de plusieurs étages de conversion peut améliorer le rendement de conversion et la fiabilité du système, en dissociant les fonctionnalités de l'onduleur. Souvent présenté comme une solution intermédiaire entre les deux structures précédentes, l'**hacheur "rangée"**, aussi appelé **convertisseur multi-string**, utilise un hacheur en bout de chaque rangée du système PV, le tout est connecté à un onduleur central via un bus continu figure 1.2.c [16]-[17]. Il en résulte les avantages suivants:

- Chaque convertisseur DC/DC dispose de sa propre commande MPPT, par conséquent le dysfonctionnement d'un GPV peut être rapidement localisé.
- Montage évolutif, mais la continuité de service n'est pas assurée en cas de panne de l'onduleur.
- Intégration d'un élément de stockage sur le bus continu.
- coût réduit par rapport à l'onduleur "string".

Une évolution de la topologie hacheur "rangée" est la topologie **hacheur modulaire parallèle** présenté sur la figure 1.3.a. L'hacheur n'est plus connecté à une chaîne de modules PV mais directement à la sortie du module PV. Cette évolution garde tous les avantages du hacheur "rangée", tout en augmentant le niveau de discrétisation du MPPT. Un gain de productivité est donc à attendre par rapport au hacheur "rangée", surtout lors de phénomènes

d'ombrage [18]-[19]. De plus, cette discrétisation plus importante permet une détection plus rapide des défauts.

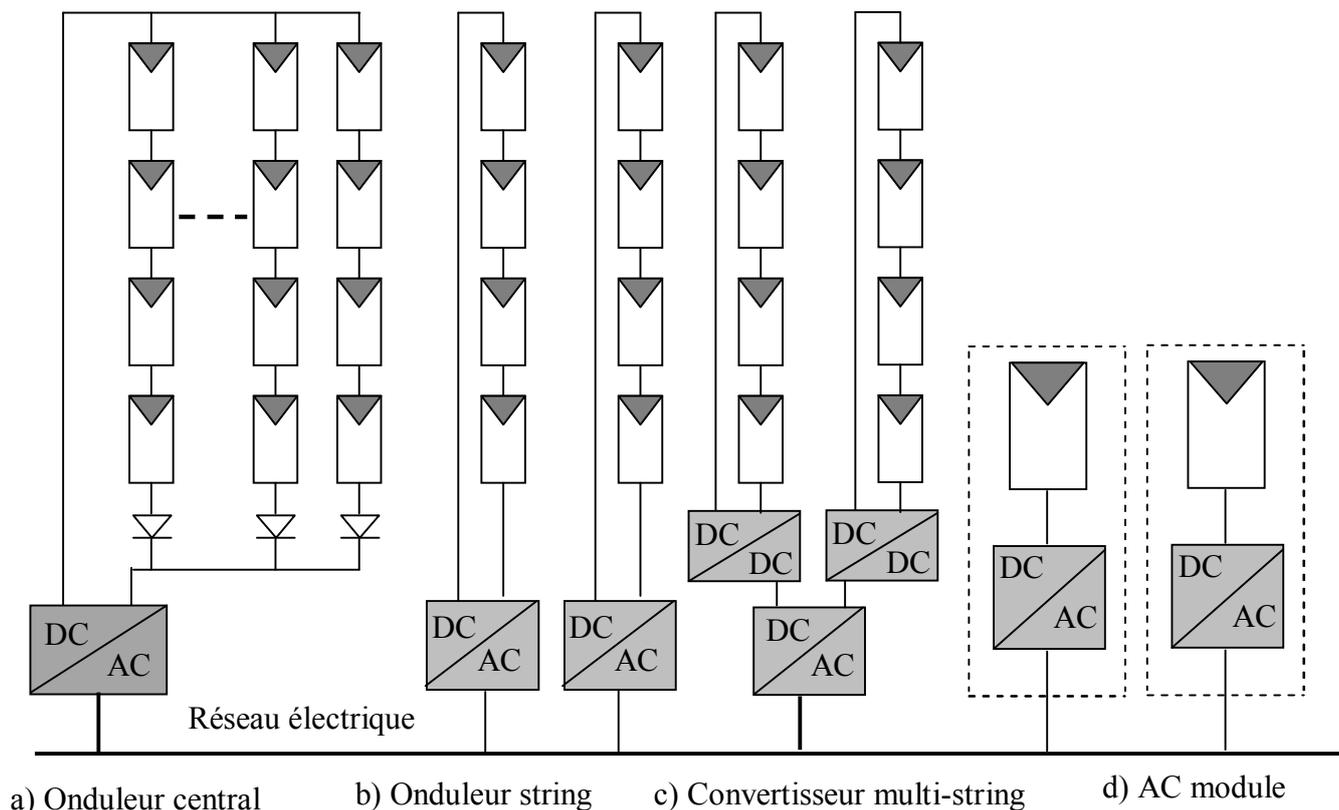


Fig 1.2: Schéma de principe de différentes topologies d'installations PV connectées à un réseau électrique.

L'inconvénient majeur de cette configuration, est le grand rapport d'élévation entre l'entrée DC et la tension AC coté réseau. En effet pour un hacheur non isolé, les pertes croient avec le rapport d'élévation, ce dernier limite le rendement de l'hacheur et pénalise cette topologie.

Une des solutions pour diminuer le rapport d'élévation, est de mettre la sortie des hacheurs en série. Cette structure dénommée **hacheur modulaire série** est présenté sur la figure 1.3.b.

D'autres concepts plus ou moins viables actuellement sont développés dans la bibliographie: L'onduleur modulaire [20], l'onduleur cellulaire, le hacheur cellulaire.

Les convertisseurs cellulaires [21]-[22] permettent de contrôler chaque cellule PV. Cette solution améliore la production et le rendement du champ PV au prix d'un principal handicap, un grand rapport d'élévation de tension entre la sortie de la cellule et la tension du réseau.

Les prochaines années semblent prometteuses aux topologies hacheur "rangée" et hacheur modulaire série.

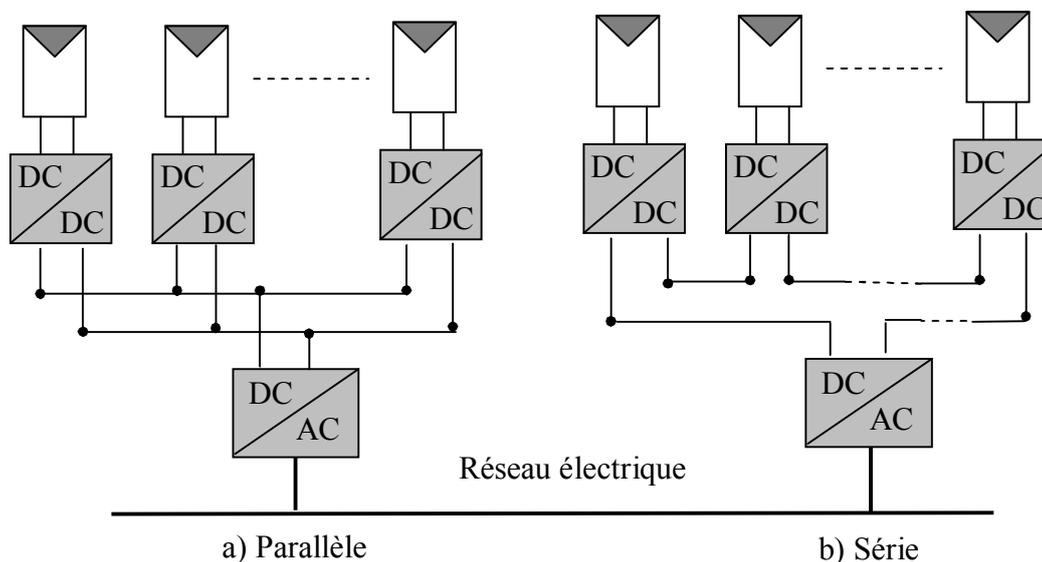


Fig 1.3: Topologies de l'hacheur modulaire.

1.2.2 Les convertisseurs PV

Les structures d'électronique de puissance dédiés au photovoltaïque sont nombreuses, plusieurs critères permettent de les classer en différents groupes:

- La première caractéristique d'une chaîne de conversion est la présence ou non d'une isolation galvanique entre les modules et le réseau.
- La seconde caractéristique différenciant les chaînes de conversion est le nombre d'étages.

Les structures isolées

Elles permettent d'obtenir des rapports d'élévation plus élevés que les structures non isolées. On les retrouve donc généralement dans les chaînes de conversion nécessitant une forte élévation de tension. De plus, l'isolation galvanique permet de résoudre certains problèmes de sécurité (capacité parasite terre/module). Ces structures se décomposent en deux groupes:

- L'isolation galvanique située au sein de l'étage de conversion DC/DC sous la forme d'un transformateur haute fréquence HF ($> 1\text{kHz}$), présentant l'avantage de diminuer la taille et le poids du transformateur et les éléments de filtrage. En contre partie, elle demande une meilleure maîtrise des pertes dans le convertisseur figure 1.4.a.
- L'isolation galvanique est placée en aval du convertisseur DC/AC, sous la forme d'un transformateur basse fréquence BF (fréquence du réseau: 50-60Hz). Cette solution, si elle est très simple, n'en est pas moins pénalisante. En effet, le prix, le volume et la taille sont supérieurs à un transformateur à haute fréquence, figure 1.4.b.

Les structures non-isolées

On distingue deux types d'architectures: les applications mono étage où la conversion est directement DC/AC et les applications à deux étages, une première conversion en DC/DC et une seconde en DC/AC.

La figure 1.5.a montre le schéma bloc de la conversion mono étage, qui se fait en une seule étape sans étage d'amplification. Il faut donc que la tension du champ PV soit suffisante pour que l'onduleur puisse reconstituer la tension du réseau. Dans cette configuration le

convertisseur doit assurer toutes les fonctions demandées par une application PV raccordées au réseau (MPPT, contrôle du courant coté réseau, anti-ilotage...).

La conversion peut également être réalisée en deux étages comme illustré sur la figure 1.5.b. Le convertisseur DC/DC assure la fonction MPPT avec peut être la fonction amplification. Le Boost, de part sa simplicité, son faible coût et son rendement élevé, est la structure retenue pour les applications PV. On note également quelques dérivées du Boost [23]-[24]. Le convertisseur DC/AC se charge de contrôler le courant coté réseau par commande MLI.

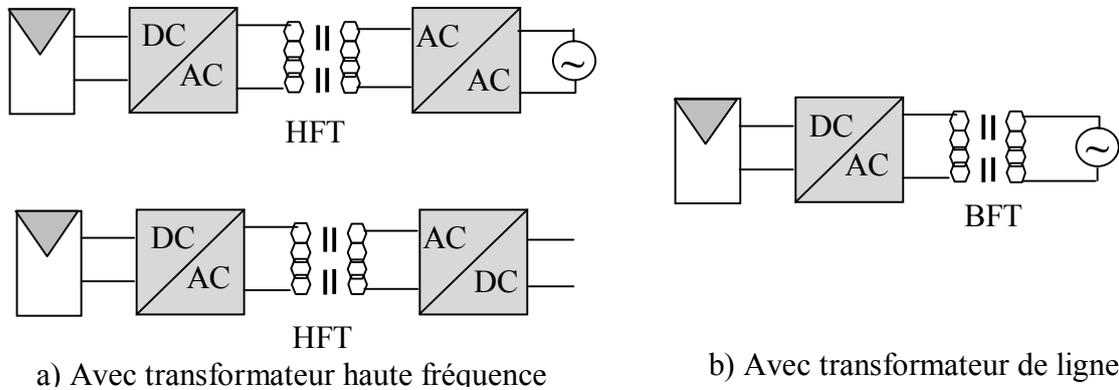


Fig 1.4: Schéma bloc des structures PV isolées

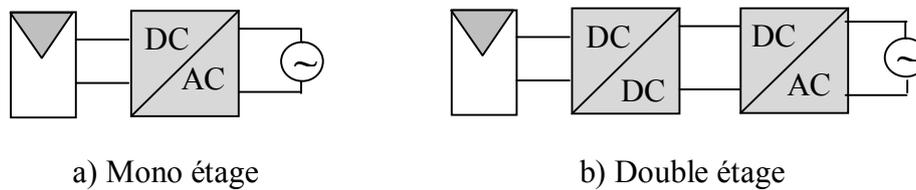


Fig 1.5: Schéma bloc des structures PV non-isolées

Ces structures offre une meilleure efficacité, un poids, un volume et un prix plus faible. En revanche, quelques problèmes de sécurité peuvent être causés par les capacités parasites entre les panneaux PV et la terre.

Le principal handicap des configurations à base d'un générateur photovoltaïque est le coût initial de l'installation et le faible rendement de la conversion photovoltaïque en électricité. Donc, il a fallu trouver des solutions pour élever le rendement du module photovoltaïque. A cet effet, beaucoup de chercheurs travaillent sur trois axes:

- La poursuite solaire: maximiser l'énergie solaire incidente en assurant un rayonnement incident normal à la surface du module photovoltaïque [25].
- Un réarrangement de la configuration du GPV [26]-[27].
- La caractéristique non linéaire puissance-tension (P_{PV}, V_{PV}) du GPV, possède un point unique de puissance maximale pour un éclairage donné. Par conséquent, la poursuite des points de puissance maximale (MPPT) pendant les conditions variables de (température, éclairage, et charge) est nécessaire pour un fonctionnement optimal.

1.2.3 Les algorithmes MPPT

Diverses publications sur un fonctionnement de type commande MPPT apparaissent régulièrement dans la littérature depuis 1968, date de publication de la première loi de commande de ce genre, adaptée à une source d'énergie renouvelable de type photovoltaïque.

T.Estram [28], Nasr [29], C. Hua [30] et V.Salas [31] présentent (un survey) et comparaison sur différents algorithmes MPPT. Les méthodes les plus couramment rencontrées sont communément appelées respectivement Hill Climbing, Perturb & Observ (P&O) et l'incrément de conductance (IncCond).

L'algorithme Hill Climbing mis en œuvre dans les premières commandes MPPT était relativement simple. En effet, les capacités des microcontrôleurs disponibles à l'époque étaient faibles et les applications, surtout destinées au spatial avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et d'éclairement que les applications terrestres appliquées initialement au photovoltaïque.

A.F. Boehringer [32] a décrit son principe qui est basée sur un algorithme de contrôle adaptatif. Il consiste à calculer la puissance à l'instant t_i à partir des mesures de I_{PV} et V_{PV} , et de la comparer à celle stockée en mémoire, correspondant à l'instant t_{i-1} . De là, un nouveau rapport cyclique D est calculé et est appliqué au convertisseur statique. Une fois le MPP atteint, le système oscille autour de ce dernier indéfiniment.

W. Xiao [33]-[34] a mis en évidence ces imperfections à l'aide d'un tableau évaluant les performances de cette commande en termes, de temps de réponse et de puissance extraite en sortie du PV, pour différentes valeurs de la variable du rapport cyclique. Par exemple, pour une variation d'ensoleillement de 990 W/m^2 à 510 W/m^2 , une incrémentation de 1,5 % du rapport cyclique affiche un temps de réponse de 6 s pour une puissance en sortie du PV de 1920,6 W. Tandis que pour une incrémentation de 0,4 %, la puissance extraite est de 1931,35 W avec un temps de réponse quasi trois fois plus long (16,5 s). Il est à signaler qu'un gain intéressant de l'ordre de 15 % en termes de puissance extraite en sortie du GPV a été démontré par Eftichios Koutroulis [35] par l'utilisation de ce type de commande comparé au même convertisseur piloté à partir d'un rapport cyclique fixe, dont la valeur correspond à la position du MPP d'un PV pour une température et une puissance d'ensoleillement données.

N. Femia [36] montre l'optimisation d'un GPV par L'algorithme perturb & observ (P&O). Le principe de cette commande MPPT, consiste à perturber la tension V_{PV} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance P_{PV} qui en résulte. Si une incrémentation positive de la tension V_{PV} engendre un accroissement de la puissance P_{PV} , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du MPP. Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système s'éloigne du MPP. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît.

En résumé, si suite à une perturbation de tension, la puissance PV augmente, la direction de perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour reprendre la convergence vers le nouveau MPP. Le processus est répété jusqu'à atteindre le point MPP.

Malgré la simplicité de cet algorithme et la facilité de l'implémentation, la méthode P&O et l'algorithme Hill Climbing souffrent des problèmes liés aux oscillations autour du MPP qu'elle engendre en régime établi (pertes de puissance de plus) et parfois de la divergence pendant une variation brusque de l'éclairement.

K. Noppadol [37], a montré aussi que les oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation pour l'algorithme perturb & observ. En contre partie, une faible valeur d'incrément ralenti la recherche du MPP, il faut donc trouver un compromis entre précision et rapidité. Ce qui rend cette commande difficile à optimiser. Le temps mis pour atteindre le nouveau MPP, lors d'une variation de puissance de l'ordre de 8 W, est de 200 ms pour l'incrément de faible valeur, alors que celui-ci est divisé par deux pour l'incrément de forte valeur. En contrepartie, les oscillations autour du MPP sont accentuées pour ce dernier.

Y. Jung [38] propose un algorithme adaptatif de la méthode perturb & observ. Par une comparaison des résultats de simulation et pratique des deux algorithmes, la réponse dynamique et les performances en régime statique sont nettement améliorés. La puissance du GPV augmente de 0.5% par rapport à la technique classique.

J.H. Lee [39] décrit le principe de l'algorithme MPPT "Incrémentale de conductance" (Inc-Cond). Si la pente de la caractéristique ($P_{PV}-V_{PV}$) est nulle, on est sur le MPP. Si elle est positive, on est à droite de la caractéristique; Sinon on se situe à gauche. Sur ce contexte, le maximum de puissance peut être alors traqué en effectuant des comparaisons à chaque instant de la valeur de la conductance $\left(\frac{I_{PV}}{V_{PV}}\right)$ avec celle de l'incrément de conductance $\left(\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}}\right)$.

Théoriquement, avec la méthode de contrôle de type Inc-Cond, il est possible de trouver un MPP et de s'y immobiliser en stoppant la perturbation. Dans ce cas-là, ΔV_{PV} est nul et c'est le contrôle de l'apparition de ΔI_{PV} qui permet de réactiver l'ajustement de la valeur de V_{ref} pour atteindre un nouveau MPP. Ceci se produit par exemple lors de variations d'ensoleillement. Ceci constitue en soi une propriété intéressante par rapport aux autres types des MPPTs, car en régime établi, il n'y a pas de pertes par rapport au MPP. De plus, cette méthode ne présente pas de risques de divergence par rapport au MPP. En pratique, le système présente une oscillation comme la commande P&O autour du MPP, à cause du bruit aux niveaux des acquisitions des paramètres d'entrée (I_{PV} et V_{PV}) et de la difficulté au système de bien analyser si la relation $I_{PV} + V_{PV} \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = 0$ est bien remplie ou non. Ainsi, en réalité, cette condition n'étant jamais obtenue, le système est toujours en train de la rechercher.

Par rapport à la commande P&O, le temps d'exécution de l'algorithme est plus long car ce dernier est plus complexe. De ce fait, l'intervalle de temps entre deux échantillons de tension et de courant est augmenté engendrant un retard sur la détection des variations climatiques.

M.A.S. Masoum [40] et N. Toshihiko [41] décrivent des algorithmes MPPT basés sur des relations de proportionnalité entre les paramètres optimaux caractérisant les points de puissance maximal (V_{op}, I_{op}) et les paramètres caractéristiques du module PV (V_{oc}, I_{cc}).

Ces types de commandes ayant besoin uniquement d'un seul capteur, elles s'avéraient alors plus facile à mettre en œuvre et un peu moins coûteuses que les commandes extrémales citées ci-dessus. Elles ont été très utilisées dans les années 80. L'inconvénient majeur de cette technique, réside en la déconnexion du GPV durant les mesures de la tension en circuit ouvert ou le courant de court-circuit. Ces mesures impliquent des pertes de transfert de puissance.

Pour remédier à l'inconvénient de la technique précédente, A. Tariq [42] utilise un module pilote ayant la même caractéristique que le GPV. Les mesures sont prises sans pertes d'énergie.

Une étude comparative en termes de rendement MPPT est également réalisée par H. Hussein [43] entre la commande Inc-Cond et P&O. Lors de cet essai, le rendement affiché par la commande Inc-Cond est de 89,9 % par rapport au 81,5 % de la commande P&O. Cette différence est principalement due aux variations relativement faibles autour du MPP engendré par la commande Inc-Cond.

Lors du test comparatif effectué par D.P. Hohm [44], le rendement MPPT obtenu avec la commande In-Cond était de 98,2 % et de 96,5% pour la commande P &O. Le rendement MPPT de la méthode V_{OC} est de 88,1 %, soit 8 et 10 % inférieur à la commande P&O et Inc-Cond respectivement. Cette différence entre les deux comparaisons peut s'expliquer par des conditions de test relativement éloignées dans les deux papiers. Un autre facteur à prendre en compte au niveau de cette comparaison est la valeur de l'incrément, qui n'est dans aucun des cas, mentionné.

Les commandes basées sur la logique floue (dans la littérature anglo-saxonne fuzzy Logic Control) sont de plus en plus populaires grâce à l'évolution des microcontrôleurs [45]-[52]. L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision. De plus, elles peuvent traiter des non linéarités.

N. Khaehintung [45] a démontré que l'emploi d'une commande MPPT basée sur le principe de la logique floue permet d'améliorer d'un facteur 8 le temps de réponse par rapport à une commande P&O classique.

De même S. Karthika [46] montre que la poursuite du MPP avec la technique floue (9.328 kW, 0.01s) est plus efficace comparée avec celle conventionnelle P&O (8.5 kW, 0.015s)

En [47]-[48], la commande MPPT par la logique floue (FLC) est comparée directement à la méthode Hill Climbing. Les différents oscillogrammes montrent que le temps de réponse et les fluctuations sont diminués, même pendant une variation rapide des conditions climatiques. [48] trouve que l'implémentation est simple avec un coût minimal.

N. Khaehintung a implémenté différents techniques MPPT basé sur la logique floue, dans [49] -[51]. En comparaison avec la technique conventionnelle, ces techniques présentent des performances au point de vue, temps de réponse et précision. Néanmoins, un processeur puissant est exigé, ce qui est cher pour certaines applications. Pour ce faire en [52] l'auteur présente une technique basée sur le 'Self-organizing fuzzy logic controller' (SOFLC) en anglais, comparée avec la technique classique de la logique flou (FLC). Elle présente des performances sur le coût et l'efficacité, pour l'implémentation des algorithmes MPPT.

La technique de réseaux de neurones est, elle aussi, de plus en plus utilisée, car elle offre une grande alternative pour résoudre des problèmes complexes. Bien qu'il existe une grande quantité de ces commandes MPPT dans la littérature, nous ne connaissons pas d'application industrielle les utilisant. Les caractéristiques du GPV sont variables dans le temps, ce qui oblige à ajuster périodiquement le réseau de neurones [53]-[55].

D'autres algorithmes MPPT, implémentés dans les systèmes de conversion Photovoltaïque à base des techniques robustes sont citées dans la littérature [56]-[57].

1.3 Énergie éolienne

L'exploitation de l'énergie éolienne pour produire de l'électricité a eu des fluctuations diverses: guerres, crises d'autres types d'énergie, volonté de préserver l'environnement, évolution de la technologie, changement de politique énergétique...etc. Sur la figure 1.6 on peut observer une évolution significative de la production d'énergie éolienne entre 1999 et 2012. L'accroissement des puissances permet des réductions du coût du kW. L'augmentation de la puissance des aérogénérateurs est proportionnelle aux diamètres et la hauteur des turbines. La figure 1.7 décrit les étapes de la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique par une éolienne. L'ensemble de la chaîne de conversion fait appel à des domaines très divers et pose des problèmes aérodynamiques, mécaniques, électriques et automatiques. Afin de résoudre les problèmes ci-dessus, on y trouve une littérature très diverse.

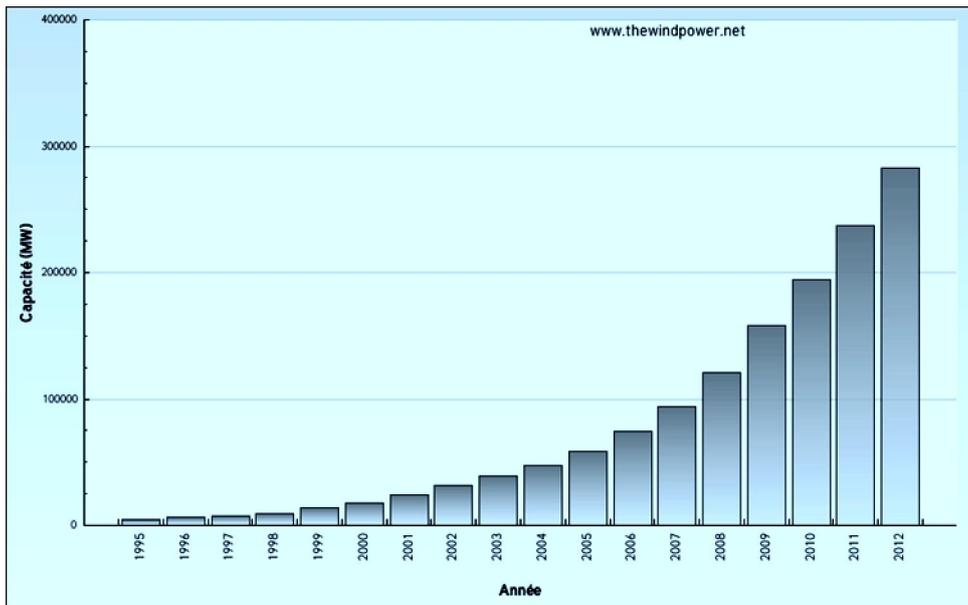


Fig 1.6: Croissance mondiale de la capacité installée d'une source éolienne.

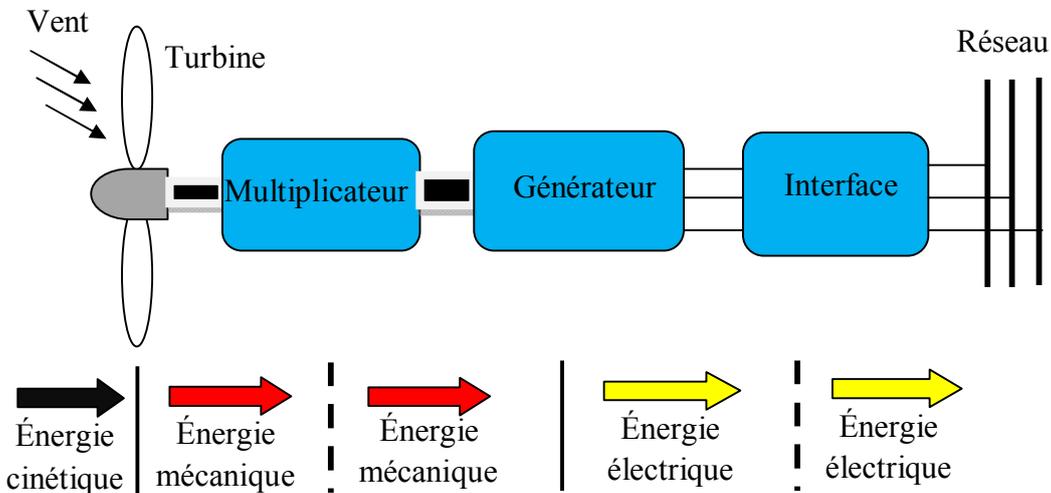


Fig 1.7: Principe de la conversion de l'énergie éolienne.

1.3.1 Types d'aérogénérateur

Selon la disposition géométrique de leur arbre sur lequel est montée l'hélice, les turbines éoliennes sont classées, en deux types:

Les éoliennes à axe vertical ont été les premières à être utilisées pour produire de l'électricité [58]. Elles ont été prometteuses dans les années 80 et au début des années 97 (la compagnie américaine Flowind a fabriqué l'éolienne de Darrieus jusqu'à 1997) [59], mais elles ont très vite disparu du marché pour les inconvénients suivants:

- Faible rendement.
- des fluctuations importantes de puissance.
- limitation de leurs puissances dues à la faible vitesse du vent à proximité du sol.

Cependant les aérogénérateurs à axe horizontal sont les plus industrialisées comparées à celles à axe vertical. Le rotor tripal est le plus utilisé car il constitue un compromis entre le rendement aérodynamique, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien.

La figure 1.8 montre l'évolution typique du rendement aérodynamique (C_p) en fonction de la vitesse linéaire des pales et du modèle d'éolienne.

Le professeur Yuji Ohya de l'Université de Kyushu Japon, a inventé une structure à 'lentille' à base d'une éolienne tripale. Elle est en mesure de produire 2 à 3 fois plus d'énergie que sa cousine tripale. Cette éolienne fonctionne de façon similaire à une lentille optique qui concentre la lumière du soleil, sauf qu'il s'agit là, de l'écoulement du vent.

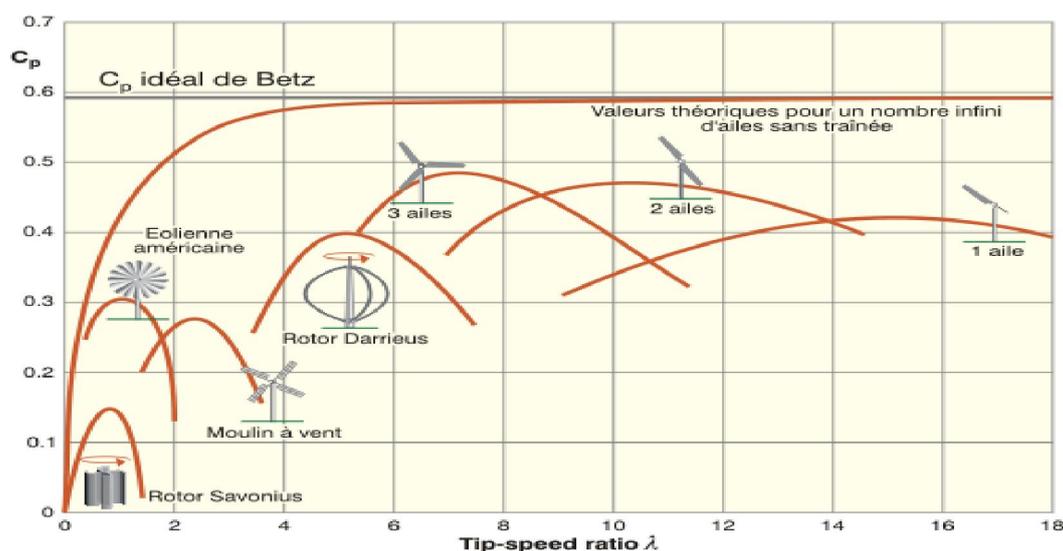


Fig 1.8: Rendement aérodynamique des aérogénérateurs.

De ce qui précède, on adopte dans ce manuscrit l'éolienne tripale à axe horizontale.

L'énergie cinétique du vent est captée par les pales ensuite transformée en énergie électrique grâce à des générateurs électriques de type synchrone et asynchrone. Le principe de cette conversion a été largement présenté dans plusieurs travaux.

F. Blaabjerg [60] a donné une carte de route technique, pour des configurations possibles de la conversion d'énergie éolienne. Il existe essentiellement deux technologies d'éoliennes, celle dont la vitesse est constante et celle dont la vitesse est variable.

1.3.1.1 Éolienne à vitesse fixe

Les premières génératrices commercialisées reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée au réseau figure 1.9.

Cette machine est très robuste, nécessite peu d'entretien, et son coût de construction est faible. La plage de variation du glissement est comprise entre (0-0.08), d'où l'impossibilité de fonctionnement à vitesse variable. Un système mécanique d'orientation des pales associé, maintient la vitesse de rotation fixe [61]. De plus comme la turbine tourne à une vitesse lente, il est alors nécessaire d'utiliser une boîte à vitesse (multiplicateur). Une batterie de condensateurs est souvent associée pour compenser la puissance réactive nécessaire à la magnétisation de la machine asynchrone à cage. Leur conception est fortement liée aux caractéristiques aérodynamiques et mécaniques. Le temps de réponse de certaines de ces parties se situe dans la gamme de la dizaine de millisecondes [62]

Malgré la simplicité de cette configuration, elle présente les inconvénients suivants:

- Le système peut être bruyant, à cause de la modification des caractéristiques aérodynamiques, dues à l'orientation des pales.
- Il n'exploite pas la totalité de la puissance théoriquement disponible pour les vitesses de vent élevées.
- Les variations du couple mécanique sont fréquentes puisque le système d'orientation des pales est souvent en action pour pallier les variations des vitesses de vent. Ces variations de couple produisent de brusques variations du courant débité sur le réseau entraînant ainsi des perturbations.
- Les aérogénérateurs à vitesse constante présentent l'inconvénient majeur de pouvoir se mettre en survitesse et devenir instables si la tension du réseau chute [63].

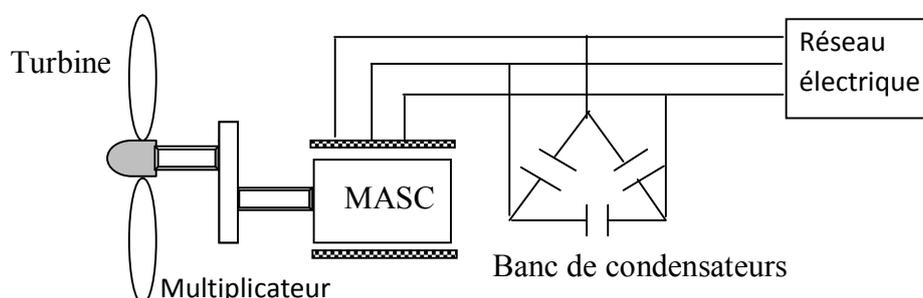


Fig 1.9: Éolienne à vitesse constante

1.3.1.2 Éolienne à vitesse variable

L'évolution de l'électronique de puissance a permis d'exploiter les machines électriques à des vitesses variables et d'augmenter la production d'énergie électrique [64]. Cette évolution permet l'augmentation de la taille des éoliennes, d'une part et le choix de plus en plus fréquent

de la vitesse variable, d'autre part. Les éoliennes à vitesse variable présentent les avantages suivants [65]-[66]:

- une excellente rentabilité et une grande simplicité de contrôle de l'angle de calage de pale. Par vent faible, le pas de pale est généralement fixe et les réglages interviennent uniquement pour limiter la puissance maximale de sortie en cas de vents forts.
- La réduction des efforts mécaniques et la capacité d'amortir les bourrasques: l'inertie mécanique de l'éolienne donne une "élasticité" qui réduit la pulsation de couple.
- Une meilleure qualité de l'énergie produite: la réduction des pulsations de couple grâce à l'élasticité du système aérogénérateur élimine les variations de puissance et réduit les oscillations.
- Une plus grande efficacité du système: la vitesse du rotor est ajustable de manière à obtenir la puissance maximale en sortie.
- Réduction du bruit lors des fonctionnements à faible puissance car la vitesse est lente.

Dans [67]-[68] les auteurs ont classé les aérogénérateurs à vitesse variable selon l'emplacement des convertisseurs de puissance et les types de génératrices, par ailleurs on distingue deux principales configurations:

Les éoliennes à vitesse variable commandé par le stator

Les machines qui sont couramment utilisées pour ce genre d'éoliennes, indirectement couplées au réseau, sont les machines asynchrone à cage et synchrone à aimant permanent. La machine asynchrone à cage et la machine synchrone à aimant permanent sont généralement couplée à la turbine via un multiplicateur de vitesse figure 1.10.a, tandis que la machine synchrone à rotor multi-pôles est couplée directement à la turbine, évitant ainsi le multiplicateur de vitesse figure 1.10.b.

Pour permettre le fonctionnement à vitesse variable, les générateurs sont reliés au réseau grâce à un système de conversion d'énergie à fréquence variable, qui découple complètement la vitesse du générateur de la fréquence du réseau. Par conséquent, la fréquence électrique du générateur peut varier avec la vitesse du vent alors que la fréquence du réseau demeure inchangée. Avec ce type d'éolienne, la capacité du système de conversion d'énergie est égale à la puissance nominale du générateur plus les pertes. Le système de conversion d'énergie se compose des convertisseurs coté réseau et coté générateur connectés dos-à-dos par une liaison à CC. La connexion de ces convertisseurs au réseau est réalisée au moyen de trois inductances de lissage permettant de réduire les harmoniques de courant.

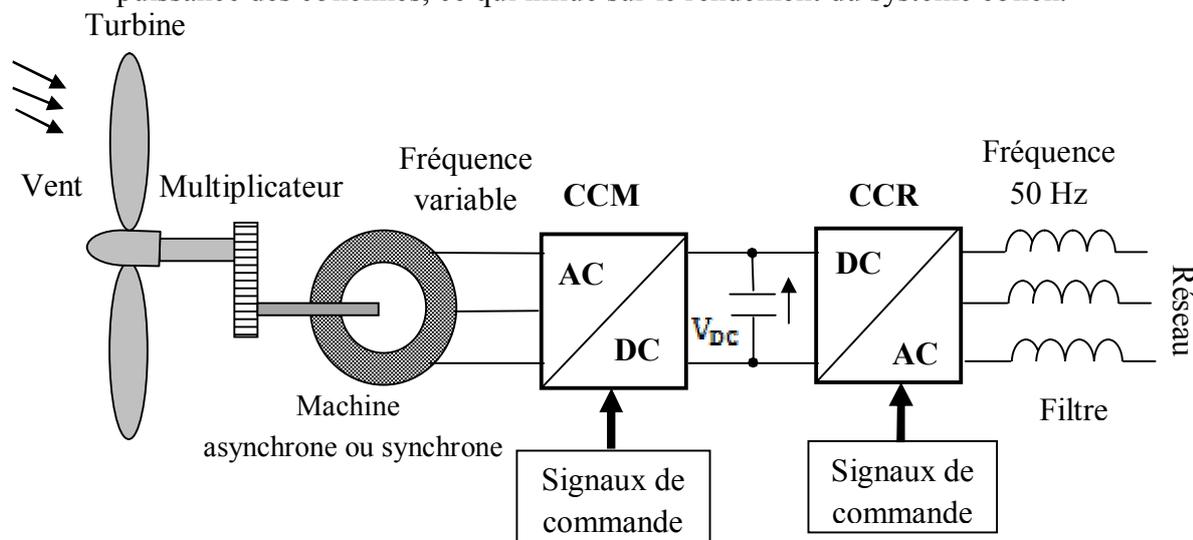
Le convertisseur coté machine (CCM) assure le contrôle de la puissance générée en agissant sur la vitesse du générateur. Le second convertisseur coté réseau (CCR) permet, avec une commande adéquate, de délivrer des courants de fréquence fixe correspondant à celle du réseau, avec la possibilité de régler le facteur de puissance (puissance réactive).

Malgré le fonctionnement à vitesse variable, cette technologie d'éoliennes présente quelques inconvénients:

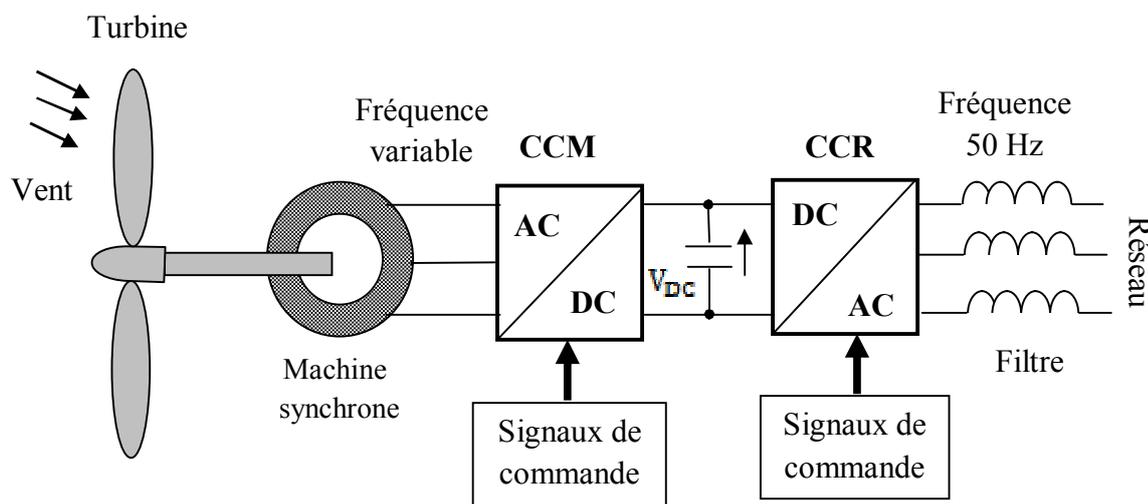
- Le dimensionnement des convertisseurs utilisés est effectué pour transiter la totalité de la puissance échangée entre la machine et le réseau.
- Le dimensionnement des filtres est également réalisé pour transiter la puissance totale.

Cela engendre des problèmes de conception, d'encombrement et également une répercussion sur le coût [61].

- L'augmentation des pertes des convertisseurs de puissance avec l'augmentation de la puissance des éoliennes, ce qui influe sur le rendement du système éolien.



(a) Éolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone à cage ou la machine synchrone à aimant permanent



(b) Éolienne à vitesse variable basée sur la machine synchrone à rotor multi-pôles

Fig 1.10: Éoliennes à vitesse variable commandées par le stator

Les éoliennes à vitesse variable commandées par le rotor

Cette configuration est basée sur la Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA), cette dernière a suscité un intérêt particulier surtout en tant que génératrice dans le domaine de l'énergie éolienne. Pour les éoliennes utilisant la MADA, le stator de celle-ci est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers une

interface composée de deux convertisseurs statiques comme le montre la figure 1.11. Cette machine sera adoptée pour le reste du travail de thèse.

Lorsque la MADA fonctionne en génératrice, la turbine fournit une puissance mécanique, le stator et le rotor peuvent fournir de l'électricité au réseau et le rotor peut également prélever de la puissance. Tout dépend de la vitesse de rotation du générateur.

Si le générateur fonctionne en mode super-synchrone, il fournit de l'énergie au réseau par le rotor via les convertisseurs. S'il fonctionne en mode sous-synchronisme, le rotor prélève de la puissance sur le réseau à travers les convertisseurs.

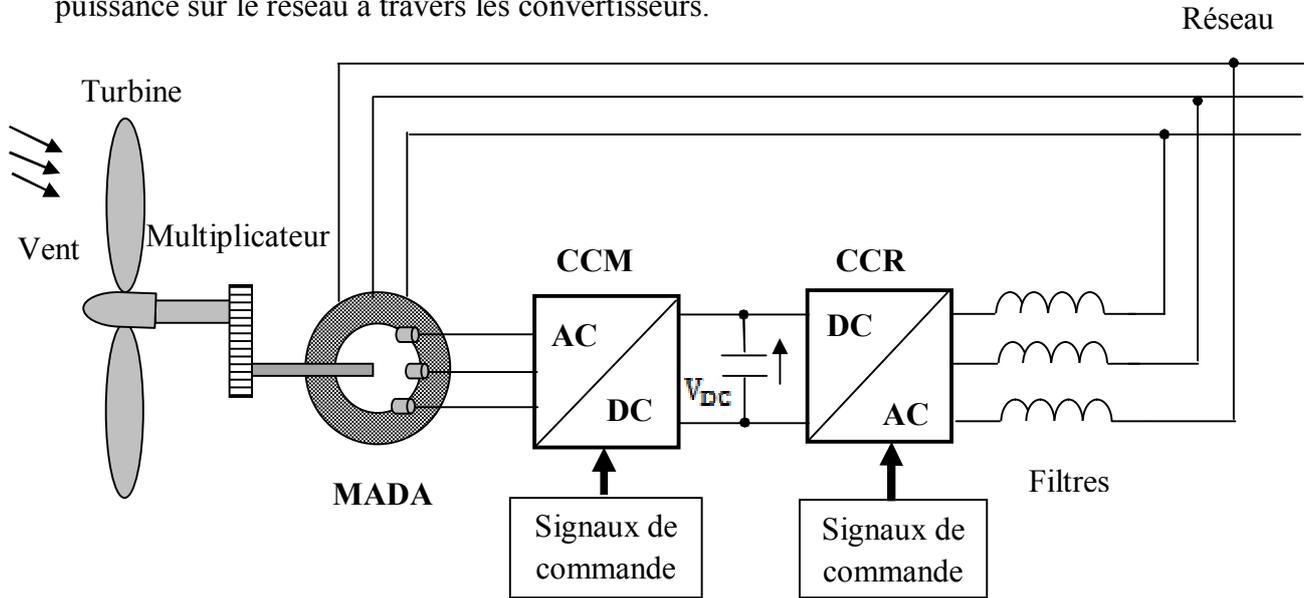


Fig 1.11: Éolienne à vitesse variable basée sur une MADA

La figure 1.12, illustre ces deux modes de fonctionnement.



Fonctionnement super-synchrone

Fonctionnement sous-synchrone

Fig 1.12: Modes de fonctionnement en génératrice de la MADA

Avantages des éoliennes à base de la MADA

La variation de la vitesse acceptable pour un fonctionnement stable de la MADA est de ($\pm 30\%$) autour de la vitesse de synchronisme; ceci va limiter la puissance circulant dans le circuit rotorique à $|gP_s|$. En effet, dans le domaine éolien, la MADA procure plusieurs avantages :

- Le convertisseur lié à l'armature rotorique est dimensionné au tiers de la puissance nominale: il en résulte moins de volume, moins de coût, un système de refroidissement moins lourd et moins de perturbations.
- Les pertes liées aux convertisseurs statiques sont diminuées et le rendement du système de génération est amélioré.
- Le dimensionnement des filtres est réduit.
- Le facteur de puissance peut être réglé, conséquence du contrôle indépendant des puissances actives et réactives mis en œuvre par le (CCM).
- Cette structure n'a besoin ni de compensateur d'énergie réactive ni d'un démarreur (soft-starter).
- La bidirectionnalité du convertisseur permet le fonctionnement dans les deux modes cités ci-dessus.

En dépit des avantages cités précédemment, cette configuration présente quelques inconvénients:

- La présence d'un multiplicateur et d'un système de bagues et de balais demande un entretien régulier.
- Cet entretien est pris en compte dans le programme maintenance, tout particulièrement pour les projets off-shore situés en milieu salin.

1.3.1.3 Convertisseurs utilisés pour les éoliennes à base de la MADA

Ces dernières années, la conception des éoliennes offshore (application sur mer) de puissance supérieure à 1MW, a permis l'installation de plusieurs prototypes, à savoir l'E112 d'Enercon (4.5 MW en 2002), la M5000 de REpower (5MW en 2004) et l'E126 d'Enercon (6 MW en 2007) [69]. Compte tenu de l'augmentation de la puissance de ces éoliennes, la connexion des modules de convertisseurs (dos à dos) basse tension n'est plus convenable.

F.Blaabjerg, présente dans [70] différents topologies des convertisseurs grands puissance, utilisés dans les aérogénérateurs. Parmi ces topologies, une technologie modulaire permet une connexion de plusieurs convertisseurs (dos à dos) en parallèle figure 1.13 pour augmenter la puissance totale (L'ACS800 fabriqué par ABB avec une gamme de puissance 1-3.8MW).

La densité de puissance de ces convertisseurs utilisés généralement pour le contrôle des éoliennes à base de la MADA n'est pas appropriée aux applications offshore, où le poids et l'espace sont d'une importance primordiale. A titre d'exemple, le convertisseur AC800 a une densité de puissance d'environ 0.43 MW/m³ [71].

La densité de puissance peut être augmentée en utilisant une topologie basée sur l'utilisation des convertisseurs matriciels [72]-[73] éliminant ainsi le bus continu. Néanmoins, l'absence du bus continu permet un couplage direct entre l'éolienne et le réseau ce qui induit de sérieux problèmes lors d'une défaillance du réseau électrique.

Une topologie basée sur l'utilisation des convertisseurs multi-niveaux à structure NPC pour le contrôle des éoliennes à base de la MADA a été discutée dans [74]-[75]. L'avantage principal de celle-ci réside dans le fait que le convertisseur est directement relié au réseau de moyenne tension (1 à 5 kV): ce qui permet de réduire énormément les courants traversant le convertisseur tout en augmentant la puissance transitée.

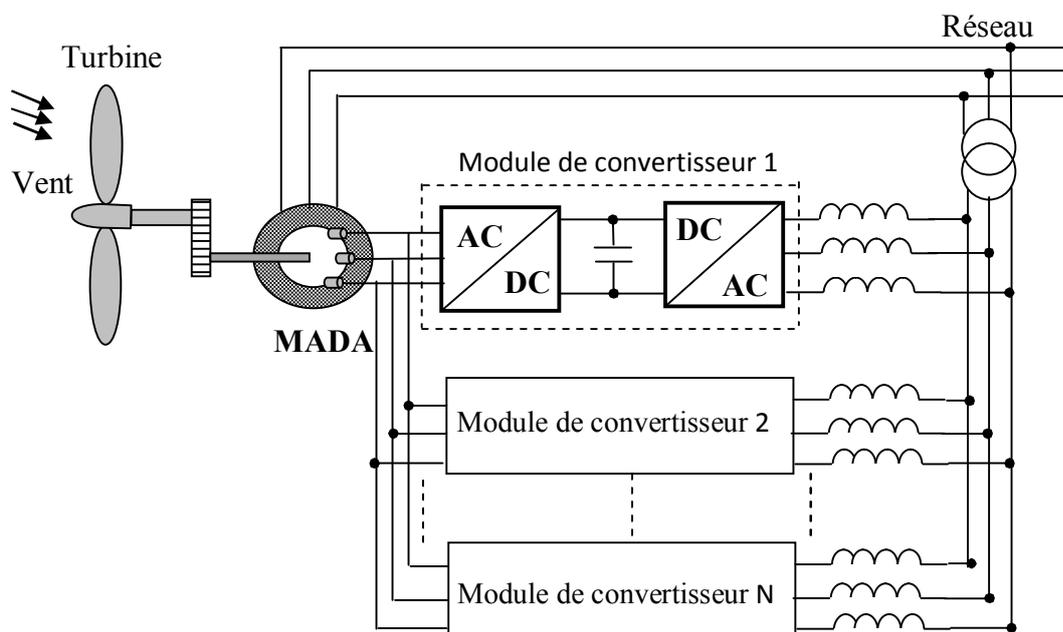


Fig 1.13: Structure basée sur les modules en parallèle de convertisseurs à deux niveaux

1.3.2 État de l'art sur la machine asynchrone doublement alimentée

Les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, connaissent un grand essor et un grand nombre de publication accompagne ce développement. La littérature est abondante dans ce domaine et les thèmes abordés sont très variés:

- 1- Modélisation, zones limites de fonctionnement et stabilité de la MADA.
- 2- Qualité de l'énergie fournie et qualité des courants et des tensions, notamment en présence des défauts au niveau du réseau d'alimentation.
- 3- Stratégies de commande de la MADA avec ou sans capteur de vitesse et de position.
- 4- Dimensionnement du convertisseur du rotor.

Dans la première catégorie, et dans un premier temps la MADA s'est attribué le nom de machine généralisée. Les différentes modélisations se sont basées généralement sur des modèles mathématiques triphasés ou biphasés (sous forme d'équations d'état) en vue d'une représentation vectorielle des différentes grandeurs électriques et mécaniques de la machine. La représentation vectorielle, comme l'affirment certains auteurs, est un outil puissant qui facilite l'évaluation des performances de la machine car il réduit les calculs matriciels et simplifie la résolution des équations électriques et mécaniques. C'est dans ce cadre que les premières modélisations ont orienté leurs études. La représentation vectorielle permet d'étudier le fonctionnement en régime permanent de la machine ainsi que sa stabilité autour d'un point de fonctionnement. On s'intéresse notamment aux variations du couple électromagnétique, aux facteurs de puissances du stator et du rotor ainsi qu'aux puissances actives et réactives du stator par rapport aux variations du rapport entre les valeurs efficaces des tensions statoriques et rotoriques, du déphasage entre ces tensions et du glissement afin de déterminer les limites de fonctionnement de cette machine. Toutes les études confirment

que la plage de variation de la vitesse de la MADA est étroitement liée à la puissance du convertisseur lié au rotor [76]-[77].

[78] Parmi les premiers à s'intéresser à la MADA en génératrice, nous citons HOLMES qui étudie une machine à deux enroulements rotoriques alimentés par un cycloconvertisseur. Cette machine fonctionne en génératrice entraînée par une éolienne. Les résultats obtenus sont satisfaisants lorsque le couple est proportionnel au carré de la vitesse.

[79] M. Machmoum étudie une MADA où le stator est lié au réseau et le rotor est alimenté par un cycloconvertisseur. Il définit tout d'abord les matrices assurant le passage d'un référentiel triphasé à un référentiel biphasé tournant de Park. Il étudie une représentation vectorielle de la MADA en définissant les déphasages entre la tension statorique et celle rotorique puis entre la tension et le courant de chaque armature. Il présente des résultats de simulation des variations du couple électromagnétique en fonction du glissement, des courants du stator et du rotor en fonction du déphasage entre les tensions statoriques et rotoriques et enfin des facteurs de puissance statorique en fonction du rapport des tensions. Sa principale conclusion est la variation importante des courants du stator et du rotor en fonction du glissement et du déphasage entre les deux tensions d'où la nécessité d'un choix adéquat du rapport entre les valeurs efficaces des tensions du stator et du rotor de la machine.

[80] M. Machmoum, présente un modèle de la MADA avec une alimentation en tension côté rotor par un cycloconvertisseur dans un repère tournant lié au vecteur tension statorique. Une analyse de l'expression analytique du couple en régime permanent permet de constater que le couple dépend de trois paramètres : le glissement, le rapport entre les amplitudes des tensions statoriques et rotoriques et le déphasage entre les deux sources de tensions. Il présente par la suite les résultats obtenus notamment ceux du couple, des courants statoriques et rotoriques en fonction du rapport des tensions, de l'angle de déphasage entre les vecteurs tensions statoriques et rotoriques. Il tire comme conclusion qu'il est possible d'obtenir un couple élevé avec un bon facteur de puissance. Les points de fonctionnement possibles pour la machine se trouvent pour un déphasage entre les deux sources de tensions variant jusqu'à 180° à cause des limites imposées par les courants de la machine.

[81] A. Toumi étudie la stabilité d'une MADA, notamment pour les applications éoliennes. Après avoir établi un modèle mathématique de la MADA il emploie la méthode des petites variations pour linéariser le modèle. Ensuite, l'auteur applique le critère de Routh afin d'obtenir des variations des coefficients de ce critère. L'influence de l'inertie ainsi que le rapport des tensions statoriques et rotoriques sont étudiés.

[82]-[83] Dans ses études, IOANNIDES s'intéresse principalement aux zones d'instabilité de la MADA et à la non linéarité de son circuit magnétique. Les résultats prouvent que la stabilité de la machine est affectée par les perturbations de la vitesse, de la charge et de la fréquence d'excitation indépendamment du facteur de puissance. Quand à la saturation, il s'est avéré qu'elle mène à deux fréquences : l'une asynchrone, l'autre synchrone. La majorité des résultats théoriques sont confirmés expérimentalement.

[84]-[85] BOGALECKA présente une étude théorique d'une MADA débitant sur un réseau alternatif en utilisant un onduleur de tension à MLI régulé en courant au rotor. Deux méthodes de commande vectorielle sans capteur de vitesse ou de position sont proposées. Les simulations effectuées portent sur une machine de 1.2 MW de puissance. Les résultats

obtenus montrent un léger couplage entre les puissances active et réactive. Une étude de stabilité est ensuite effectuée à partir des fonctions de transfert linéarisées. Les résultats expérimentaux confirment l'étude théorique.

La seconde catégorie de bibliographie dédiée aux systèmes éoliens s'intéresse à la qualité de l'énergie fournie ainsi qu'à celle des courants et des tensions. Pour une application du type éolien la présence du convertisseur rotorique introduit de nouvelles harmoniques dans les courants du rotor qui seront transmises à la puissance du système via le stator. Des études ont analysé ces formes d'ondes et proposent des solutions pour améliorer leur qualité.

[86] A. Dittrich s'intéresse à la qualité de la puissance d'une MADA dédiée à une application du type éolien. Pour cela, il propose d'améliorer la qualité des courants délivrés par la MADA en compensant leurs harmoniques. Il associe la présence d'harmoniques dans les courants à deux raisons : la distorsion de la tension réseau et la distribution non-sinusoïdale du flux dans la machine. Il propose alors de réduire les harmoniques des courants par les méthodes de compensation dues à des effets secondaires. Il présente des résultats expérimentaux pour les courants avec et sans compensation pour des essais sur une machine de 4 kW et montre l'amélioration des formes d'ondes des courants et des analyses spectrales de ces mêmes courants témoignant de l'efficacité de la méthode proposée.

Concernant les stratégies de commande, la littérature permet de remarquer que la principale stratégie utilisée est le contrôle vectoriel par orientation soit du flux statorique soit de la tension statorique. Le principal objectif est de contrôler indépendamment la puissance active et la puissance réactive, tant au stator qu'au rotor. On s'intéresse aussi aux performances de la MADA ainsi qu'à sa stabilité et à la robustesse de la stratégie de commande face aux variations paramétriques de la machine. Ces études proposent des contrôles avec ou sans capteur de position et de vitesse en utilisant différentes méthodes d'estimation de la vitesse ou de la position du rotor de la machine. Dans ce cadre on peut citer :

[87] B. Hopfensperger présente une étude de la MADA dont les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé et le rotor est alimenté par un onduleur. Il étudie le cas d'un fonctionnement moteur en traitant les applications nécessitant une variation de la vitesse de rotation de la machine. Il adopte une stratégie de contrôle de type champ orienté. L'orientation du repère est selon le flux statorique. Il étudie par la suite le cas de fonctionnement sans capteur de position où il compare deux méthodes différentes pour estimer la position du rotor. La première méthode est une estimation à partir des courants statoriques et rotoriques et la seconde est une estimation à partir des puissances active et réactive du stator et des courants rotoriques. Il propose ensuite quelques résultats expérimentaux lui permettant de souligner la nécessité d'utiliser un filtrage afin d'améliorer les performances du fonctionnement sans capteur de vitesse.

[88] R. Cárdenas propose une commande d'une MADA (fonctionnement en génératrice) sans capteur de vitesse alimentant une charge isolée. La stratégie de commande utilisée est un contrôle vectoriel par orientation du flux statorique. L'estimation de la vitesse utilise la technique MRAS utilisant les courants du stator et ceux du rotor et les tensions du stator. Il présente des résultats expérimentaux (en régime transitoire avec notamment les impacts du couple de charge et en régime permanent) d'essais effectués sur une machine de 2.5 kW en

comparant entre autres la vitesse réelle et la position réelle du rotor avec celles observées avec des erreurs statiques maximales de 1%. Ses conclusions témoignent des bonnes performances de la stratégie qu'il présente qui sont équivalentes aux performances obtenues avec un capteur de position.

[89] R.Pena et R. Cárdenas, l'estimation de la vitesse par la technique MRAS dans le travail précédant est basée sur le courant magnétisant alimenté du rotor de la MADA. Ce fonctionnement sans capteur ne correspond pas aux systèmes connectés au réseau, où le courant magnétisant est entièrement alimenté côté stator. Pour ce faire avec la même technique d'estimation le courant rotorique de référence est calculé à partir des puissances statoriques actives et réactive. Un prototype de 3.5 kW est mis en œuvre, en le complétant avec une étape de synchronisation se basant, sur les mesures des tensions côté réseau, pour le calcul des tensions rotoriques de commande.

[90] TANG et XU étudient une MADA entraînée à vitesse variable par une éolienne. Le rotor est relié au réseau par deux onduleurs de tension connectés à un bus continu. Ils essaient de synthétiser des lois de commande des puissances active et réactive. La stratégie de commande proposée agit sur la minimisation des pertes joule en optimisant la puissance réactive au stator, ainsi qu'un flux statorique d'amplitude et de fréquence constantes.

[91]-[92] PENA présente une étude concernant la MADA en génératrice associée à une éolienne en utilisant une association redresseur MLI- onduleur MLI au rotor. L'avantage d'une telle structure est qu'elle permet le réglage indépendant des puissances fournies par l'alimentation et le fonctionnement dans une grande plage de vitesse.

[93] M.T. Elhagry, présente une étude théorique de la MADA dont le rotor est connecté au réseau à travers deux ponts à thyristors. La machine fonctionne en hypo-synchrone et hyper-synchrone. La commande adoptée cherche le réglage des composantes de la tension rotorique. L'utilisation d'un filtre de Kalman étendu a permis le fonctionnement à couple électromagnétique nominal.

[94] SOENS, se base sur le modèle dynamique d'une MADA dédiée aux applications éoliennes et dont la puissance est de 850 kW. Il étudie le courant et la tension rotorique en fonction de la vitesse et des puissances actives et réactives. En conclusion, il tire que le courant est un facteur limitant les puissances du stator mais n'a pas d'influence sur la variation de la vitesse de la machine. De plus, il retient que la tension rotorique est un facteur limitant de la zone de variation de la vitesse mais a peu d'influence sur les puissances au stator.

Ces grandeurs dépendent du rapport de transformation de la machine, donc pour optimiser les performances de la MADA il faut un dimensionnement particulier de la machine ce qui représente un inconvénient. Pour cela, il choisit d'étudier le comportement de la puissance apparente du rotor qui est indépendante du rapport de transformation de la machine. Le principal résultat qu'il dégage est que, pour une puissance réactive statorique nulle et pour des faibles valeurs de la puissance active rotorique (ce qui est avantageux pour les éoliennes ; il avance le chiffre de 25% de la puissance active nominale) il est possible de faire varier la vitesse de la machine jusqu'à deux fois sa vitesse nominale. Enfin son étude lui permet de confirmer que, pour une variation de la vitesse de ± 10 à 50 % de la vitesse de synchronisme, la puissance apparente maximale côté rotor est de 30% de sa valeur nominale.

[95]-[96] Dans ses travaux de recherche, PERESADA considère un rotor lié à un onduleur de tension et propose de faire une régulation « asymptotique » des puissances actives et réactives statoriques par une régulation des courants statoriques (actif et magnétisant). Le repère tournant est lié à la tension statorique. L'auteur prouve, suite à des simulations et des essais expérimentaux, que le système est robuste face à des variations paramétriques et face à une erreur de la mesure de la position mécanique du rotor.

[97]-[98] KELBER, étudie le fonctionnement de la MADA en moteur, entraînant une pompe, et en génératrice entraînée par une turbine hydraulique. Il présente une étude de la stabilité de la machine ainsi que le principe de commande en courant des deux onduleurs. L'auteur conclut que la MADA en génératrice possède des pôles à faible amortissement avec une pulsation propre proche de la fréquence du réseau, toutefois le choix d'une faible bande passante pour les boucles de courant élimine ce problème. Il montre qu'avec la MADA en génératrice, il est possible de travailler dans les quatre quadrants avec une commande découplée de la vitesse et des puissances. En mode de pompage, la vitesse sera ajustée pour assurer une consommation optimale de la puissance disponible. Des résultats expérimentaux viennent appuyer l'étude théorique. Dans un second article **[86]**, l'auteur présente les différentes structures adoptées pour la génération de l'énergie électrique avec un entraînement éolien ou hydraulique. Cette comparaison lui amène à opter pour la MADA comme solution optimale.

[99] DATTA, propose une commande vectorielle par orientation du flux statorique sans capteurs de position ni de vitesse d'une MADA dédiée à une application éolienne. L'estimation de la position se fait à partir des courants statoriques et rotoriques et des tensions statoriques et lui permet par la suite d'estimer le flux statorique. Cette méthode d'estimation présente une faible dépendance vis-à-vis des variations paramétriques de la machine. Des résultats de simulation aussi bien que des validations expérimentales y sont présentées à l'appui. Dans un second article **[100]**, les auteurs, font une comparaison des performances d'une MADA dont le rotor est connecté à un onduleur de tension. Cette étude se place dans le contexte de la génération électrique dans les systèmes éoliens. Ils comparent cette solution aux deux autres envisageables : machine asynchrone à cage avec des vitesses variable et fixe. Les critères de comparaison sont la complexité du système, les zones de fonctionnement et la quantité d'énergie disponible à la sortie. En conclusion, les auteurs constatent qu'en matière de récupération d'énergie, la MADA est la meilleure grâce au maintien de son couple maximal sur une plus grande plage de vitesse. De plus, la MADA est la plus simple à mettre en œuvre. Un autre avantage consiste en la diminution de la puissance et donc en l'optimisation du dimensionnement du convertisseur utilisé.

[101] SCHULZ, compare les performances d'une génératrice doublement alimentée à celle d'une génératrice asynchrone de même puissance (1.5 MW) pour une application éolienne. Il étudie la variation du facteur de puissance de chaque génératrice en fonction de la variation de la vitesse du vent. Il étudie aussi la variation du taux de distorsion harmonique en fonction de la puissance active de la génératrice. En conclusion, et du point de vue qualité de la puissance fournie, il n'y a pas grandes différences entre les deux génératrices. La seule différence est au niveau des harmoniques où la génératrice asynchrone doublement alimentée présente un nombre plus important à cause du convertisseur au rotor.

[102] POITIER, étudie une MADA où le rotor est relié à un onduleur. Il établit une commande du type vectorielle avec un référentiel tournant lié au flux statorique. L'étude porte sur la comparaison entre un correcteur PI classique, un correcteur adaptatif type RST et un correcteur type linéaire quadratique (LQG). Ces correcteurs visent la régulation des puissances active et réactive (directe et indirecte). Les réponses temporelles données par les trois types de correcteurs sont ensuite comparées. Les critères sont la recherche de la puissance active optimale, l'adaptation face à une variation de vitesse brutale et la robustesse face aux variations des paramètres électriques. Un deuxième contrôle, du convertisseur coté réseau est proposé. La machine en association avec un émulateur éolien est testée. Les conclusions prouvent que le régulateur LQG donne des résultats meilleurs en termes de robustesses vis-à-vis des variations paramétriques électriques et mécaniques. Dans un second article **[103]** l'auteur avec la même configuration, propose une commande basée sur le contrôle à structure variable. Des résultats de simulation avec un régulateur mode glissant premier ordre sont présentés. Avec la fonction signe, du broutement apparaît sur les allures des puissances et du bus continu, pour réduire ces broutements une action intégrale est ajoutée à la fonction signe. Les résultats montrent que les oscillations persistent sur l'allure de la tension du bus continu, en ajoutant un terme discontinu (fonction 'Sat'), une nette amélioration est constatée.

[104] B. Beltran, propose une commande robuste de la MADA, qui permet d'optimiser sa production. La conception d'un régulateur mode glissant d'ordre deux a été présentée. Des tests de simulation montrent une comparaison entre le contrôle standard (mode glissant d'ordre un) et le contrôle proposé, dans les différentes régions de fonctionnement d'une éolienne de 1.5 MW. En plus des avantages du mode glissant d'ordre un (rejet de perturbations et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques), une diminution du broutement est engendrée par ce régulateur. Dans **[105]** le même auteur propose une stratégie de commande pour augmenter le rendement énergétique du système de conversion; à savoir dans un premier temps de définir le couple de référence par un observateur grand gain combiné à une commande par mode glissant puis dans un deuxième temps de commander la MADA par un mode glissant d'ordre deux. Cet algorithme est simple à implémenter et robuste devant les incertitudes, offre une estimation du couple aérodynamique efficace et améliore la production d'énergie.

[106] A. Karthikeyan étudie une MADA dont le rotor est relié à un convertisseur back to back. La commande découplée des puissances active et réactive pour un fonctionnement optimal est appliqué au convertisseur coté rotor. Cette commande, basée sur un régulateur adaptatif backstepping (ABSC), montre une poursuite efficace des références des puissances avec un découplage excellent en conditions transitoires et permanentes. Les mêmes performances sont constatées lors de variation de la résistance statorique.

[107] Dans son article, PETERSSON fait la comparaison entre quatre méthodes de commande des courants rotoriques d'une MADA entraînée par une éolienne. Le but de cette régulation est d'éliminer la force contre électromotrice au rotor considérée comme une perturbation dans les boucles de courant. L'auteur trouve que la méthode appelée "résistance active" est la meilleure pour assurer cette élimination. Cette méthode présente, en plus, la meilleure stabilité et la meilleure robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

Concernant le dimensionnement de l'onduleur du rotor nous pouvons citer principalement les travaux de L. Morel, [108]-[110] qui dimensionne ce convertisseur en tenant compte du rapport de transformation de la machine. Il étudie par la suite le dimensionnement de l'ensemble convertisseur machine à rotor bobiné, en calculant les tensions et les courants maximaux au rotor et au stator en fonction du rapport de transformation de la machine pour chaque mode de fonctionnement et pour différents types de couple de charge (constant, quadratique). Il en conclut que la taille du convertisseur lié au rotor est plus grande pour un couple constant que pour un couple proportionnel au carré de la vitesse. La puissance active de dimensionnement du convertisseur est de l'ordre du 1/3 d'un convertisseur pour une application machine asynchrone à cage. Il optimise encore cette puissance pour la rendre au 1/5 en appliquant un changement du rapport de transformation.

Enfin il est intéressant de présenter quelques travaux qui ont traité d'autres axes que ceux cités plus haut, notamment la comparaison des performances de la MADA par rapport à ceux d'une machine asynchrone à cage ou encore à ceux d'une génératrice synchrone. D'autres traitent aussi de la commande non linéaire de la MADA ou encore de l'aspect multi machine. Certains articles traitent aussi de l'aspect multi machine. On peut citer :

[111] B. Hopfensperger présente une classification et une comparaison des différentes machines fonctionnant en double alimentation (machine asynchrone à double alimentation, machine de type brushless doublement alimentée, machine à réluctance à double alimentation, etc.). Ses critères de comparaison sont : la complexité de la fabrication de la machine, la puissance du convertisseur lié au rotor et la stratégie de contrôle. Sa première conclusion est que, pour toutes les machines étudiées la puissance du convertisseur du rotor est étroitement liée à la bande de vitesse de fonctionnement de la machine (qui doit être autour de la vitesse de synchronisme). Du point de vue stratégie de commande il n'y pas de grande différence entre les machines proposées, commercialement il reste prudent dans ses conclusions estimant qu'il est difficile de se prononcer sur une machine ou une autre mais il affirme que la machine asynchrone à double alimentation et la machine à réluctance doublement alimentée restent les plus attractives.

[112] L. Jiao propose une étude d'une application multi machine de la MADA pour les installations éoliennes. Il s'agit de trois génératrices asynchrones où les trois stators sont liés au même réseau et les trois rotors alimentés par trois convertisseurs différents. L'idée est de réguler la tension du bus continu afin qu'elle soit identique à celles des trois génératrices et ceci en contrôlant l'énergie réactive des différentes génératrices.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les systèmes de conversion photovoltaïque et éolien connectés au réseau. En premier lieu, nous avons exposé les différentes structures de la chaîne de conversion photovoltaïque. On rencontre des configurations à un ou deux étages de convertisseurs statiques, isolés ou sans isolation...etc. Une comparaison est faite au point de vue technique et économique. Pour une production d'énergie optimale, différents algorithmes MPPT sont traités en littérature.

En deuxième lieu, nous avons décrit les types des aérogénérateurs, ainsi que les différents constituants des éoliennes à vitesse variable. Deux technologies d'éoliennes les plus

couramment installées, ont été exposées: la première porte sur l'utilisation des machines commandées par le stator à savoir la machine synchrone et la machine asynchrone à cage.

Un intérêt particulier a été consacré à la technologie d'éolienne basée sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Cette technologie permet de réduire le dimensionnement des convertisseurs statiques à 30%. Les convertisseurs utilisés pour ces éoliennes ont été énumérés. On termine par l'exposition des travaux de recherche sur les aérogénérateurs connectés au réseau, basée sur la (MADA). Ces travaux traitent différents axes, à savoir: la modélisation, la commande découplée des puissances, la stabilité, la synchronisation et le fonctionnement sans capteur de position.

Références Bibliographiques

Énergie photovoltaïque

- [1] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, ' A Review of single-phase grid connected inverters for photovoltaic modules', IEEE transactions on industry applications, Vol.41, N°5, pp.1292-1305, September/October 2005.
- [2] Characteristics of the utility interface for photovoltaic (PV) systems, IEC 61727 CDV (Committee Draft for Vote), 2002.
- [3] IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems, IEEE Std. 1547, 2003.
- [4] Limits for harmonic current emission (equipment input current < 16A per phase), EN 61000-3-2, 1995.
- [5] S.B. Kjaer, ' Design and control of an inverter for photovoltaic applications ', thèse de doctorat, université de Aalborg, Danemark, 2005.
- [6] Ludovic Protin, Stéphan Astier, ' Convertisseurs photovoltaïques - techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, référence D3360, 1997
- [7] M.A. Abella, F.Chento, ' Choosing the right inverter for grid-connected PV systems ', Renewable energy world, Vol.7, Issue. 2, pp.132-147, March-April 2004.
- [8] M.S. PETIBON, ' Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques ', thèse de doctorat, université de Toulouse, 2009.
- [9] S. Bacha, D. Chatroux, ' Systèmes photovoltaïques couplés au réseau, les nouvelles technologies de l'énergie1–Les énergies renouvelables, pp. 51-70, Lavoisier, 2006.
- [10] Y. Xue, L. Chang, S.B. Kjaer, J. Bordonau, T. Shimizu, ' Topologies of single-phase inverters for small distributed power generation: an overview ', IEEE transactions power electronics, Vol. 19, N° 5, pp. 1305-1314, 2004.
- [11] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V.G. Agelidis, ' Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems: an overview ', 33th annual IEEE power electronics specialists conference (PESC), Vol. 2, pp.1995-2000. 2002.
- [12] S. Vighetti, ' Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau: choix et dimensionnement des étages de conversion', thèse de doctorat, institut polytechnique de Grenoble, 2010.
- [13] A.M. Pavan, S. Castellan, S. Quaia, S. Roitti, G. Sulligoi, ' Power electronic conditioning systems for industrial photovoltaic fields: centralized or string inverters'. International conference on clean electrical power (ICCEP), pp. 208-214, May 2007.
- [14] P.A.B. James, A.S. Bahaj, R.M. Braid, ' PV array <5 kWp + single inverter = grid connected PV system: are multiple inverter alternatives economic', Solar energy, Vol. 80, Issue 9, pp.1179-1188, September 2006.
- [15] B. Verhoven et al, ' Utility aspects of grid connected Photovoltaic power systems '. International energy agency photovoltaic power systems (IEA PVPS), Task5-01, 1998.
- [16] M. Meinhardt, G. Gramer, ' Past, present, and future of grid connected photovoltaic- and hybrid - power systems ', in Proc IEEE-PES summer meeting, Vol. 2, pp.1283-1288, 2000.
- [17] E. Román, R. Alonso, P. Ibanez, ' Intelligent PV module for grid-connected PV systems ', IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 53, N° 4, Août 2006.

- [18] G.R. Walker, P.C. Sernia, ' Cascaded DC–DC converter connection of photovoltaic modules ', IEEE transactions on power electronics, Vol.19, N°. 4, pp. 1130–1139, 2004.
- [19] R. Utsumi, Shigeo Masukawa, Shoji Iida, ' Photovoltaic power system with simplified cascade boost choppers ', European conference on power electronics and applications, Septembre 2007.
- [20] J.M.A. Myrzik, M. Calais, ' String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems- a review ', IEEE power technique conference, Vol. 2, pp. 430-437, Bologna, June 2003
- [21] M. Wuest, P. Toggweiler, J. Riatsch, ' Single cell converter system ', IEEE 1st world conference on photovoltaic energy conversion (WCPEC), Vol.1, pp. 813-815, 1994.
- [22] J. Riatsch, H. Stemmler, R. Schmidt, ' Single cell module integrated converter system for photovoltaic energy generation ', in Proc (EPE), Vol.1, pp.71-77, Norway, 1997.
- [23] A. Bellini, S. Bifaretti, V. Iacovone, ' Resonant DC-DC converters for photovoltaic energy generation systems ', International symposium on power electronics, electrical Drives, automation and motion (SPEEDAM), pp.815-820, 2008.
- [24] N.D. Benavides, P.L. Chapman, ' Boost converter with reconfigurable inductor ', 38th annual IEEE power electronics specialists conference (PESC), pp. 1695-1700, 2007.
- [25] R.J. Wai, W.H. Wang, J.Y. Lin, ' Grid-connected photovoltaic generation system with adaptive step-perturbation method and active sun tracking scheme ', 32th annual conference on IEEE industrial electronics (IECON), pp. 224-228, 2006.
- [26] M.M. Saied, M.G. Jaboori, ' Optimum solar array configuration and DC motor field parameters for maximum annual output mechanical energy ', IEEE transactions on energy conversion, Vol. 4, pp. 459-465, September 1989.
- [27] G. Velasco, J.J. Negroni, F. Guinjoan, R. Piqué, ' Energy generation in PV grid-connected systems: power extraction optimization for plant oriented PV generators ', Proc of the IEEE international symposium on industrial electronics (ISIE), Vol. 4, pp. 1025-1030, 2005.
- [28] T. Estram, P.L. Chapman, ' Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques ', IEEE transactions on energy conversion, Vol. 22, N°.2, June 2007.
- [29] A. Nasr Allah Ali, M.H. Saied, M.Z. Mostafa, T.M. Abdel-Moneim, ' A Survey of maximum PPT techniques of PV Systems ', IEEE energy techniques, May 2012.
- [30] C. Hua, C. Shen, ' Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system ', IEEE applied power electronics conference (APEC), Vol. 2, pp. 679-685, Feb 1998.
- [31] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, A. Lazaro, ' Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems ', Solar energy materials & solar cells, Vol. 90, pp. 1555-1578, 2006.
- [32] A.F. Boehinger, ' Self-adaptive DC converter for solar spacecraft power supply ', IEEE transactions on aerospace and electronic systems (AES), Vol.4, N°1, pp. 102-111, Jan 1968.
- [33] W. Xiao, W. G. Dunford, ' A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems ', IEEE power electronics specialists conference (PESC), Vol. 3, pp. 1957-1963, Jun 2004.

- [34] W. Xiao, W. G. Dunford, 'Evaluating maximum power point tracking performance by using artificial lights', 30th annual conference of the IEEE industrial electronics society, pp. 2883-2887, November 2004.
- [35] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, N. C. Voulgaris, 'Development of a microcontroller-based photovoltaic maximum power point tracking control system', IEEE transactions on power electronics, Vol. 16, N°. 1, pp. 46-54, Jan 2001.
- [36] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, 'Optimisation of perturb and observe maximum power point tracking method', IEEE transactions on power electronics, Vol. 20, N°4, pp. 963-973, July 2005.
- [37] K. Noppadol, W. Theerayod, S. Phaophak, 'FPGA implementation of MPPT using variable step-size P&O algorithm for PV applications', IEEE international symposium on communication and information technologies (ISCIT), pp. 212-215, Sept 2006.
- [38] Y. Jung, J. So, G. Yu, J. Choi, 'Improved perturbation and observation method (IP&O) of MPPT Ccontrol for photovoltaic power systems', Conference record of the IEEE photovoltaic specialists conference, pp. 1788-1791, 2005.
- [39] J.H. Lee, H.B. Bo, H. Cho, 'Advanced incremental conductance MPPT algorithm with a variable step size', 12th International power electronics and motion control conference (PEMC), pp. 603-607, Aug 2006.
- [40] M.A.S. Masoum, H. Dehbonei, E.F. Fuchus, 'Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking', IEEE transactions on energy conversion, Vol. 17, N°. 4, December 2002.
- [41] N. Toshihiko, S. Togashi, N. Ryo, 'Short-current pulse based maximum power point tracking method for multiple photovoltaic and converter modul System', IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 49, N°.1, pp. 217-223, Feb 2002.
- [42] A. Tariq, M.SJ Asghar, 'Development of an analog maximum power point tracker for a photovoltaic panel', IEEE (PEDS), pp. 251-255, 2005.
- [43] K.H.Hussein, I.Muta, T.Hoshino, M.Osakada, 'Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions', IEE Proc transmission distrib. Vol. 142, N°.1, pp. 59-64, Jan 1995.
- [44] D.P. Hohm, M.E. Ropp, 'Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental programmable, maximum power point tracking test bed', IEEE photovoltaic specialists conference (PVSC), pp. 1699-1702, Sept. 2000.
- [45] N. Khaehintung, K. Pramongtung, B. Tuvirat, P. Sirisuk, 'RISC-microcontroller built in fuzzy logic controller of maximum power point tracking for solar-powered light-flasher applications', 30th Annual IEEE industrial electronics society conference (IECON), Vol. 3, pp. 2673-2678, Nov. 2004.
- [46] S. Karthika, Dr. P. Karthika, Dr. D. Devaraj, 'Fuzzy logic based maximum power point tracking designed for 10kW solar photovoltaic system', international journal of computer science and management research, Vol. 2, Issue 2, pp. 1421-1427, February 2013.
- [47] T. Senjyu, K. Uezato, 'Maximum power tracker using fuzzy control for photovoltaic arrays', IEEE international conference on industrial technology, pp. 143-147, 1994.
- [48] W.C. Yuen, K.D. Heon, K.S. Chan, and all, 'A new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller', IEEE international power electronics specialists conference (PESC), pp. 396-403, June 1994.

- [49] N. Khaehintung, P. Sirisuk, ' Implementation of maximum power point tracking using fuzzy logic controller for solar-powered light-flasher applications ', in Proc (MWSCAS), pp. III-171-III-174, Japan. 2004.
- [50] N. Khaehintung, K. Pramongtung, P. Sirisuk, ' RISC-microcontroller built in fuzzy logic controller for maximum power point tracking in solar-powered battery charger ', in Proc, (TENCON), pp. 637-640, Thailand. 2004.
- [51] N. Khaehintung, P. Sirisuk, W. Kurutach, ' A novel ANFIS controller for maximum power point tracking in photovoltaic systems ', in Proc, IEEE (PEDS), Vol. N°2, pp. 833-836, Singapore 2004.
- [52] N. Khaehintung, C. Kangsaijan, A. Kunakorn, P. Sirisuk, ' Grid-connected photovoltaic system with maximum power point tracking using self-organizing fuzzy logic controller ', proc IEEE (PEDS), pp. 517-521, 2005.
- [53] T. Hiyama, S. Kouzuma, T. Imakubo, ' Identification of optimal operating point of PV modules using neural network for real time maximum power tracking control ', IEEE transactions on energy conversion, Vol. 10, N° 2, June 1995.
- [54] A. Hussein, K. Hirasawa, J. Hu, J. Murata, ' The dynamic performance of photovoltaic supplied dc motor fed from DC-DC converter and controlled by neural networks ', proc international joint conference neural network, pp. 607-612, 2002.
- [55] J.S. Ko, B.J. Jung, K.T. Park, C.H. Choi, D.H. Chung, ' Maximum power point tracking control of PV system for DC motors drive with neural network ', IEEE smart manufacturing application (ICSMA), pp. 514-519, 2008.
- [56] C.C. Chu, C. Chen, ' Robust maximum power tracking method for photovoltaic cells: a sliding mode control approach ', Solar energy, Vol.83, N° 8, pp. 1370-1378, 2009.
- [57] T. Tafticht, K. Agbossou, M.L. Doumbia, A. Chériti, ' An improved maximum power point tracking method for photovoltaic systems ', Renewable energy, Vol. 33, Issue 7, pp. 1508-1516, 2008.

Énergie Éolienne

- [58] J.F. Manwell, J.G. Mcgowan, A.L. Rogers, ' Wind energy explained theory, design and application ', John Wiley & Sons Ltd, England, 2002.
- [59] A. Boyette, ' Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne ', thèse de doctorat, Nancy, 2006.
- [60] F. Blaabjerg, Z. Chen, S.B. Kjaer, ' Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems ', IEEE transactions on power electronics, Vol.19 N°5, pp.1184-1194. September 2004.
- [61] B. Fox et coll, traduction. D. Gouadec, ' Énergie éolienne et intégration au réseau ', Dunod, Paris, 2009.
- [62] B. François, B. Robyns, E.D. Jaeger, F. Minne, ' Technologies d'éolienne de forte puissance connectée au réseau de moyenne tension ', Revue de l'électricité et de l'électronique (REE), N° 5, pp 65-74, Mai 2005.
- [63] J. Zhang, A. Dysko, J. O'reilly, W.E. Leithead, ' Modelling and performance of fixed-speed induction generators in power system oscillation stability studies ', Electric power systems research, Vol. 78, N° 8, pp. 1416-1424, 2008.

- [64] B.K. Bose, ' Power electronics: variable frequency drive technologies and application ', John Wiley and Sons, 1996.
- [65] S. Muller, M. Deicke, R.W. DeDoncker, ' Doubly fed induction generator systems for wind turbines ', IEEE industry applications magazine, pp. 26-33, 2002.
- [66] R. Spée, S. Bhowmik, J.H.R. Enslin, ' Novel control strategies for variable-speed doubly fed wind power generations systems ', Renewable energy, Vol. 6, N°. 8, pp. 907-915, 1995.
- [67] B. Robyns, A. Davigny, B. François, A. Henneon, J. Sprooten, ' Production d'énergie électrique à partir des sources renouvelables ', Lavoisier, Cachan 2012.
- [68] F. Blaabjerg, Z. Chen, R. Teadurescu, F. Iov, ' Power electronics in wind turbine systems ', 5th IEEE international power electronics and motion conference (IPEMC), Vol.1, pp.1-11, 2006.
- [69] T. Ghennam, ' Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, apports des convertisseurs multi-niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation ', thèse de doctorat, EC-Lille, EMP-Alger, 2011.
- [70] F. Blaabjerg, M. Liserre, Ke. Ma, ' Power electronics converters for wind turbine systems ', IEEE transactions on industry applications, Vol.48, N°.2, pp.708-719, March/April. 2012.
- [71] B. Anderson, J. Birk, ' A high power density converter system for the Gamesa G10x 4.5 MW wind turbine ', 12th European conference on power electronics and applications (EPE), Denmark, September 2007.
- [72] R. Cardenas, R. Pena, G. Tobar, J. Clare, P. Weeler, G. Asher, ' Stability analysis of a wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator fed by a matrix converter ', IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 56, N°.10, pp. 4194-4206, October 2009.
- [73] R. Pena, R. Cardenas, R. Pena, E. Reyes, J. Clare, P. Weeler, ' A topology for multiple generation system with on a doubly fed induction machines and indirect matrix converter ', IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 56, N°.10, pp. 4181-4193, October 2009.
- [74] T. Ghennam, EM Berkouk, ' Back-to-back three-level converter controlled by a novel space-vector hysteresis current control for wind conversion systems ', Electric power system research, Vol. 10, N°. 5, pp. 444-455, 2010.
- [75] G. Abad, M.A. Rodriguez, J. Poza, ' Three-level NPC converter based predictive direct power control of the doubly fed induction machine at low constant switching frequency ', IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 55, N°. 12, pp. 4417-4429, December 2008.
- [76] S.K. khil, ' Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) ', thèse de doctorat, institut polytechnique Toulouse, 2006.
- [77] G. Salloum, ' Contribution a la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation ', thèse de doctorat, institut polytechnique Toulouse, 2007.
- [78] P.G. Holmes, N.A. Elsonbaty, ' Cycloconverter-excited divided winding doubly-fed machine as a wind power converter ', IEE proc on electrical power applications, Vol. 131, Part B, N° 2, pp. 61-69, March 1984.
- [79] M. Machmoum, M. Cherkaoui, F.M. Sargos, A. Rezzoug, ' Modeling of a doubly-fed asynchronous machines application to a voltage supply new trends, R. Le Dœuf and J. Robert (eds.) Elsevier science publishers B.V. IMACS, pp. 71-76, 1991.

- [80] M. Machmoum, R. Le Dœuf, F.M. Sargos, M. Cherkaoui, ' Steady-state analysis of a doubly-fed asynchronous machine supplied by a current-controlled cycloconverter in the rotor ', IEE Proceedings-B, Vol. 139, N° 2, pp. 114-122, March 1992.
- [81] A. Toumi, B. Kamoun, M. Poloujadoff, ' A Simple assessment of doubly fed synchronous machine stability using Routh criterion ', Proc. ICEM'92, Manchester, UK, pp.15-17, September 1992.
- [82] M.G. Ioannides, ' Doubly fed induction machine state variables model and dynamic response ', IEEE transactions on energy conversion, Vol. 6, N° 1, pp. 55-61, March 1991.
- [83] M.G. Ioannides, ' State space formulation and transient stability of the doubly Output asynchronous generator ', IEEE transactions on energy conversion, Vol. 8, N° 4, pp. 732-738, December 1993.
- [84] E. Bogalecka, ' Power control of a doubly fed induction generator without speed or position sensor ', EPE conference, Vol. 8, pp. 224-228, September 1993.
- [85] E. Bogalecka, ' Stability analysis of a doubly fed induction generator with the PLL controller ', IECON conference, Vol. 1, pp. 67-72, September 1994.
- [86] A. Dittrich, ' Compensation of current harmonics in doubly-fed induction generator Proc. EPE, Graz, August 2001.
- [87] B. Hofensperger, D. J. Atkinson & R. A. Lakin, ' Stator flux oriented control of doubly fed induction machine with and without position encoder ', Proc IEEE on electronics power applications, Vol. 147, N°4, July 2000.
- [88] R. Cárenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, J. Clare, ' Sensorless control of a doubly fed induction generator for stand alone operation ', 35th annual IEEE power electronics specialists conference (PESC), Germany 2004.
- [89] R. Pena, R. Cárenas, J. Proboste, G. Asher, J. Clare, ' Sensorless control of a doubly fed induction generators using a rotor current based MRAS observer ', IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 55, N°. 1, pp. 330-339, January 2008.
- [90] Y. Tang, A. Xul, ' Flexible active and reactive power control strategy for a variable speed constant frequency generating System ', IEEE transactions on power electronics, Vol. 10, N° 4, pp. 472-478, July 1995.
- [91] R.S. Pena, J.C. Clare, G.M. Asher, ' Doubly fed induction generator using Back-to-Back PWM Converters and its applications to variable-speed wind-energy generation ', IEE Proc electrical power applications, Vol. 143, N° 3, pp. 231-241, May 1996.
- [92] R.S. Pena, J.C. Clare, G.M. Asher, ' Vector control of a variable speed doubly-fed induction machine for wind generation systems ', EPE Journal, Vol. 6, N° 3-4, pp. 60-67, December 1996.
- [93] M.T. Elhagry, M.N. Eskander, ' Estimation of rotor voltage vector on the double excited induction machine used in WECS ', Electric machines and power systems, pp. 839-850, 1997.
- [94] J. Soens, K.D. Brabandere, J. Drissen, R. Belmans, ' Doubly fed induction machine: operating regions and dynamic Simulation ', EPE 2003 Conference, France, September 2003.
- [95] S. Peresada, A. Tilli, A.Tonielli, ' Robust output feedback control of a doubly Fed induction machine ', Proc. IEEE International symposium on industrial electronics (ISIE), pp. 1256- 1260, Slovenia 1999.

- [96] S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli, ' Indirect stator flux-oriented output feedback control of a doubly fed induction machine ', IEEE transactions on control systems technology, Vol. 11, N° 6, pp.875-888, November 2003.
- [97] C. Kelber, W. Schumacher, ' Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly-Fed Induction Machine ' Proc VSSHY european conference on variable speed in small hydro, Grenoble, January 2000.
- [98] C. Kelber, W. Schumacher, ' Control of doubly-fed induction machine as an adjustable speed motor/generator ' Proc. VSSHY european conference on variable speed in small hydro, Grenoble, January 2000.
- [99] R. Datta, T. Ranganathan, ' A Simple Position Sensorless algorithm for rotor side field oriented control of wound rotor induction machine ', IEEE transactions on industrial electronics, Vol 48, N° 4, August 2001.
- [100] R. Datta, T. Ranganathan, ' Variable speed wind power generation using doubly fed Wound Rotor Induction Machine, a Comparison with Alternative Scheme ', IEEE transactions on energy conversion, Vol. 17, N° 3, pp. 414-421, February 2002.
- [101] D. Schulzd, R. Hanistch, T. Kompa, A. Samour, ' Comparative power quality investigations of variable speed wind energy converters with doubly fed induction and synchronous generator ' Conference PCIM, 2002.
- [102] F. Poitiers, T. Bouaouiche, M. Machmoum, ' Advanced control of adoubly fed induction generator for wind energy conversion ', Electric power systems research, Vol. 79, pp. 1085-1096, 2009.
- [103] M. Machmoum, F. Poitiers, ' Sliding mode control of a variable speed wind energy conversion system with DFIG ', ecologic vehicles. renewable energy, Monaco 2009.
- [104] B. Beltran, T. Ahmed, M.H. Benbouzid, ' sliding mode power control of variable speed wind energy conversion systems ', IEEE transactions on energy conversion, Vol. 23, N° 2, pp. 551-557, June 2008.
- [105] B. Beltran, T. Ahmed, M.H. Benbouzid, ' High-order sliding mode control of variable speed wind turbines ', IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 56, N° 9, pp. 3314-3321, September 2009.
- [106] A. Karthikeyan, S.K. Kummara, C. Nagamani, G.S. Hango, ' Power control of grid connected doubly fed induction generator using backstepping approach ', 10th International conference on environment and electrical engineering (EEEIC), pp.1-4, May 2011.
- [107] A. Petersson, L. Harnefors, T. Thirringer, ' Evaluation of Current Control Methods for wind turbines using doubly-fed induction machines ', IEEE transactions on power electronics, Vol. 20, No 1, January 2005
- [108] L. Morel, M. Godfroid, S. Diop, J. M. Kauffmann, ' Application and optimal design of doubly fed induction machines in generator and motor operating'', Cigre 1995, Moscou, Russia.
- [109] L. Morel, M. Godfroid, J. M. Kauffmann, ' Optimal design of doubly fed induction machines in motor operating ', ICEM, Spain 1996.
- [110] L. Morel, M. Godfroid, A. Mirzaian, J. M. Kauffmann, ' Doubly fed induction machine: converter optimisation and field oriented control without position sensor ', IEE Proc electronics power applications, Vol. 145, N° 4, July 1998.

[111] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson, ' Doubly-Fed A.C. machines : classification and comparison ', 9th european conference on power electronics and applications (EPE), pp. 1-17, August 2001.

[112] L. Jiao, G. Joos, C. Abbey, F. Zhou, O. B. Teck, ' Multi-Terminal DC (MTDC) system for wind farms powered by doubly-fed induction generators (DFIGs) ', 35th annual IEEE power electronics specialists conference (PESC), Germany 2004

Chapitre 2

Modélisation de la chaîne de conversion éolienne

2.1 Introduction

Aujourd'hui, les systèmes de génération d'énergie éolienne d'une puissance supérieure à 1MW utilisent presque exclusivement les machines asynchrones à double alimentation (MADA). Celles-ci présentent des avantages déterminants, pour la production électrique dans le marché des turbines éoliennes de grande puissance. Le système de conversion éolienne à base de la MADA considéré dans cette thèse est montré sur la figure 2.1: Il est constitué d'une turbine éolienne tripale à axe horizontal, d'une génératrice asynchrone à double alimentation de 7.5 kW, d'un bus continu, de deux convertisseurs statiques dos à dos (back-to-back) permettant l'écoulement de puissance et d'un filtre triphasé de courant. La turbine entraîne la génératrice à une vitesse de rotation variable via un multiplicateur de vitesse.

Le stator de cette dernière est directement connecté au réseau électrique basse tension, tandis que le rotor est connecté au réseau via deux convertisseurs statiques bidirectionnels, mis en cascade à travers un bus continu.

La présentation des modèles dynamiques des sous-ensembles du système éolien ainsi constitué fera l'objet de ce chapitre.

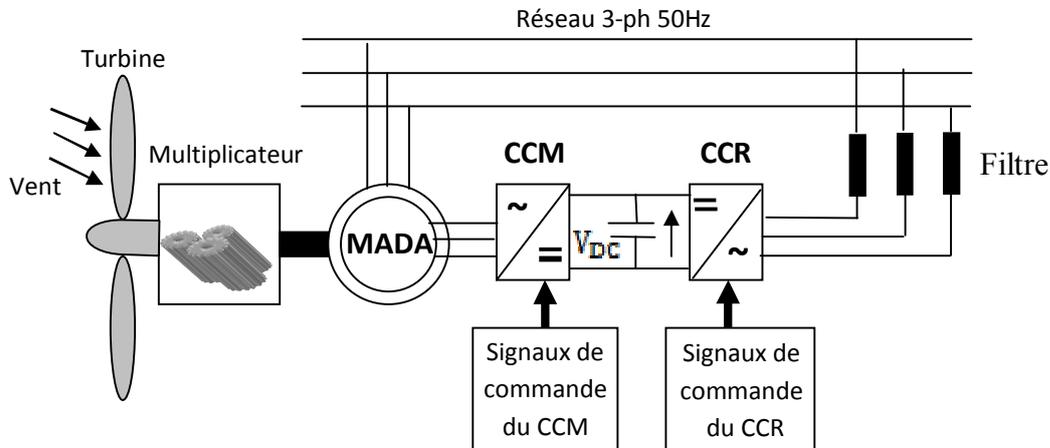


Fig 2.1: Système de conversion éolienne à base de la MADA.

2.2 Modèle de la turbine

On considère une turbine éolienne munie de trois pales non orientables de longueur R_t , entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de gain G_t .

La turbine éolienne transforme l'énergie aérodynamique du vent en énergie mécanique à partir de l'énergie cinétique des particules de la masse d'air en mouvement de densité ρ , traversant la surface S_t balayée par les pales en une seconde. La puissance cinétique de la masse d'air qui traverse cette surface est donnée par [1]:

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S_t V_v^3 \quad (2.1)$$

L'expression de la puissance aérodynamique captée par l'éolienne s'écrit comme suit :

$$P_{aero} = \frac{1}{2} \rho S_t C_p(\lambda) V_v^3 \quad (2.2)$$

Dans l'équation (2.2) apparaissent deux paramètres caractéristiques de la voilure :

- La vitesse réduite spécifique (ratio) λ , comme la vitesse linéaire au bout des pales ramenée à la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{R_t \Omega_t}{V_V} \quad (2.3)$$

- Le coefficient de puissance C_p , caractérisant le rendement aérodynamique de la turbine. Il dépend des caractéristiques de la turbine (les dimensions des pales, le rapport de la vitesse spécifique λ et de l'angle d'orientation de la pale β).

Le coefficient C_p ne peut théoriquement dépasser la limite théorique dite de Betz $C_{pB-max} = 0.597$. Le coefficient de puissance est généralement lié à la vitesse spécifique par des modèles empiriques, issus d'une interpolation. Pour notre application, l'équation (2.4) décrit le modèle de la voilure utilisée [2]:

$$C_p(\lambda) = a_0 + a_1 \lambda + a_2 \lambda^2 + a_3 \lambda^3 + a_4 \lambda^4 + a_5 \lambda^5 \quad (2.4)$$

Les constantes $a_i (i=0...5)$ sont donnés en annexe 2.1 et l'angle de calage est considérée fixe.

La figure 2.2 représente le tracé de la caractéristique $C_p = f(\lambda)$ ou apparaît un maximum $C_{pmax} = 0.5497$, pour une valeur optimale de $\lambda_{opt} = 6.41$

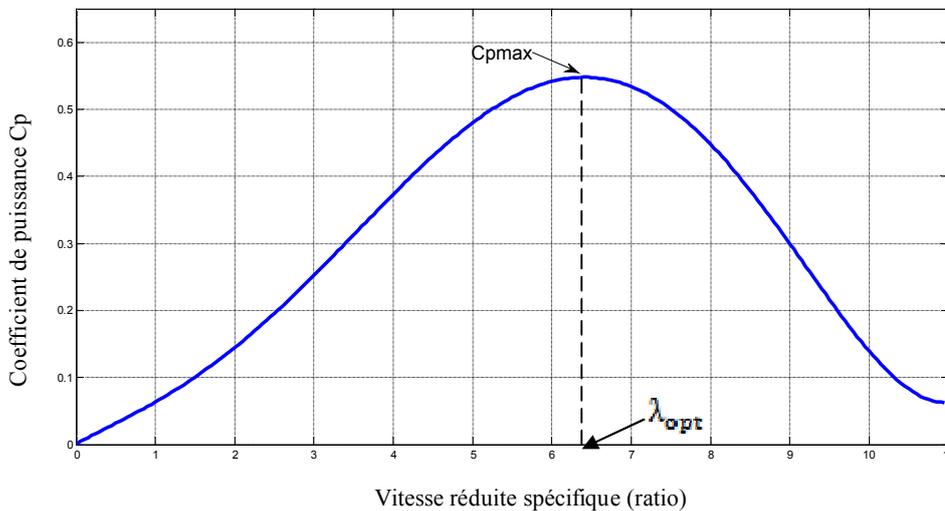


Fig 2.2 : Évolution du coefficient de puissance de la turbine utilisée
De l'équation (2.2), on déduit l'expression du couple aérodynamique [3]:

$$T_{aero} = \frac{P_{aero}}{\Omega_t} = \frac{0.5 \rho S_t C_p(\lambda) V_V^3}{\Omega_t}$$

$$T_{aero} = \frac{1}{2} \rho \pi R_t^3 C_T(\lambda) V_V^2 \quad (2.5)$$

De l'équation (2.5), est déduit le coefficient du couple, ainsi :

$$C_T(\lambda) = \frac{C_p(\lambda)}{\lambda} \quad (2.6)$$

2.3 Modèle de l'arbre mécanique

Sur la figure 2.3 est illustré le couplage mécanique de la chaîne éolienne, basé sur le modèle à deux masses, où apparaissent [4] :

- Le couple moteur développé par la turbine T_{aero} .
- Le couple électromagnétique de la MADA T_{em} , opposant le couple de la turbine.
- L'inertie des deux parties (J_t, J_g), simulant les deux masses.

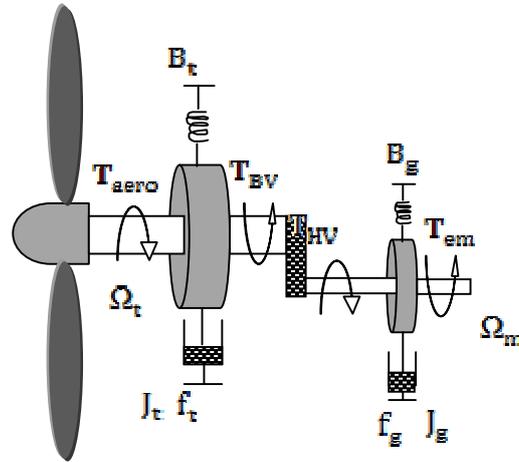


Fig 2.3 : Couplage mécanique

En prenant en compte les coefficients de rigidité et d'amortissement des deux masses, les équations (2.7) décrivent le comportement dynamique de l'arbre mécanique :

$$\begin{cases} J_t \dot{\Omega}_t = T_{aero} - f_t \Omega_t - B_t \theta_t - T_{BV} \\ J_g \dot{\Omega}_m = T_{HV} - f_g \Omega_m - B_g \theta_g - T_{em} \end{cases} \quad (2.7)$$

En utilisant les équations (2.7) et en négligeant la rigidité (B_t, B_g) du system, l'expression de la dynamique de l'arbre (côté arbre de la génératrice) devient alors :

$$J \dot{\Omega}_m = T_g - f \Omega_m - T_{em} \quad (2.8)$$

Avec :

$$\begin{cases} J = \frac{J_t}{G_t^2} + J_g \\ f = \frac{f_t}{G_t^2} + f_g \\ T_g = \frac{T_{aero}}{G_t} \end{cases} \quad (2.9)$$

Où le multiplicateur de vitesse, disposé entre la turbine et la génératrice a pour but d'adapter la vitesse de la turbine Ω_t assez lente, à celle que nécessite la génératrice Ω_m .

Il est modélisé par l'équation suivante :

$$G_t = \frac{\Omega_m}{\Omega_t} = \frac{T_{BV}}{T_{HV}} \quad (2.10)$$

Le schéma bloc correspondant à cette modélisation de la turbine est représenté sur la figure 2.4.

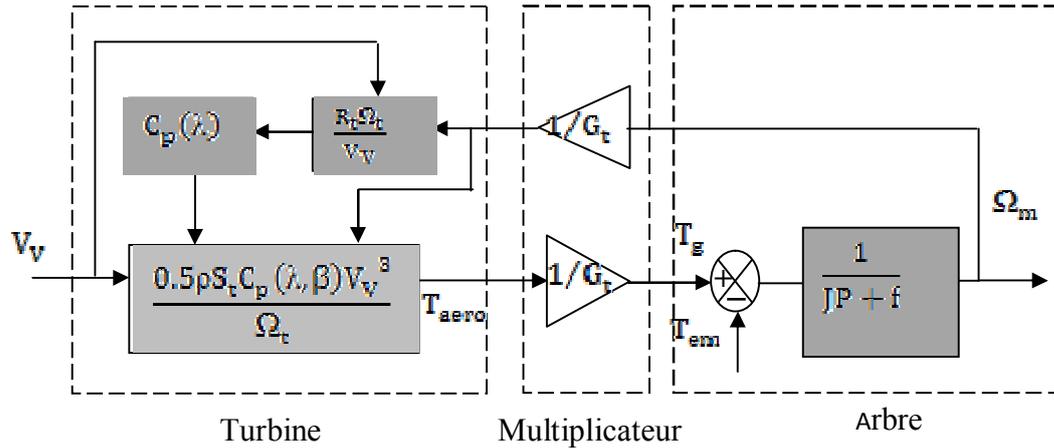


Fig 2.4 : Schéma bloc du modèle de la turbine.

2.4 Modèle de la machine asynchrone double alimentée (MADA)

Dans ce paragraphe, on décrit le modèle dynamique de la machine à induction triphasé symétrique à rotor bobiné. La machine à induction se compose principalement de deux parties, stator et rotor. Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator et du rotor sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor relie à trois ou quatre bagues sur lesquelles glissent des balais. Les trois enroulements du stator (a, b et c) sont parallèles aux enroulements du rotor et sont distribués sinusoidalement, décalés de 120 degrés l'un par rapport à l'autre [5].

2.4.1 Mise en équation de la partie électrique dans le plan a,b,c

Le modèle utilisé repose sur les hypothèses simplificatrices classiques suivantes:

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoidale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.

La figure 2.5 est adoptée comme point de départ à la modélisation qui suit. En appliquant la loi d'ohm aux enroulements de la machine asynchrone, on détermine les équations différentielles exprimant les différents flux [6].

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [\varphi_s]_3 = [v_s]_3 - R_s [i_s]_3 \\ \frac{d}{dt} [\varphi_r]_3 = [v_r]_3 - R_r [i_r]_3 \end{cases} \quad (2.11)$$

Avec $[x_j]_3 = (x_a \ x_b \ x_c)'$, $x = v, i$ ou φ et $j = s$ ou r .

Les flux statorique et rotorique s'expriment en fonction des courants en faisant intervenir les différentes inductances, leurs expressions sont données par:

$$\begin{cases} [\varphi_s]_3 = L_s [i_s]_3 + M [i_r]_3 \\ [\varphi_r]_3 = L_r [i_r]_3 + M [i_s]_3 \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_r = l_r - M_r \\ M = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \quad (2.13)$$

2.4.2 Modèle diphasé de la MADA

L'écriture du modèle de la machine asynchrone dans un repère diphasé tournant est obtenue en utilisant les transformations normées de Park et Concordia, permettant la conservation de la puissance. Si on appelle θ l'angle de rotation électrique entre l'axe d du repère diphasé et le repère fixe lié à la phase du stator, nous avons alors:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(-\theta) T'_{32} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\text{Avec: } P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \text{ et } T'_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Les équations des tensions de la MADA dans un repère tournant à la vitesse électrique ω_s et pour un rotor tournant à la vitesse électrique $p\Omega_m$ sont données comme suit:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.16)$$

En considérant les f.e.m.s suivantes, le système précédent peut être simplifié.

$$\begin{cases} e_{sd} = -\omega_s \varphi_{sq} \\ e_{sq} = +\omega_s \varphi_{sd} \\ e_{rd} = -\omega_r \varphi_{rq} \\ e_{rq} = +\omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.17)$$

Les flux totalisés statoriques et rotoriques sont quantifiés ainsi :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (2.18)$$

Le couple électromagnétique est exprimée par :

$$T_{em} = N_p (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (2.19)$$

Puissances électriques échangées avec le réseau

Les puissances active et réactive statoriques échangées avec le réseau sont données par :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} \\ Q_s = V_{sq}I_{sd} - V_{sd}I_{sq} \end{cases} \quad (2.20)$$

De même les équations (2.21) décrivent les puissances rotoriques échangées en mode sous et sur-synchronisme.

$$\begin{cases} P_r = V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \\ Q_r = V_{rq}I_{rd} - V_{rd}I_{rq} \end{cases} \quad (2.21)$$

Du moment que la génératrice à induction est directement liée au réseau, la fréquence de la tension statorique étant imposée et la pulsation des courants rotoriques est alors déduite ainsi :

$$\omega_r = \omega_s - N_p \Omega_m \quad (2.22)$$

On donne sur la figure 2.6 une représentation interprétée de la machine de Park dans l'espace électrique:

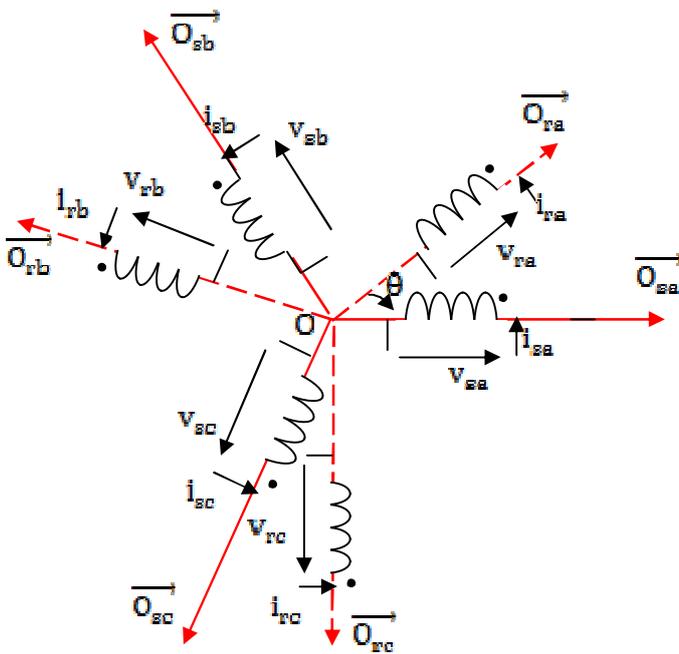


Fig 2.5: Représentation des enroulements de la machine dans l'espace électrique

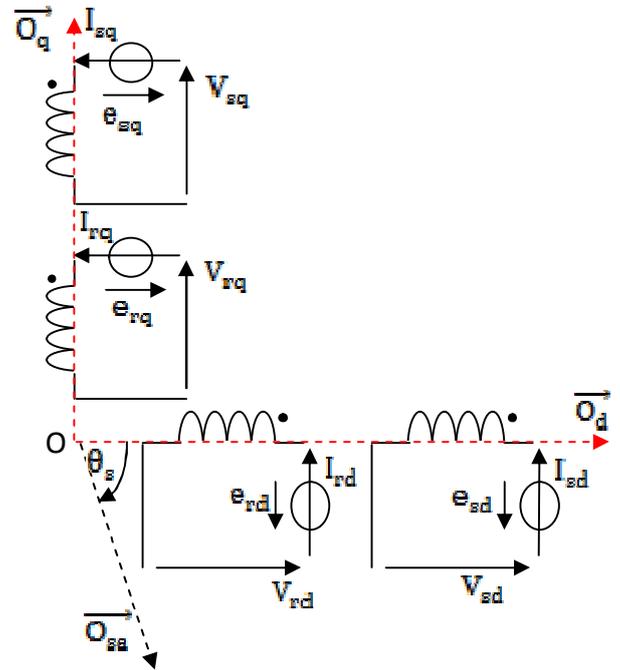


Fig 2.6: Représentation des enroulements de la machine de Park

2.4.3 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

Pour établir la commande vectorielle de la génératrice, on considère l'hypothèse que les enroulements statoriques et rotoriques de la machine sont supposés triphasés équilibrés ; donc toutes les composantes homopolaires sont annulés.

La particularité de la MADA est qu'elle possède deux courants à contrôler directement : à savoir (I_{rd}, I_{rq}) et deux courants contrôlés indirectement : (I_{sd}, I_{sq}) .

En orientant un des flux (statorique ou rotorique), le modèle obtenu de la machine se simplifie et le dispositif de commande qui en résulte l'est également.

Le découplage vectoriel établi ci-après permettra de contrôler séparément les puissances actives et réactives échangées entre le stator de la machine et le réseau.

Ce control vectoriel a été conçu en orientant le repère de Park pour que le flux statorique suivant l'axe q soit constamment nul tel que [7] :

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = 0 \\ \varphi_{sd} \cong \varphi_s \end{cases} \quad (2.23)$$

En considérant ce découplage, les équations (2.16) des tensions au stator et au rotor sont simplifiées ainsi :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.24)$$

Du fait que le flux statorique est constant et orienté selon l'axe (d) et en adoptant l'hypothèse d'une résistance statorique R_s négligeable (cas des machines de grande puissance), les relations des composantes des tensions statoriques (2.24) se simplifient comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} \cong 0 \\ V_{sq} = +\omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (2.25)$$

A partir des équations de la composante directe et en quadrature du flux statorique des relations (2.18), on déduit les expressions suivantes des courants statoriques :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\varphi_{sd}}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (2.26)$$

En considérant les expressions précédentes, les flux totalisés rotoriques φ_{rd} et φ_{rq} sont déduits comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r \sigma I_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \sigma I_{rq} \end{cases} \quad (2.27)$$

σ est le coefficient de dispersion entre les enroulements d et q :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

En remplaçant les expressions des composantes directes et en quadratures des courants statoriques (2.26) et des flux rotoriques (2.27) dans les équations (2.24), les équations des tensions rotoriques de la machine sont déduites :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + L_r \sigma \frac{dI_{rd}}{dt} - \omega_r L_r \sigma I_{rq} + \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + L_r \sigma \frac{dI_{rq}}{dt} + \omega_r L_r \sigma I_{rd} + \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \end{cases} \quad (2.28)$$

Les équations des tensions rotoriques V_{rd} et V_{rq} (2.28) permettent de déterminer les expressions dynamiques des courants rotoriques :

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + \omega_r L_r \sigma I_{rq} - \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} \left(V_{rq} - R_r I_{rq} - \omega_r L_r \sigma I_{rd} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \right) \end{cases} \quad (2.29)$$

Notant les f.é.m.s de rotation d'axe direct et en quadrature comme suit :

$$\begin{cases} e_d = -\omega_r L_r \sigma I_{rq} + \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ e_q = +\omega_r L_r \sigma I_{rd} \\ e_\varphi = +\omega_r \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \end{cases} \quad (2.30)$$

Les expressions (2.29) sont réécrites comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rd} - R_r I_{rd} - e_d) \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rq} - R_r I_{rq} - e_q - e_\varphi) \end{cases} \quad (2.31)$$

En découplage vectoriel, les équations (2.19) et (2.26) permettent d'exprimer le couple électromagnétique, comme fonction du courant rotorique I_{rq} :

$$T_{em} = -N_p \frac{M}{L_s} \phi_{sd} I_{rq} \quad (2.32)$$

En conséquence les expressions des puissances active et réactive peuvent être aussi simplifiées, en remplaçant les équations (2.26) et (2.25) dans les relations (2.20)

$$\begin{cases} P_s = -V_{sq} \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = V_{sq} \frac{\phi_{sd}}{L_s} - V_{sq} \frac{M}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad (2.33)$$

Le schéma bloc représentant le modèle mathématique ainsi simplifié de la MADA est illustré dans la figure 2.7.

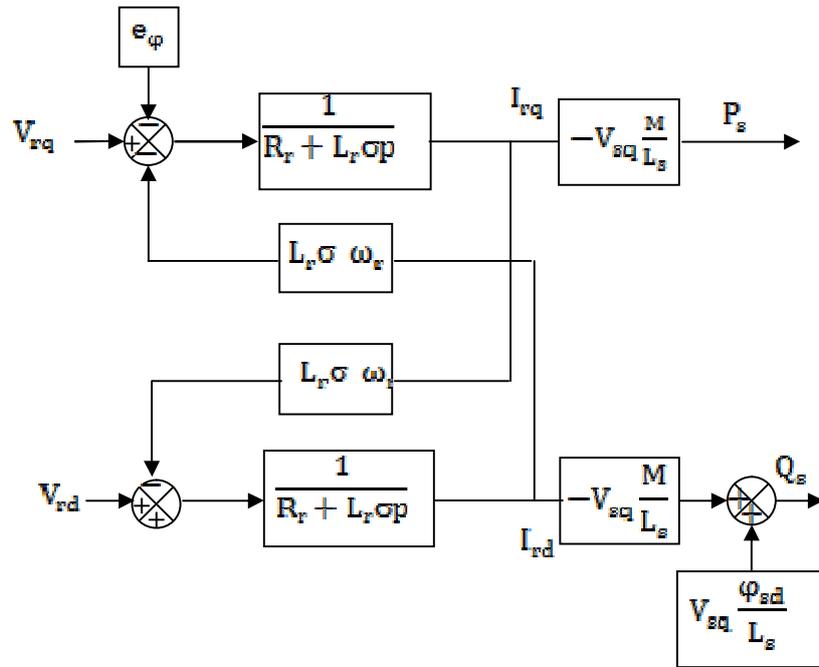


Fig 2.7: Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.

2.4.4 Établissement des angles nécessaires aux transformations

Pour déterminer l'angle de transformation de Park pour les grandeurs statoriques (θ_1), il suffit de mesurer les tensions statoriques. Ces grandeurs mesurées subissent la transformation de Concordia, dont on extrait la phase (θ_s). En considérant une orientation des tensions statoriques suivant l'axe (q), nous retranchant ($\pi/2$) à cet angle comme le montre la figure 2.8. Cependant, l'angle de transformation de Park pour les grandeurs rotoriques (θ_2) est la soustraction de ($\theta_1 - \theta_m$), avec θ_m est l'angle entre une phase rotorique et statorique, mesuré par un encodeur incrémental [8].

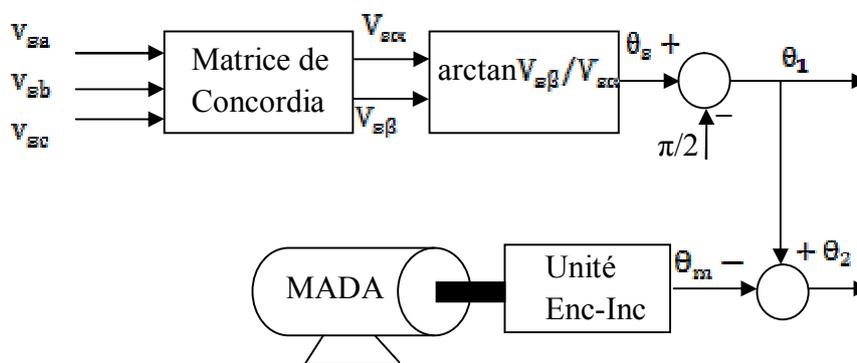


Fig 2.8: Angles pour les transformations de Park

La figure 2.9 montre la disposition de ces angles avec le système d'axe choisi. Elle met en évidence les axes (α_s, β_s) lié au stator, l'axe tournant (α_r, β_r) lié au rotor et l'axe tournant (d,q) dont l'axe d est synchronisé avec le flux statorique et l'axe q avec le vecteur tension statorique

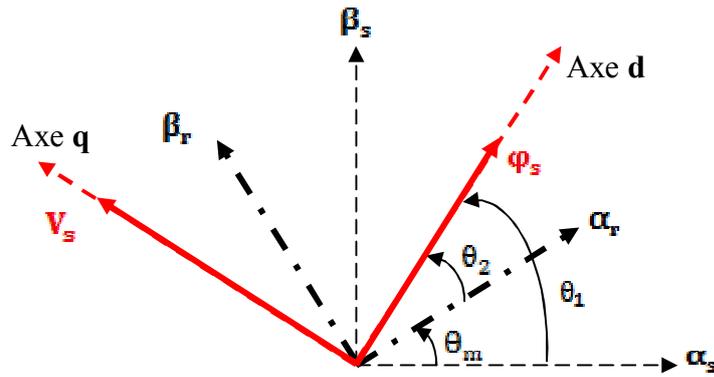


Fig 2.9: Vecteurs tension et flux dans le système d'axe choisi

2.5 Modélisation des convertisseurs statiques

Nous proposons dans cette thèse la configuration de deux convertisseurs dos à dos à commande MLI, l'un est lié au rotor de la machine (CCM) et l'autre est lié au réseau électrique via un filtre inductif de courant (CCR), les deux convertisseurs sont interconnectés par un bus continu qui autorise ainsi un transfert de puissance bidirectionnel entre une source à fréquences variables et l'autre à fréquence fixe.

Supposons qu'on travaille en régime hyper-synchrone de la génératrice, cela veut dire que le CCM fonctionne en onduleur et le CCR prend la fonction d'un redresseur.

2.5.1 Modélisation de l'onduleur (CCM)

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux possédant six cellules de commutation constituée chacune d'un IGBT et une diode antiparallèle est montré sur la figure 2.10.

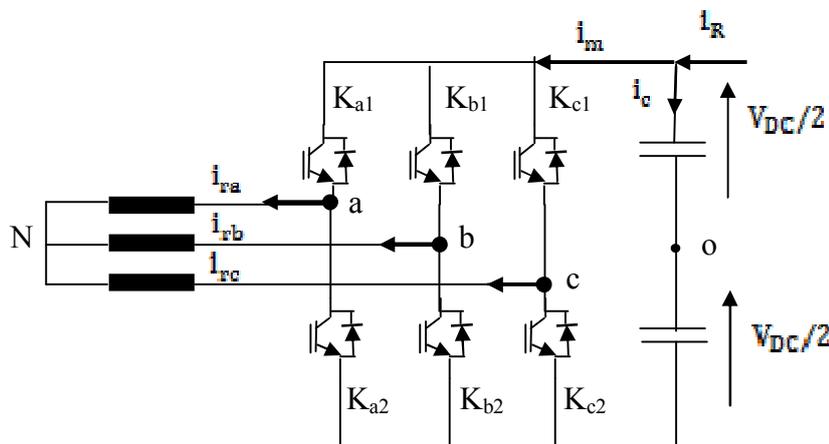


Fig 2.10: Configuration du convertisseur côté rotor (CCM)

On considère que la source continue (V_{DC}) est parfaite et les tensions simples alimentant, le bobinage rotorique couplé en étoile, présentent un système triphasé équilibré.

$$v_{raN} + v_{rbN} + v_{rcN} = 0 \quad (2.34)$$

Les tensions composées obtenues à partir des tensions d'entrée de l'onduleur, référenciées au point milieu fictif de la source continu, sont définis par:

$$\begin{cases} u_{rab} = v_{ao} - v_{bo} \\ u_{rbc} = v_{bo} - v_{co} \\ u_{rca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (2.35)$$

Le système d'équations (2.36) permet de déduire les tensions simples du rotor:

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{raN} + v_{No} \\ v_{bo} = v_{rbN} + v_{No} \\ v_{co} = v_{rcN} + v_{No} \\ v_{No} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \end{cases} \quad (2.36)$$

Une manipulation adéquate du système (2.36) permet de déduire l'écriture matricielle des tensions simples :

$$\begin{bmatrix} v_{raN} \\ v_{rbN} \\ v_{rcN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 2 & -1 & -1 \\ 2 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Les ordres de commande ON/OFF notés S_i sont définis par :

$$S_i = \begin{cases} 1 & ; K_{i1} = \text{ON} \text{ et } K_{i2} = \text{OFF} \\ 0 & ; K_{i1} = \text{OFF} \text{ et } K_{i2} = \text{ON} \end{cases} ; i = a, b, c \quad (2.38)$$

D'après le principe de la technique MLI sinusoïdale (SPWM en anglais), l'état des interrupteurs supposés parfaits sera identifié comme suit :

$$S_i = \begin{cases} 1 & ; \text{si la modulante} > \text{la porteuse} \\ 0 & ; \text{si la modulante} < \text{la porteuse} \end{cases} ; i = a, b, c$$

A tout instant, la tension modulée est liée aux fonctions de conversion S_i du bras i par [9] :

$$v_{io} = \frac{V_{DC}}{2} (2S_i - 1) \quad (2.39)$$

Le point 'o' est un point fictif, désignant le point milieu de la source continue alimentant l'onduleur.

En remplaçant (2.39) dans (2.37), le système (2.40) élabore le modèle matriciel de l'onduleur en modulation MLI:

$$\begin{bmatrix} v_{raN} \\ v_{rbN} \\ v_{rcN} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

2.5.2 Modélisation du redresseur côté réseau (CCR)

L'avantage que présente un redresseur MLI en termes de réversibilité nous a conduit à opter pour son utilisation, ce qui permet au rotor de contribuer dans la production totale de la puissance active débitée au réseau.

En comparaison avec un redresseur à diodes, une telle structure à l'encontre de ses avantages, présente des inconvénients économiques d'une part et techniques d'autre part : résumés en le coût élevé à cause de l'utilisation des semi-conducteurs et de l'adjonction d'un filtre ainsi que l'élévation de la constante de temps globale du système.

Le redresseur MLI est utilisé pour deux raisons principales:

- La réversibilité en courant, d'où il permet le transfert de la puissance de glissement entre le rotor et le réseau, ce qui permet les fonctionnements en hyper et en hypo-synchronisme.
- peu de génération des courants harmoniques sur le réseau électrique.

La structure du redresseur associé avec le filtre de courant connecté au réseau est présentée sur la figure 2.11.

De manière analogue à l'onduleur (CCM), la même forme matricielle est appliquée au redresseur MLI (CCR).

$$\begin{bmatrix} v_{An} \\ v_{Bn} \\ v_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

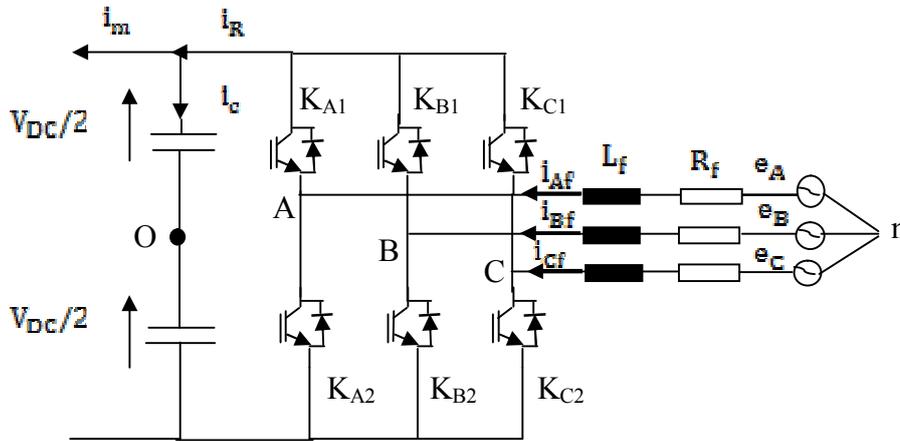


Fig 2.11: Configuration du convertisseur coté réseau (CCR).

Le courant modulé par le redresseur est lié aux fonctions de connexions des bras du convertisseur par l'expression suivante :

$$i_R = S_A i_{Af} + S_B i_{Bf} + S_C i_{Cf} \quad (2.42)$$

Le modèle d'état du convertisseur coté réseau est obtenu par les équations dynamiques (2.43)

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{Af}}{dt} = -R_f i_{Af} - e_A + v_{An} \\ L_f \frac{di_{Bf}}{dt} = -R_f i_{Bf} - e_B + v_{Bn} \\ L_f \frac{di_{Cf}}{dt} = -R_f i_{Cf} - e_C + v_{Cn} \end{cases} \quad (2.43)$$

2.6 Conclusion

Ce chapitre traite la modélisation et l'analyse d'un système de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable, basé sur la machine asynchrone doublement alimentée (MADA). La modélisation des différents organes a été élaborée afin de mettre en évidence toutes les interactions entre les modèles du système.

On a présenté la mise en équation de la partie mécanique, à savoir la turbine tripale à axe horizontale et le multiplicateur à deux masses intercalé entre cette dernière et la génératrice; pour adapter les deux vitesses (lente et rapide).

La modélisation de la MADA dans le plan triphasé et biphasé est mise en œuvre. Un modèle biphasé avec orientation du flux statorique, est nécessaire pour implémenter la commande vectorielle de la MADA traitée dans le chapitre prochain.

On termine par la modélisation des convertisseurs coté machine (CCM) et le convertisseur coté réseau (CCR).

Références Bibliographiques

- [1] A. Rahim, M.A. Alam, M.F. Kandlawala, ' Dynamic performance improvement of an isolated wind turbine induction generator ', Computers and electrical engineering, Vol. 35, pp. 594-607, 2009.
- [2] Y.Y. Hong, S.D. Lu, C.S. Chiou, ' MPPT for PM wind generator using gradient approximation ', Energy conversion and management, Vol. 50, pp. 82-89, 2009.
- [3] S. Heier, ' Grid integration of wind energy conversion systems ', Publications John Wiley & Sons, ISBN 0-471-97143-X, 1998.
- [4] J. Usaola, P. Ledesma, J.M. Rodriguez, J.L. Fernandez, D. Beato, R. Iturbe, J.R. Wihelmi, ' Transient stability studies in grids with great wind power penetration. Modeling issues and operation requirements ', Proceedings of the IEEE PES transmission and distribution conference and exposition, pp. 7-12, USA, September 2003.
- [5] S. Drid, ' Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie & expérimentation ', thèse de doctorat, université de Batna, 2005.
- [6] G. Seguier, F. Notelet, ' Électrotechnique industrielle ', Éditions technip, 1990.
- [7] M. Pinard, ' Commande électronique des moteurs électriques ', Dunod, Paris 2004.
- [8] F. Poitiers, ' Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne: - machine asynchrone à cage autonome, - machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau ', thèse de doctorat, université de Nantes, 2003.
- [9] A. Gaillard, ' Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service ', thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 2010

Chapitre 3

Stratégies de commande et simulation de la chaîne de conversion éolienne

3.1 Introduction

Le dispositif de commande du système de conversion éolien, à base de la MADA, connecté au réseau est présenté sur la figure 3.1.

Il est constitué principalement de trois blocs de contrôle :

- bloc de contrôle de la turbine.
- bloc de contrôle du convertisseur coté rotor de la MADA.
- bloc de contrôle du convertisseur coté réseau.

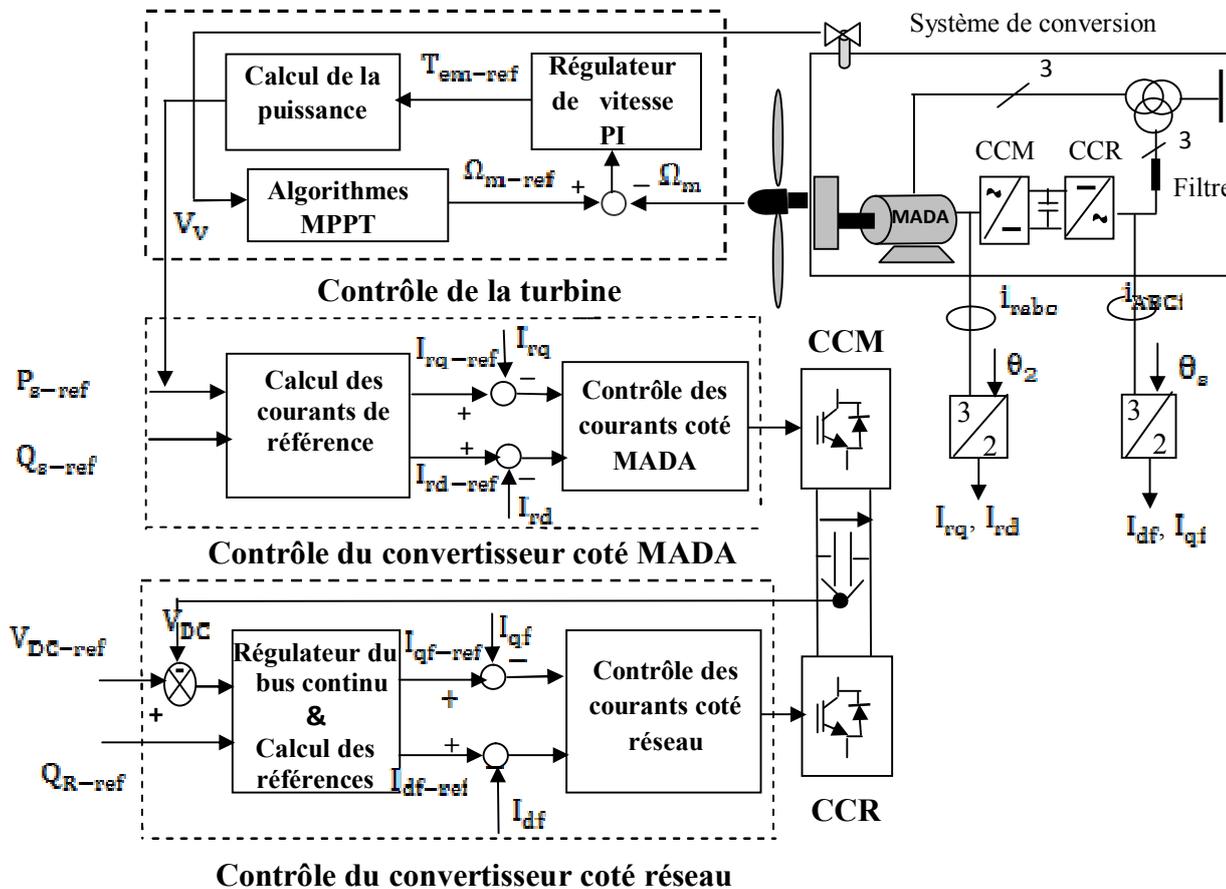


Fig 3.1: Synoptique de contrôle du système de conversion éolien.

Le but envisagé via la conception des lois de commandes proposées dans ce chapitre vise :

- La maximisation du rendement aérodynamique par application d'algorithme MPPT flou.
- Assurer une permutation souple et fiable entre les modes de fonctionnement de la turbine (MPPT et limitation de puissance) en dépit des variations de la vitesse du vent.
- Contrôle découplé des puissances active et réactive coté stator de la machine double alimentée (MADA) en commandant le convertisseur coté rotor.
- Régulation de la tension du bus continu et contrôle vectoriel des puissances active et réactive échangées entre convertisseur coté réseau et le réseau.

En effet, les algorithmes de commande de la turbine proposés permettront un fonctionnement optimal en hypo et en hyper-synchronisme de la MADA. Alors que pour mener une étude de comparaison, le contrôle des puissances actives et réactives sera élaboré par deux algorithmes : le mode glissant d'ordre supérieur et la commande adaptative à modèle de référence (MRAC).

3.2 Caractéristiques puissance-vitesse de l'éolienne

Sur la figure 3.2 est illustrée une courbe typique de la variation de la puissance aérodynamique comme fonction de la vitesse du vent, où on distingue trois zones principales de fonctionnement [1]:

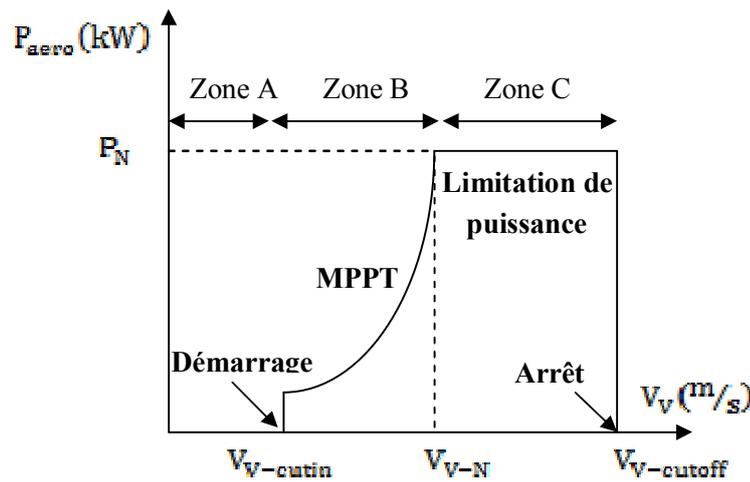


Fig 3.2 : Zones de fonctionnement de l'aérogénérateur.

- Zone A : l'éolienne est arrêtée car le vent n'est pas assez fort pour que la production d'énergie soit rentable vis-à-vis de l'énergie de fonctionnement. Le démarrage de l'aérogénérateur s'effectue au-delà d'une vitesse minimale du vent $V_{v-cutin}$.
- Zone B: correspond aux vitesses moyennes dont le système de contrôle de l'aérogénérateur peut optimiser le rendement énergétique. Ainsi la vitesse de rotation évolue en fonction de la vitesse du vent de sorte à se maintenir sur le point de fonctionnement qui correspond au coefficient C_{pmax} .
- Zone C : arrivée à la puissance nominale pour des grandes valeurs de vitesses, une limitation de la puissance générée est alors effectuée. Au-delà d'une vitesse du vent $V_{v-cutoff}$ un dispositif d'urgence est activé pour arrêter le fonctionnement du système de manière à éviter une rupture mécanique.

3.3 Techniques d'extraction du maximum de la puissance

L'ensemble des caractéristiques, donnant la puissance disponible en fonction de la vitesse de rotation de la génératrice pour différentes vitesses du vent, est illustré sur la figure 3.3.

A partir de ces caractéristiques, il apparaît clairement que si la génératrice est entraînée à une vitesse fixe les maximums théoriques des courbes de puissance ne seront pas exploités.

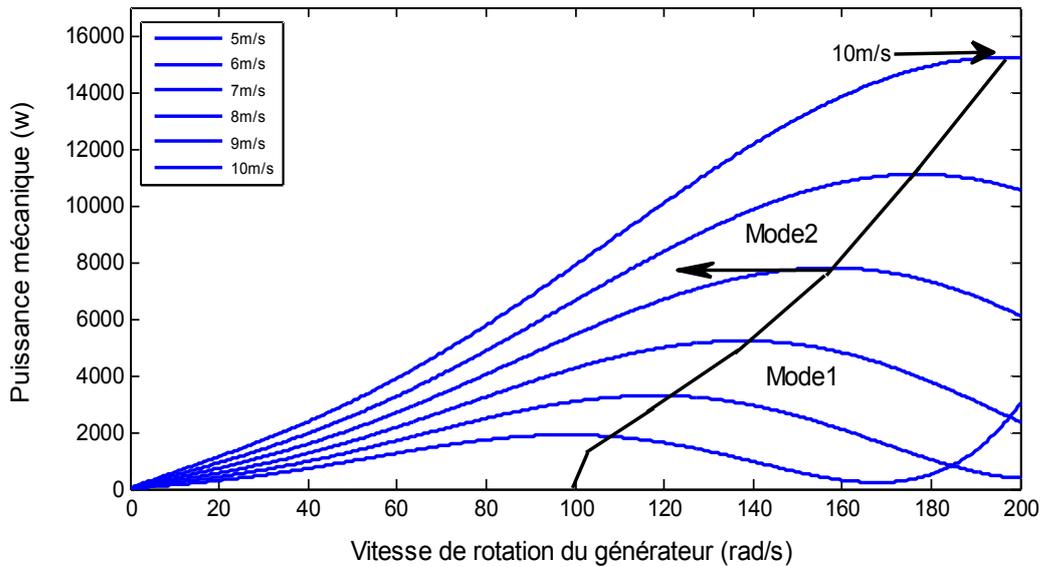


Fig 3.3 : Caractéristiques puissance-vitesse d'un aérogénérateur à vitesse variable

Afin d'assurer un fonctionnement optimal de la génératrice éolienne en zone B, il est nécessaire de concevoir des stratégies de commande permettant la poursuite des points de puissance maximale (ou du couple) dite MPPT (Maximum Power Point Tracking) basées sur un fonctionnement à vitesse variable.

Ces algorithmes de poursuite sont élaborés avec une caractéristique de la voilure identifiée ou non. Dans le premier cas, on parle d'MPPT classique alors que dans le deuxième, une extraction maximale de la puissance aérodynamique est obtenue sans faire recours à une connaissance de la caractéristique du coefficient de puissance de la turbine.

3.3.1 Algorithmes MPPT classiques

Pour ce type d'optimisation, deux familles de structures de commande sont distinguées :

- Contrôle par asservissement de la vitesse mécanique.
- Contrôle par asservissement du couple électromagnétique.

3.3.1.1 MPPT avec commande en vitesse

Pour cette technique, un régulateur de vitesse est incorporé, comme montré sur la figure 3.4. L'objectif est de faire varier la vitesse de la turbine de manière à réguler la vitesse spécifique λ à sa valeur optimale λ_{opt} , permettant ainsi de fixer le coefficient de puissance à sa valeur maximale.

On déduit des équations (2.2) et (2.3), la puissance maximale extraite et la vitesse de la turbine de référence à imposer en remplaçant les valeurs optimales du ratio de vitesse λ_{opt} et du coefficient de puissance $C_{p,max}$:

$$\Omega_{t-ref} = \frac{\lambda_{opt} V_V}{R_t} \quad (3.1)$$

La vitesse de référence (coté machine) est alors déduite comme suit :

$$\Omega_{m-ref} = G_t \Omega_{t-ref} \quad (3.2)$$

La puissance aérodynamique maximale extractible du vent peut s'écrire sous la forme :

$$P_{aero-max} = 0.5 \rho \pi R_t^2 V_V^3 C_{pmax} \quad (3.3)$$

En remplaçant la vitesse du vent à partir de l'équation (3.1) dans l'équation (3.3), l'expression de la puissance aérodynamique maximale s'écrit :

$$P_{aero-max} = K_{opt} \Omega_{t-ref}^3 \quad (3.4)$$

Avec :

$$K_{opt} = 0.5 \rho \pi R_t^5 \frac{C_{pmax}}{\lambda_{opt}^3} \quad (3.5)$$

Il est à signaler que ce type de contrôle est généralement implémenté du coté machine, et le régulateur de vitesse fournit le couple électromagnétique nécessaire pour maintenir la vitesse de référence. La figure 3.4 montre la structure de la commande en vitesse réalisé dans la zone B.

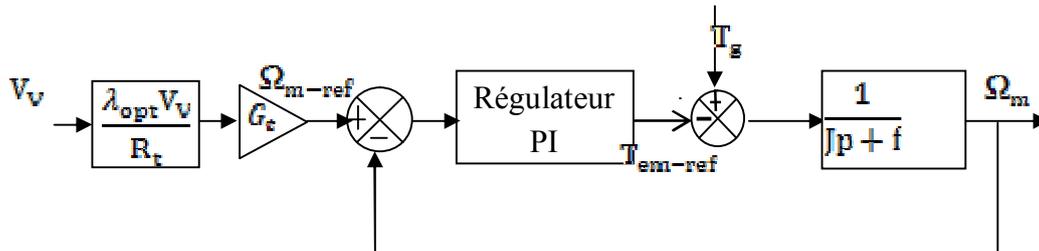


Fig 3.4 : Schéma bloc de la commande en vitesse dans la zone B

Différents correcteurs peuvent être considérés pour ce type de commande [2]. Dans ce manuscrit on propose un correcteur proportionnel-intégral, dont le calcul des paramètres est détaillé dans l'annexe.3.1.

Bien que cette méthode soit simple à implémenter, l'inconvénient majeur vient de la mesure erronée de la vitesse du vent par l'anémomètre du fait qu'il est placé derrière le rotor de la turbine, ce qui conduit à une dégradation de la puissance captée [3]-[4].

3.3.1.2 MPPT avec commande en couple

Pour palier l'inconvénient de la première méthode, un contrôle du couple électromagnétique est proposé avec une consigne indépendante de la vitesse du vent. En considérant un couple de frottement nul en régime établi, l'équation (2.8) détermine le couple électromagnétique de la génératrice comme fonction de la vitesse Ω_m et de la vitesse spécifique λ :

Le couple éolien peut être déterminé à partir de la connaissance d'une estimation de la vitesse du vent et de la mesure de la vitesse mécanique en utilisant l'équation (2.5), on obtient l'expression suivante :

$$T_{em} = \frac{0.5 \rho \pi R_t^3 C_p}{G_t} \Omega_m^2 \quad (3.6)$$

Pour extraire le maximum de la puissance générée, il faut fixer le ratio de vitesse et le coefficient de puissance à leurs valeurs optimums, le couple électromagnétique de référence doit alors être réglé à la valeur suivante :

$$T_{em-ref} = K_{opt} \Omega_m^2 \quad (3.7)$$

Avec :

$$K_{opt} = \frac{0.5 \rho \pi R_t^3 C_{Pmax}}{G_t \lambda_{opt}^3} \quad (3.8)$$

Ainsi la puissance électromagnétique de référence sera :

$$P_{em-ref} = T_{em-ref} \Omega_m = K_{opt} \Omega_m^3 \quad (3.9)$$

La représentation de ce type de contrôle est montrée sur la figure 3.5 :

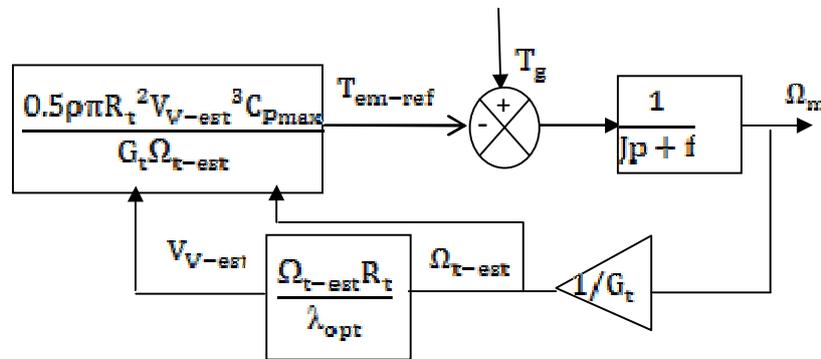


Fig 3.5 : Schéma bloc de la commande en Couple dans la zone B

Pour cette loi de commande, en plus de la connaissance de la courbe caractéristique de la voilure, elle ne nécessite qu'une seule grandeur à mesurer : la vitesse mécanique de la génératrice.

3.3.2 Algorithme MPPT flou

En l'absence de toute connaissance de la caractéristique $C_p(\lambda)$ de la turbine éolienne, une autre stratégie basée sur la logique floue est proposée dans ce travail, pour assurer le fonctionnement du système dans les conditions optimales [5].

Les règles dépendent des variations de puissance ΔP_g et de vitesse $\Delta \Omega_m$.

Par exemple : si on mesure une augmentation de puissance ($\Delta P_g > 0$) suite à un incrément de vitesse, on doit continuer à accélérer la voilure ($\Delta \Omega_{m-ref} > 0$). On se situe alors sur la partie gauche de la caractéristique $P_g(\Omega_m)$, (figure 3.6).

A partir de l'existence des règles linguistiques, l'utilisation d'un dispositif MPPT, basé sur le principe des ensembles flous, est mis en place.

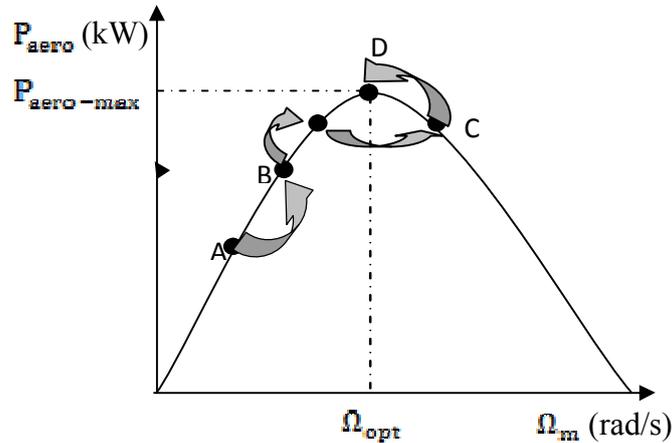


Fig 3.6 : MPPT à vitesse de vent fixe

Il existe plusieurs types de contrôleurs flous basés sur les concepts de : Mamdani, Larsen, Sugeno... Dans ce travail, le principe de Sugeno est adopté pour la simple raison qu'il démontre sa stabilité et il est le plus utilisé dans les applications de type : gestion d'énergie. Le dispositif MPPT à base de mesure de changement de puissance (ΔP_g) et de vitesse de rotation ($\Delta \Omega_m$) propose un changement ($\Delta \Omega_{m-ref}$) de la consigne de vitesse de rotation de l'éolienne selon les équations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta P_g = P_g[k] - P_g[k-1] \\ \Delta \Omega_m = \Omega_m[k] - \Omega_m[k-1] \\ \Omega_{m-ref}[k] = \Omega_m[k-1] + \Delta \Omega_{m-ref}[k] \end{cases} \quad (3.10)$$

La structure du contrôleur par la logique floue (CLF) est montrée sur la figure 3.7. La vitesse de rotation de la génératrice est réglée de manière à suivre la vitesse de référence (Ω_{m-ref}) obtenue à la sortie du contrôleur flou. Le régulateur de vitesse détermine alors la référence du couple électromagnétique de la génératrice.

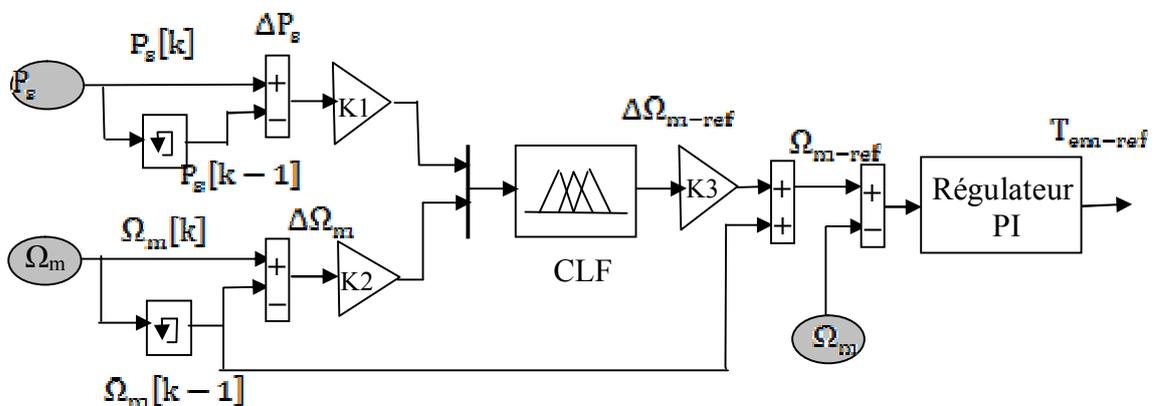


Fig 3.7 : Dispositif du MPPT flou.

La conception du contrôleur flou (CLF) passe essentiellement par trois étapes: Fuzzification, inférence et défuzzification (figure 3.8).

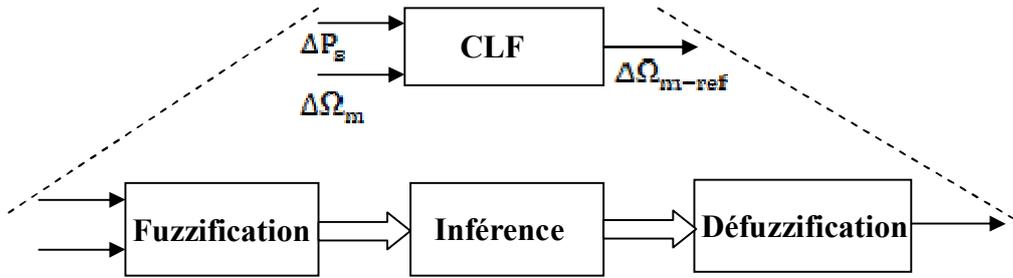


Fig 3.8: Structure de base du contrôleur flou

• **Fuzzification**

Le but de la fuzzification est de transformer les variables d'entrée en variables linguistiques ou variables floues. Une étape préliminaire consiste à définir un intervalle de variation maximale autorisée pour les variables d'entrées.

Choix des variables linguistiques et des fonctions d'appartenance

Les ensembles flous des variables d'entrées et les fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. Dans notre cas, nous avons choisi de travailler sur des univers de discours normalisé [-1,1]. Les variables d'entrées floues sont respectivement: la variation de la puissance aérodynamique (ΔP_s) et la variation de la vitesse ($\Delta \Omega_m$). La variable de sortie est ($\Delta \Omega_{m-ref}$). Le nombre des ensembles flous a été fixé à sept pour toutes les variables, ainsi ses variables seront qualifiées par:

Grand négatif (**GN**), moyen négatif (**MN**), petit négatif (**PN**), Erreur nul ou bien zéro (**ZE**), petit positif (**PP**), moyen positif (**MN**) et Positif Grand (**PG**).

Le tableau (3.1) représente la table des règles retenue dans ce contrôleur.

| $\Delta P_s \backslash \Delta \Omega_m$ | GN | MN | PN | ZE | PP | MP | GP |
|---|----|----|----|----|----|----|----|
| GN | GP | GP | MP | ZE | MN | GN | GN |
| MN | GP | MP | PP | ZE | PN | MN | GN |
| PN | MP | PP | PP | ZE | PN | PN | MN |
| ZE | GN | MN | SN | ZE | PP | MP | GP |
| PP | MN | PN | PN | ZE | PP | PP | MP |
| MP | GN | MN | PN | ZE | PP | MP | GP |
| GP | GN | GN | MN | ZE | MP | GP | GP |

Tableau 3.1: table des règles de décision floue

Nous avons opté pour des fonctions triangulaires pour les variables d'entrée à cause de leur simplicité et des singletons pour la variable de sortie (figure 3.9). La répartition des ensembles flous sur l'univers de discours a été choisie linéaire.

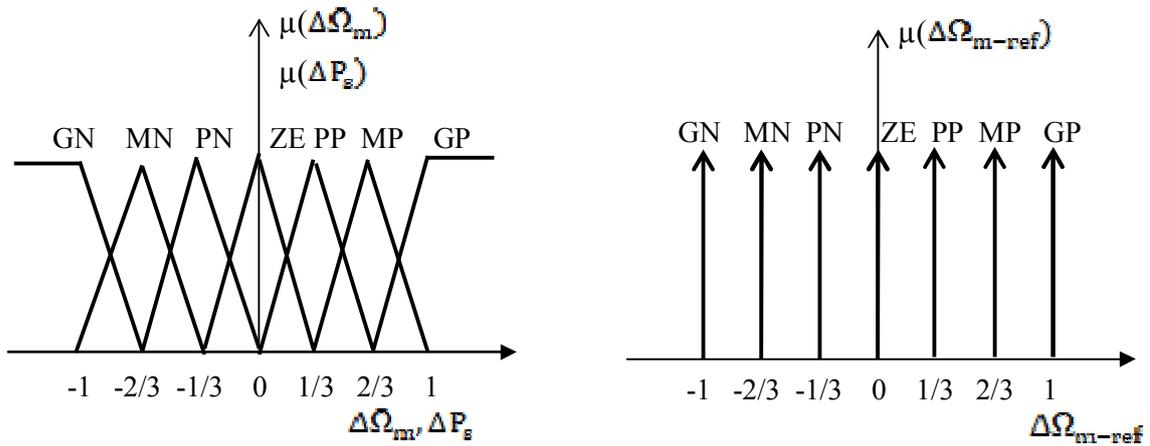


Fig 3.9 : Fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie.

• **Inference floue**

Elle repose sur l'utilisation d'opérateur d'implication permettant d'évaluer le degré de vérité d'une règle R de la forme: ' Si x1 est A1 et x2 est A2...et xn est An **Alors** y est B '

Où x1, x2, x3.....xn sont des grandeurs physiques caractéristiques du système.

A1, A2, A3..... et B sont des labels linguistiques. Suivant la nature de B on désigne le type de raisonnement utilisé. L'inférence floue adoptée est celui de Sugèno [6]. Cette méthode utilise des règles à conclusion algébrique. B est une valeur numérique (singleton)

• **Défuzzification**

La défuzzification est l'opération qui consiste à convertir la valeur linguistique de $(\Delta\Omega_{m-ref})$ en valeur numérique. Le choix de la méthode de défuzzification est celle du centre de gravité. Cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue, dont l'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante:

$$x_G = \frac{\int x\mu_{rés}(x) dx}{\int \mu_{rés}(x)} \tag{3.11}$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance $\mu_{rés}(x)$. Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants dans le temps.

Les lois de commande citées ci-dessus ne peuvent être appliquées que pour le fonctionnement MPPT en zone B (Mode1). Si la puissance capturée dépasse la puissance nominale de la génératrice (P_N), une deuxième loi de commande est conçue pour écrêter la puissance à sa valeur nominale. Pour ce faire, la consigne de vitesse Ω_{m-ref} décrite ci-dessus est remplacée par une deuxième loi selon le mode de fonctionnement:

- Fonctionnement en sous synchronisme

Dans le présent cas, seul le CCM est contrôlable, alors que celui du coté réseau est un simple redresseur à diodes. Une fois le point nominal atteint, le système est forcé à fonctionner en Zone C (Mode 2), la nouvelle vitesse de référence $\Omega_{nou-ref}$ est déduite en ajustant la vitesse issue du régulateur MPPT flou par un incrément $\Delta\Omega_{inc}$. Cet incrément est déduit comme le montre la figure 3.10, avec le gain K_4 donné par l'équation (3.12).

$$K_4 = \frac{\Delta P}{\Delta \Omega} \quad (3.12)$$

Avec
$$\begin{cases} \Delta P = 1.1P_N - P_N \\ \Delta \Omega = \Omega_m - 0.3\Omega_m \end{cases} \quad (3.13)$$

ΔP : détermine la plage tolérable de la puissance de la génératrice (10% de P_N) à ne pas dépasser.

$\Delta \Omega$: détermine les limites de la vitesse de rotation en fonctionnement sous synchronisme (Ω_{syn} à 30% Ω_{syn})

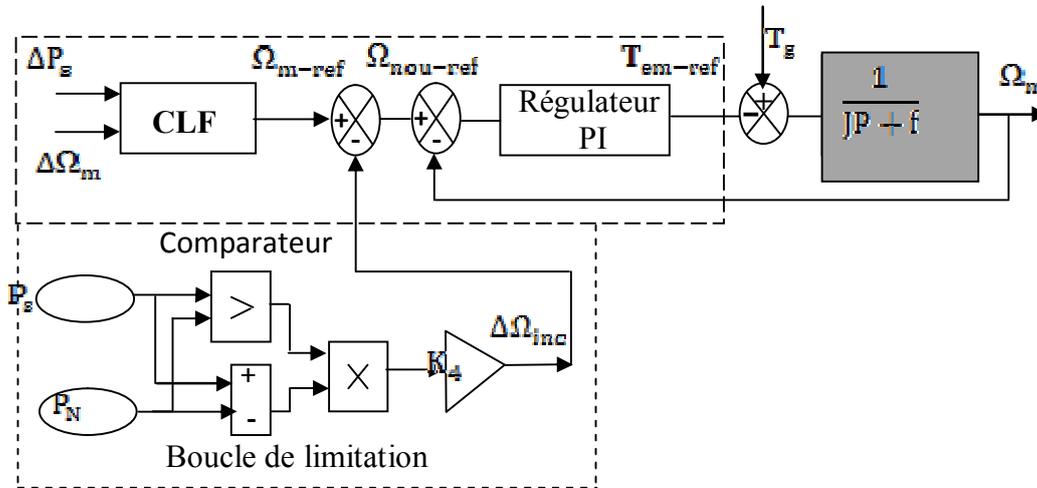


Fig 3.10 : Limitation de puissance

- Fonctionnement en sur-synchronisme

Contrairement au cas précédent, la génératrice peut échanger de l'énergie avec le réseau du coté statorique et rotorique, et les deux convertisseurs sont contrôlables. Une fois le point nominal atteint, le point de fonctionnement peut dépasser la (zone B), en écrêtant la puissance (zone C): la référence de puissance est fixe et égale à la puissance nominale: $P_{g-ref} = P_N$

3.4 Contrôle du convertisseur coté MADA

Le rôle principal du dispositif de contrôle du convertisseur MLI coté rotor est de régler un transfert indépendant et optimal des puissances active et réactive statoriques générées, où la figure 3.11 illustre le schéma bloc.

Dans le présent travail, la commande dite indirecte est proposée [7], où une seule boucle de régulation des courants rotoriques est conçue, dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine.

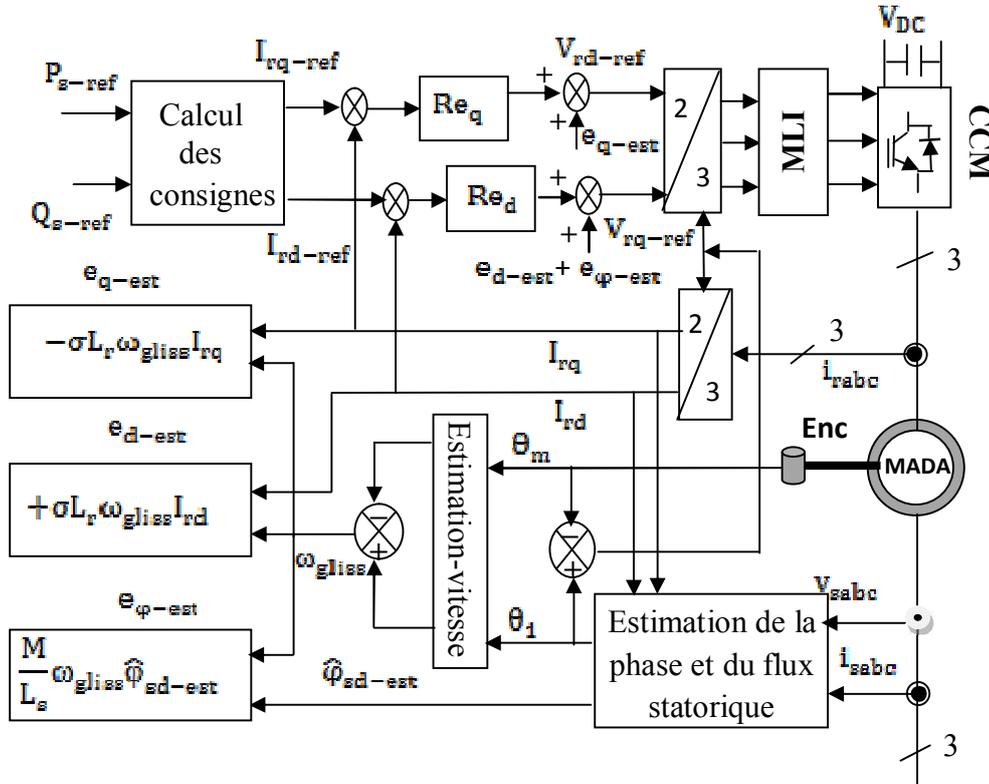


Fig 3.11 : Commande indirecte des puissances actives et réactives.

3.4.1 Calcul des consignes

Ce bloc calcule et envoie à sa sortie les courants rotoriques de référence I_{rq-ref} et I_{rd-ref} , images des puissances active et réactive statoriques de référence, déduits du système d'équations (2.33):

Le courant de référence en quadrature est l'image de la puissance active statorique de référence, donné par l'équation suivante :

$$I_{rq-ref} = -\frac{L_s}{v_{sq}} P_{s-ref} \quad (3.14)$$

Où P_{s-ref} est la puissance aérodynamique maximale extraite, réduite des pertes joules statorique et rotorique:

$$P_{s-ref} = P_{aero-max} - R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) - R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (3.15)$$

L'équation (2.33) peut être réécrite comme suit:

$$Q_s = \frac{M}{L_s} v_{sq} (i_{ms} - I_{rd}) \quad (3.16)$$

Pour un transfert nul de l'énergie réactive statorique avec le réseau ($Q_{s-ref} = 0$), l'équation (3.16) montre que la commande impose un courant rotorique direct égal au courant magnétisant:

$$I_{rd-ref} = i_{ms} \quad (3.17)$$

Le courant magnétisant est déduit de l'estimation du flux statorique

$$i_{ms} = \frac{1}{M} \hat{\Phi}_{s-est} \quad (3.18)$$

Estimation du flux

En considérant une orientation du flux statorique ($\varphi_{sd} = \varphi_s$), l'estimation du flux direct a été calculée à partir des mesures des courants statorique et rotorique, ainsi:

$$\hat{\varphi}_{s-d} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \quad (3.19)$$

3.4.2 Synthèse des contrôleurs des courants rotoriques

Dans le présent travail, deux algorithmes de contrôle des courants rotoriques sont proposés: le régulateur par mode glissant d'ordre supérieur (super-twisting), et celui à commande adaptative par modèle de référence (MRAC). Ce choix est justifié par le fait que ces lois de contrôle issues du théorème de stabilité de Lyapunov, permettant de contre-carer les variations paramétriques, ainsi que la variation de la perturbation.

3.4.2.1 Commande par mode glissant d'ordre deux

La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers les études théoriques rapportées. Ces principaux domaines d'application sont la robotique et les moteurs électriques, mais l'exploitation dans le contrôle des systèmes à énergie renouvelable et en particulier les génératrices est récente [8]. L'avantage que procure une telle commande et qui la rend aussi importante est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle.

Le mode glissant d'ordre 1 quoique simple à implémenter, son majeur inconvénient est le phénomène de broutement (chattering en anglais) qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs (la structure de cette commande est détaillée en annexe 3.2).

Pour faire face à ce problème, la commande par mode glissant d'ordre supérieur est adoptée. Cette technique généralise l'idée du mode glissant d'ordre un, où une commande d'ordre (n) agit sur les n dérivées de la surface de glissement, ce qui permet d'atténuer l'effet du broutement en gardant les propriétés principales de l'approche originale dont la robustesse. Le problème majeur de l'implémentation d'algorithmes utilisant le mode glissant d'ordre supérieur est la connaissance des (n) dérivées, alors que l'algorithme du supertwisting n'a besoin d'informations que sur la surface glissante S.

- **Description de l'algorithme supertwisting**

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{s}(\mathbf{t}, \mathbf{x}) \quad (3.21)$$

Avec : $\mathbf{x} \in \mathbf{U} \subset \mathbf{R}^n$ est le vecteur d'état, $\mathbf{u} \in \mathbf{U} \subset \mathbf{R}$ est l'entrée de la commande bornée, $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ et $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ sont des fonctions non linéaires continues et incertaines supposées bornées et S est la variable de glissement.

En dérivant S, deux fois par rapport au temps, on peut écrire $\dot{\mathbf{S}}$ et $\ddot{\mathbf{S}}$ sous les formes suivantes :

$$\dot{\mathbf{S}} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{t}} \mathbf{s}(\mathbf{t}, \mathbf{x}) + \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{s}(\mathbf{t}, \mathbf{x}) (\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u}) \quad (3.22)$$

$$\ddot{\mathbf{S}} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{t}} \dot{\mathbf{S}}(\mathbf{t}, \mathbf{x}, \mathbf{u}) + \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \dot{\mathbf{S}}(\mathbf{t}, \mathbf{x}, \mathbf{u}) \dot{\mathbf{x}} + \frac{\partial}{\partial \mathbf{u}} \dot{\mathbf{S}}(\mathbf{t}, \mathbf{x}, \mathbf{u}) \dot{\mathbf{u}}(\mathbf{t}) \quad (3.23)$$

L'objectif est la synthèse d'une commande (u), telle que les dérivées ($n-1$) de la surface soient maintenues nulles $\mathbf{S} = \dot{\mathbf{S}} = 0$ [9]-[10].

Des preuves d'existence d'une solution, ont été établies sous les conditions suivantes :

- La commande u est une fonction bornée $|u| \leq U_M$ pour tout t .
- Il existe u_1 dans $[0,1]$ telle que pour toute fonction continue $u(t)$ avec $|u(t)| > u_1$ quel que soit t , le produit $\mathbf{S}(t)u(t) > 0$ pour un ensemble fini de t .
- Il existe des constantes positives S_0, K_m, K_M, u_0 avec $u_0 < U_M$ tel que :

$$\text{Si } |\mathbf{S}(t, \mathbf{x})| < S_0 \text{ alors } 0 < K_m \leq \frac{\partial}{\partial u} \dot{\mathbf{S}}(t, \mathbf{x}, u) \leq K_M \quad \forall u \quad (3.24)$$

L'ensemble $\{t, \mathbf{x}, u: |\mathbf{S}(t, \mathbf{x})| < S_0\}$ est appelé région linéaire.

- Il existe une constante positive ψ dans la région linéaire, telle que :

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{\mathbf{S}}(t, \mathbf{x}, u) + \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \dot{\mathbf{S}}(t, \mathbf{x}, u) \dot{\mathbf{x}} \right| \leq \psi \quad (3.25)$$

Il existe alors une loi de commande $u = \varphi(\mathbf{S}, \dot{\mathbf{S}})$ qui permet de rejoindre, en temps fini la surface $\mathbf{S} = \{\mathbf{x}: \mathbf{S} = \dot{\mathbf{S}} = 0\}$ représentée par l'origine (0,0) dans le plan de phase $(\mathbf{S}, \dot{\mathbf{S}})$.

Ainsi la loi de commande est une combinaison de deux termes. Le premier terme est une fonction continue de la variable de glissement, et le second est une dérivée temporelle discontinue, et s'écrit sous la forme suivante :

$$u = u_1 + u_2 \quad (3.26)$$

Avec :

$$\dot{u}_1 = -\alpha \text{sign}(\mathbf{S}) \quad (3.27)$$

$$u_2 = -\beta |\mathbf{S}|^p \text{sign}(\mathbf{S}) \quad (3.28)$$

Pour une convergence du système en un temps fini, les gains peuvent être choisis de manière à satisfaire les inégalités suivantes :

$$\beta > \frac{\psi}{K_m} \quad (3.29)$$

$$\alpha^2 \geq \frac{4\psi}{K_m^2} \frac{K_M(\beta + \psi)}{K_m(\beta - \psi)} \quad (3.30)$$

Et $0 < p < 0.5$

Cet algorithme a pour avantage de ne pas nécessiter la connaissance du signe de la dérivée de la surface S . En fait, la mesure de ce dernier en temps réel est très difficile à cause du bruit [11].

- **Conception des contrôleurs supertwisting des courants rotoriques**

Pour permettre un suivi adéquat des consignes des courants rotoriques, en dépit des variations des paramètres et des perturbations, on définit les deux surfaces suivantes :

$$\sigma_d = I_{rd} - I_{rd-ref} \quad (3.31)$$

$$\sigma_q = I_{rq} - I_{rq-ref} \quad (3.32)$$

En fait, le courant rotorique direct assure un fonctionnement à $Q_s = 0$ alors que le courant rotorique en quadrature contrôle la puissance active statorique permettant un fonctionnement en mode MPPT (zone B ou mode1).

En reprenant le modèle d'état de la MADA équations (2.29), les dérivées des surfaces selon l'axe direct et l'axe en quadrature peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\dot{\sigma}_d = \frac{1}{L_r\sigma} V_{rd} + \frac{1}{L_r\sigma} (-R_r I_{rd} + g\omega_s L_r \sigma I_{rq}) - \dot{I}_{rd-ref} \quad (3.33)$$

$$\dot{\sigma}_q = \frac{1}{L_r\sigma} V_{rq} + \frac{1}{L_r\sigma} \left(-R_r I_{rq} - g\omega_s L_r \sigma I_{rd} - g\omega_s \varphi_s \left(\frac{M}{L_s} \right) \right) - \dot{I}_{rq-ref} \quad (3.34)$$

En posant G_1 et G_2 telles que :

$$G_1 = \frac{1}{L_r\sigma} (-R_r I_{rd} + g\omega_s L_r \sigma I_{rq}) - \dot{I}_{rd-ref} \quad (3.35)$$

$$G_2 = \frac{1}{L_r\sigma} \left(-R_r I_{rq} - g\omega_s L_r \sigma I_{rd} - g\omega_s \varphi_s \left(\frac{M}{L_s} \right) \right) - \dot{I}_{rq-ref} \quad (3.36)$$

Il vient alors :

$$\ddot{\sigma}_d = \frac{1}{L_r\sigma} \dot{V}_{rd} + \dot{G}_1 \quad (3.37)$$

$$\ddot{\sigma}_q = \frac{1}{L_r\sigma} \dot{V}_{rq} + \dot{G}_2 \quad (3.38)$$

Considérons la commande suivante selon l'axe d:

$$\text{Où} \quad \begin{cases} V_{rd-ref} = u_1 + u_2 \\ \dot{u}_1 = -\alpha_1 \text{sign}(\sigma_d) \\ u_2 = -\beta_1 |\sigma_d|^{0.5} \text{sign}(\sigma_d) \end{cases} \quad (3.39)$$

Et la commande selon l'axe q :

$$\text{Où} \quad \begin{cases} V_{rq-ref} = w_1 + w_2 \\ \dot{w}_1 = -\alpha_2 \text{sign}(\sigma_q) \\ w_2 = -\beta_2 |\sigma_q|^{0.5} \text{sign}(\sigma_q) \end{cases} \quad (3.40)$$

Avec les constantes positives $\alpha_i, \beta_i, \psi_i$ ($i=1,2$) qui satisfaisant les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \beta_i > \frac{\psi_i}{L_r\sigma} \\ \alpha_i^2 \geq \frac{4\psi_i(\beta_i + \psi_i)}{L_r^2 \sigma^2 (\beta_i - \psi_i)} \\ |\dot{G}_i| < \psi_i \end{cases} \quad (3.41)$$

3.4.2.2 Commande adaptative par modèle de référence

Pour palier à certains inconvénients de la commande classique, la commande adaptative par modèle de référence (MRAC), trouve son efficacité pour un système dont les paramètres sont fortement variables ou inconnus, en ajustant le mécanisme du contrôle suivant ses variations. La figure 3.12, illustre le schéma de principe d'une telle structure de commande :

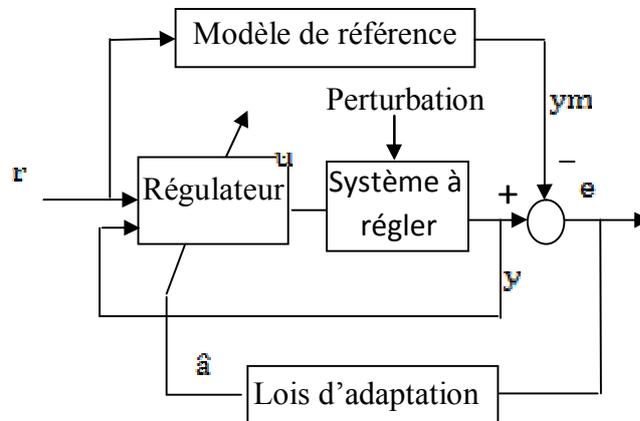


Fig 3.12 : Schéma bloc de la commande adaptative par modèle de référence

On peut distinguer quatre parties : le modèle du système dont les paramètres ne sont pas connus, un modèle de référence dont la fonction de transfert est de même ordre que celui du modèle réel, un contrôleur avec des paramètres ajustables et un bloc des lois d'adaptation ayant le rôle d'ajuster les paramètres du contrôleur de sorte que l'erreur de poursuite entre les réponses du modèle réel et de référence, converge vers zéro.

- **Conception du régulateur adaptative à modèle de référence**

Dans ce qui suit, on expose les lois d'adaptation du régulateur MRAC, inspirées d'une commande par retour d'état avec poursuite de consigne. L'équation (3.42) donne la dynamique du système à régler, linéaire déterministe [12]:

$$\dot{y} = -a_p y + b_p u \quad (3.42)$$

Où les constantes a_p et b_p sont inconnues.

Pour une commande adaptative performante le choix du modèle de référence est du même ordre que le système réel, donné par l'équation (3.43) :

$$\dot{y}_m = -a_m y_m + b_m r(t) \quad (3.43)$$

Où la constante a_m désigne un pôle placé désiré, et b_m reflète le gain en boucle fermé.

La conception du régulateur adaptatif passe par deux étapes dont, le choix de la loi de commande et des lois d'adaptation.

Choix de la loi de commande :

L'équation (3.44) représente la structure de commande du régulateur adaptatif. Cette dernière est de type retour d'état:

$$u = \hat{a}_r(t) r + \hat{a}_y(t) y \quad (3.44)$$

Avec : $\hat{a}_r(t)$ et $\hat{a}_y(t)$ sont les gains adaptatifs par retour d'état.

L'expression (3.42) de la dynamique en boucle fermée peut être réécrite en utilisant l'équation (3.44) :

$$\dot{y} = -(a_p - \hat{a}_y b_p) y + \hat{a}_r b_p r \quad (3.45)$$

Il existe des paramètres de valeurs nominales données comme suit :

$$\begin{aligned} a_r^* &= \frac{b_m}{b_p} \\ a_y^* &= \frac{(a_p - a_m)}{b_p} \end{aligned} \quad (3.46)$$

L'expression (3.46) permet d'écrire la dynamique de la boucle fermée du système réel de façon identique à la dynamique du modèle de référence, et l'erreur de poursuite est zéro :

$$\dot{y} = -a_m y + b_m r \quad (3.47)$$

Choix des lois d'adaptation

Si les paramètres a_p et b_p du système ne sont pas connus, alors les coefficients de la commande (\hat{a}_r, \hat{a}_y) sont déterminés d'une façon adaptative en se basant sur l'erreur de poursuite ($y - y_m$). Pour ce faire, on détermine l'erreur de poursuite et les erreurs sur paramètres, données respectivement par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} e &= y - y_m \\ \tilde{\alpha} &= \begin{bmatrix} \tilde{\alpha}_r \\ \tilde{\alpha}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{a}_r - a_r^* \\ \hat{a}_y - a_y^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.48)$$

La dynamique de l'erreur de poursuite peut être déterminée par la soustraction des équations (3.45) et (3.43) :

$$\dot{e} = -a_m e + b_p (\tilde{\alpha}_r r + \tilde{\alpha}_y y) \quad (3.49)$$

De l'équation (3.49), on peut déduire la relation entre l'erreur de poursuite et les erreurs des paramètres :

$$e = \frac{1}{a_r^*} \left(\frac{b_m}{p + s_m} \right) (\tilde{\alpha}_r r + \tilde{\alpha}_y y) \quad (3.50)$$

On trouve la forme de l'équation (3.50) dans le lemme (8.1) de [13], dont il suggère les lois d'adaptation comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{a}}_r = -\text{sgn}(b_p) \gamma_e r \\ \dot{\hat{a}}_y = -\text{sgn}(b_p) \gamma_e y \end{cases} \quad (3.51)$$

Avec : γ une constante positif représentant le gain d'adaptation.

Analyse de convergence:

Pour l'analyse de convergence et de stabilité des lois de contrôle déduites, on choisit la fonction de Lyapunov définie positive:

$$V(e, \tilde{a}_r, \tilde{a}_y) = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2\gamma} |\mathbf{b}_p| (\tilde{a}_r^2 + \tilde{a}_y^2) \quad (3.52)$$

La dérivée de l'équation (3.52) peut être écrite par l'expression suivante:

$$\dot{V} = e\dot{e} + \frac{1}{\gamma} |\mathbf{b}_p| (\tilde{a}_r \dot{\tilde{a}}_r + \tilde{a}_y \dot{\tilde{a}}_y) \quad (3.53)$$

En remplaçant les équations (3.51) et (3.52) dans l'équation (3.53) on obtient la dérivée de la fonction de Lyapunov semi-définie négative :

$$\dot{V} = -a_m e^2 \leq 0 \quad (3.54)$$

Ce qui prouve une superposition de la réponse du modèle à celle du système en boucle fermée.

- **Synthèse des régulateurs MRAC des courants rotoriques**

On reporte ci-dessous les deux équations d'états des courants rotoriques :

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{L_r\sigma} (V_{rd} - R_r I_{rd} + P_d) \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{L_r\sigma} (V_{rq} - R_r I_{rq} + P_q) \end{cases} \quad (3.55)$$

Ces équations sont de forme linéaire, non déterministe. Les expressions des perturbations qui désignent le couplage des deux axes d et q sont données ainsi:

$$\begin{cases} P_d = \omega_r L_r \sigma I_{rq} - \frac{M}{L_s} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ P_q = -\omega_r L_r \sigma I_{rd} - \omega_r \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \end{cases} \quad (3.56)$$

On définit les deux modèles de référence des courants rotoriques permettant d'obtenir une dynamique adéquate :

$$\begin{cases} \frac{dI_{rdm}}{dt} = -a_{md} I_{rdm} + b_{md} I_{rd-ref} \\ \frac{dI_{rqm}}{dt} = -a_{mq} I_{rqm} + b_{mq} I_{rq-ref} \end{cases} \quad (3.57)$$

Il est à noter que la dynamique désirée des deux axes a été choisie identique.

Les lois de commande sont choisies sous forme de l'équation (3.44) :

$$\begin{cases} V_{rd-ref} = \hat{a}_{rd} I_{rd-ref} + \hat{a}_{yd} I_{rd} + \hat{a}_{pd} P_d \\ V_{rq-ref} = \hat{a}_{rq} I_{rq-ref} + \hat{a}_{yq} I_{rq} + \hat{a}_{pq} P_q \end{cases} \quad (3.58)$$

Les gains adaptatifs \hat{a}_{pd} et \hat{a}_{pq} sont ajoutés pour annuler l'effet des perturbations.

En tenant compte des lois de commandes ci-dessus, la dynamique du système en boucle fermée est illustrée dans l'expression suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} [-(R_r - \hat{a}_{yd}) I_{rd} + \hat{a}_{rd} I_{rd-ref} + (\hat{a}_{pd} - 1) P_d] \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} [-(R_r - \hat{a}_{yq}) I_{rq} + \hat{a}_{rq} I_{rq-ref} + (\hat{a}_{pq} - 1) P_q] \end{cases} \quad (3.59)$$

Les valeurs nominales des gains adaptatifs pour lesquelles le modèle du système réel (3.59) poursuit le modèle de référence (3.57), avec une erreur nulle, sont données dans les équations (3.60) et (3.61) pour les deux régulateurs direct et en quadrature des courants rotoriques

$$\begin{cases} a_{rd}^* = b_{md} L_r \sigma \\ a_{yd}^* = R_r - a_{md} L_r \sigma \\ a_{pd}^* = 1 \end{cases} \quad (3.60)$$

$$\begin{cases} a_{rq}^* = b_{mq} L_r \sigma \\ a_{yq}^* = R_r - a_{mq} L_r \sigma \\ a_{pq}^* = 1 \end{cases} \quad (3.61)$$

Ainsi, l'élaboration des gradients des gains adaptatifs des régulateurs des deux axes sont alors données :

$$\begin{cases} \dot{\hat{a}}_{rd} = -\gamma e_d I_{rd-ref} \\ \dot{\hat{a}}_{yd} = -\gamma e_d I_{rd} \\ \dot{\hat{a}}_{pd} = -\gamma e_d P_d \end{cases} \quad (3.62)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{a}}_{rq} = -\gamma e_q I_{rq-ref} \\ \dot{\hat{a}}_{yq} = -\gamma e_q I_{rq} \\ \dot{\hat{a}}_{pq} = -\gamma e_q P_q \end{cases} \quad (3.63)$$

Où, les erreurs de poursuite sont données par le système (3.64) :

$$\begin{cases} e_d = I_{rd} - I_{rdm} \\ e_q = I_{rq} - I_{rqm} \end{cases} \quad (3.64)$$

Pour prouver la convergence de la technique choisie, on définit les deux fonctions de Lyapunov, définies positives relatives aux deux axes d et q respectivement:

$$\begin{cases} V_d(e_d, \tilde{a}_{rd}, \tilde{a}_{yd}, \tilde{a}_{pd}) = \frac{e_d^2}{2} + \frac{1}{2\gamma\sigma L_r} (\tilde{a}_{rd}^2 + \tilde{a}_{yd}^2 + \tilde{a}_{pd}^2) \\ V_q(e_q, \tilde{a}_{rq}, \tilde{a}_{yq}, \tilde{a}_{pq}) = \frac{e_q^2}{2} + \frac{1}{2\gamma\sigma L_r} (\tilde{a}_{rq}^2 + \tilde{a}_{yq}^2 + \tilde{a}_{pq}^2) \end{cases} \quad (3.65)$$

L'élaboration de la première dérivée des fonctions V_d et V_q permet de tester la stabilité du système en boucle fermée.

$$\begin{cases} \dot{V}_d = e_d \dot{e}_d + \frac{1}{\gamma \sigma L_r} (\tilde{a}_{rd} \tilde{a}'_{rd} + \tilde{a}_{yd} \tilde{a}'_{yd} + \tilde{a}_{pd} \dot{a}_{pd}) \\ \dot{V}_q = e_q \dot{e}_q + \frac{1}{\gamma \sigma L_r} (\tilde{a}_{rq} \tilde{a}'_{rq} + \tilde{a}_{yq} \tilde{a}'_{yq} + \tilde{a}_{pq} \dot{a}_{pq}) \end{cases} \quad (3.66)$$

En remplaçant les équations (3.62)-(3.64), les dérivées \dot{V}_d et \dot{V}_q s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{V}_d = -a_{md} e_d^2 \\ \dot{V}_q = -a_{mq} e_q^2 \end{cases} \quad (3.67)$$

Avec un choix des paramètres a_{md} et a_{mq} des modèles de référence strictement positifs, les dérivées des fonctions V_d et V_q sont strictement négatives, ce qui permet la convergence et la stabilité du système.

3.4.3 Contrôle rapproché du convertisseur

Pour le contrôle rapproché du convertisseur coté rotor, la technique MLI sinus-triangle a été adoptée, où les tensions triphasées modulées sont obtenues via la transformation inverse de Park des tensions V_{rd-ref} et V_{rq-ref} comme le montre la figure 3.13.

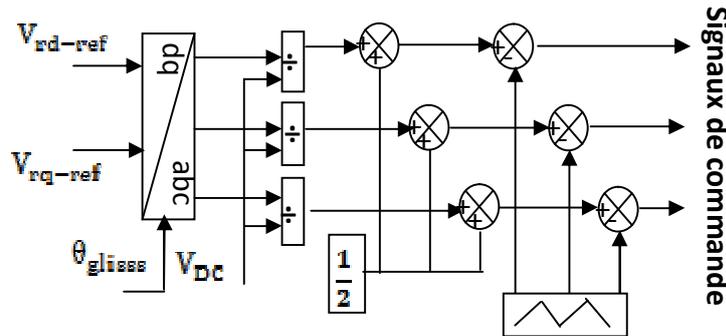


Fig 3.13 : Control rapproché du convertisseur

3.5 Contrôle du convertisseur coté réseau

L'objectif du contrôle du convertisseur coté réseau consiste à réguler la tension du bus continu et à contrôler les puissances active et réactive transitées vers le réseau en mode sur-synchronisme.

3.5.1 Contrôle du bus continu

En négligeant les harmoniques dues aux commutations, les pertes dans la résistance du filtre et dans les convertisseurs, la puissance apparaissant dans le circuit rotorique correspond à la puissance issue du bus continu additionnée à la puissance issue du réseau (fonctionnement hyper synchrone) [14].

$$P_r = P_{DC} + P_R \quad (3.68)$$

La régulation de la tension du bus continu est obtenue via un contrôleur proportionnel-intégral (PI), donnant à sa sortie le courant capacitif de référence:

$$I_{c-ref} = Re(V_{DC-ref} - V_{DC}) \quad (3.69)$$

La consigne de la tension (V_{DC}) est choisie supérieure à la valeur crête des tensions composées apparaissant du côté du filtre soit : $V_{DC-ref} \geq \sqrt{6}V_s$

La régulation du bus continu permet ainsi de transiter la puissance de glissement vers le réseau.

Le schéma bloc du contrôle du bus continu est montré dans la figure 3.14.

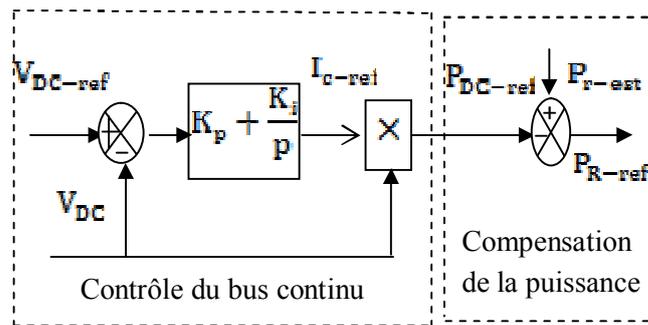


Fig 3.14 : Control du bus continu

De l'équation (3.68) on peut déduire:

$$P_{R-ref} = P_{r-est} - P_{DC-ref} \quad (3.70)$$

Il a été montré qu'avec la compensation de la puissance, les variations de la tension du bus continu sont réduites [15].

3.5.2 Contrôle du convertisseur coté réseau

De manière analogue à la commande du convertisseur coté rotor, une commande découplée des puissances active et réactive transitées coté réseau est proposée. Elle est basée sur un second repère tournant de Park orienté selon le vecteur tension du réseau de manière à ce que sa composante en quadrature soit nulle: $E_q = 0$, $E_d = E$ (valeur efficace de la tension composée du réseau).

La commande indirecte de la puissance active et réactive est accomplie par l'asservissement des courants en quadrature et direct à la sortie du convertisseur, I_{qf-ref} et I_{df-ref} respectivement. Ces courants sont asservis par deux correcteurs qui génèrent les références des tensions à appliquer (V_{md-ref} , V_{mq-ref}). Le courant d'axe direct est utilisé pour réguler la tension du bus continu et celui d'axe en quadrature pour réguler la puissance réactive.

Pour ce faire, deux régulateurs PI sont conçus. Le schéma bloc du contrôle correspondant est représenté sur la figure 3.15.

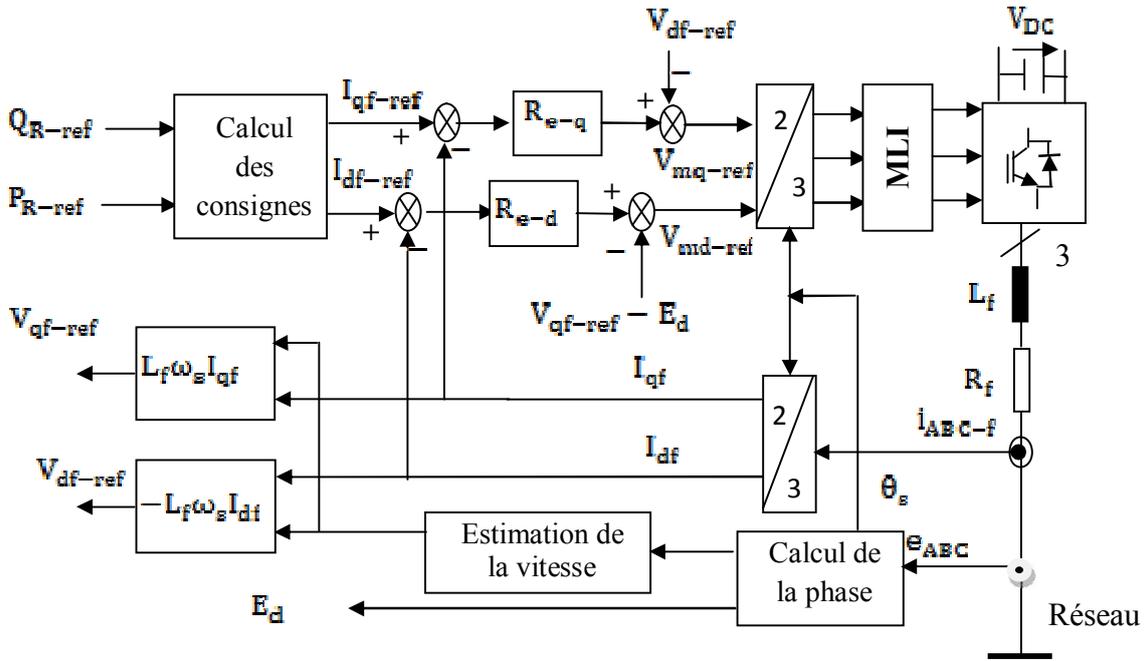


Fig 3.15 : Schéma bloc du Contrôle du convertisseur coté réseau.

3.5.2.1 Calcul des consignes

Les puissances active et réactive transitées via le convertisseur coté réseau, exprimées dans le repère de Park peuvent être écrites comme suit :

$$P_R = E_d I_{df} + E_q I_{qf} \quad (3.71)$$

$$Q_R = E_q I_{df} - E_d I_{qf} \quad (3.72)$$

Pour une orientation de la tension statorique selon l'axe (d), et en négligeant les pertes dans le filtre de courant, on peut écrire :

$$V_{mq} = E_q = 0 \quad (3.73)$$

$$V_{md} = E_d = E \quad (3.74)$$

Les expressions des puissances active P_R et réactive Q_R peuvent être simplifiées, ainsi:

$$P_R = E_d I_{df} \quad (3.75)$$

$$Q_R = -E_d I_{qf} \quad (3.76)$$

Les courants de référence qui permettent d'imposer les puissances de référence sont alors donnés par :

$$I_{df-ref} = \frac{P_{R-ref}}{E_d} \quad (3.77)$$

$$I_{qf-ref} = \frac{-Q_{R-ref}}{E_d} \quad (3.78)$$

3.5.2.2 Synthèse des régulateurs des courants

Les équations électriques diphasées du filtre (R-L) coté réseau, pour un référentiel lié au champ tournant sont soumises sous la forme:

$$V_{md} = R_f I_{df} + L_f \frac{dI_{df}}{dt} - \omega_s L_f I_{qf} + E_d \quad (3.79)$$

$$V_{mq} = R_f I_{qf} + L_f \frac{dI_{qf}}{dt} + \omega_s L_f I_{df} + E_q \quad (3.80)$$

Où, les tensions de couplage entre les deux axes d-q sont exprimées par:

$$V_{qf-ref} = +\omega_s L_f I_{df} \quad (3.81)$$

$$V_{df-ref} = -\omega_s L_f I_{qf} \quad (3.82)$$

Les deux composantes directe et en quadrature du courant du filtre sont contrôlées par deux correcteurs de type PI qui génèrent les références des tensions à appliquer à la commande rapproché du convertisseur coté réseau (V_{md-ref} et V_{mq-ref}).

Le modèle du système utilisé pour calculer le régulateur PI est donné sur la figure 3.16.

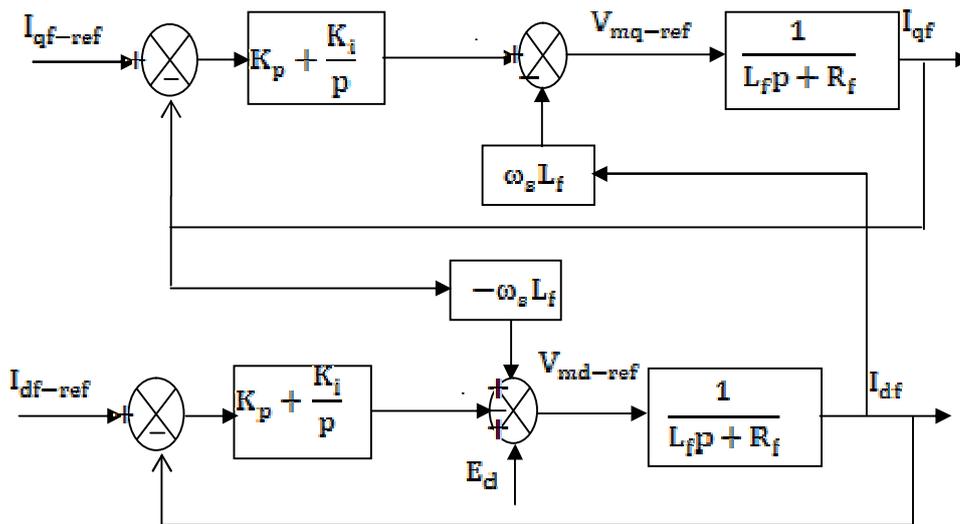


Fig 3.16 : Structure de contrôle des courants du convertisseur cote réseau.

3.6 Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment et valider les algorithmes des commandes, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure de commande découplée des puissances actives et réactives de la génératrice à double alimentation d'une MADA (dont les paramètres sont fournis en annexe 3.3), avec un bloc MPPT qui sert à donner la référence de la puissance active.

Ce système a été simulé sous l'environnement MATLAB/SIMULINK et les séries de simulations conduites servent à remplir les objectifs suivants:

- la comparaison des algorithmes MPPT (discutés ci-dessus) pour l'extraction maximale de la puissance aérodynamique.
- Comparaison des performances des différents régulateurs discutés précédemment.
- Contrôle vectoriel de la MADA en considérant deux types de fonctionnement:
 - Fonctionnement sous synchronisme.
 - Fonctionnement en hypo et en hyper-synchronisme

3.6.1 Comparaison des différents MPPT

Dans cette section, on procède à la simulation de la partie mécanique du système éolien en utilisant les modèles mathématiques établis précédemment, englobant le modèle de la turbine, le multiplicateur de vitesse et l'arbre mécanique. La vitesse du vent et le couple électromagnétique fourni par la MADA constituent les entrées du système, tandis que la puissance aérodynamique et la vitesse mécanique forment les sorties. En fait, sur ce même système sont appliqués et comparés les différents algorithmes MPPT décrits précédemment, et en ignorant pour l'instant le comportement de la partie restante du système (MADA+réseau). Ces séries de simulations ont été conduites pour un profil du vent ayant une valeur moyenne de (5.5m/s) plus une composante oscillante simulant les variations aléatoires de cette vitesse en site réel (Annexe 3.4).

Sur la figure 3.17 sont illustrées les performances issues de l'application de l'MPPT classique, avec commande en vitesse. Il est à rappeler que pour cette technique, une vitesse de référence est obtenue en connaissant la caractéristique de la voilure.

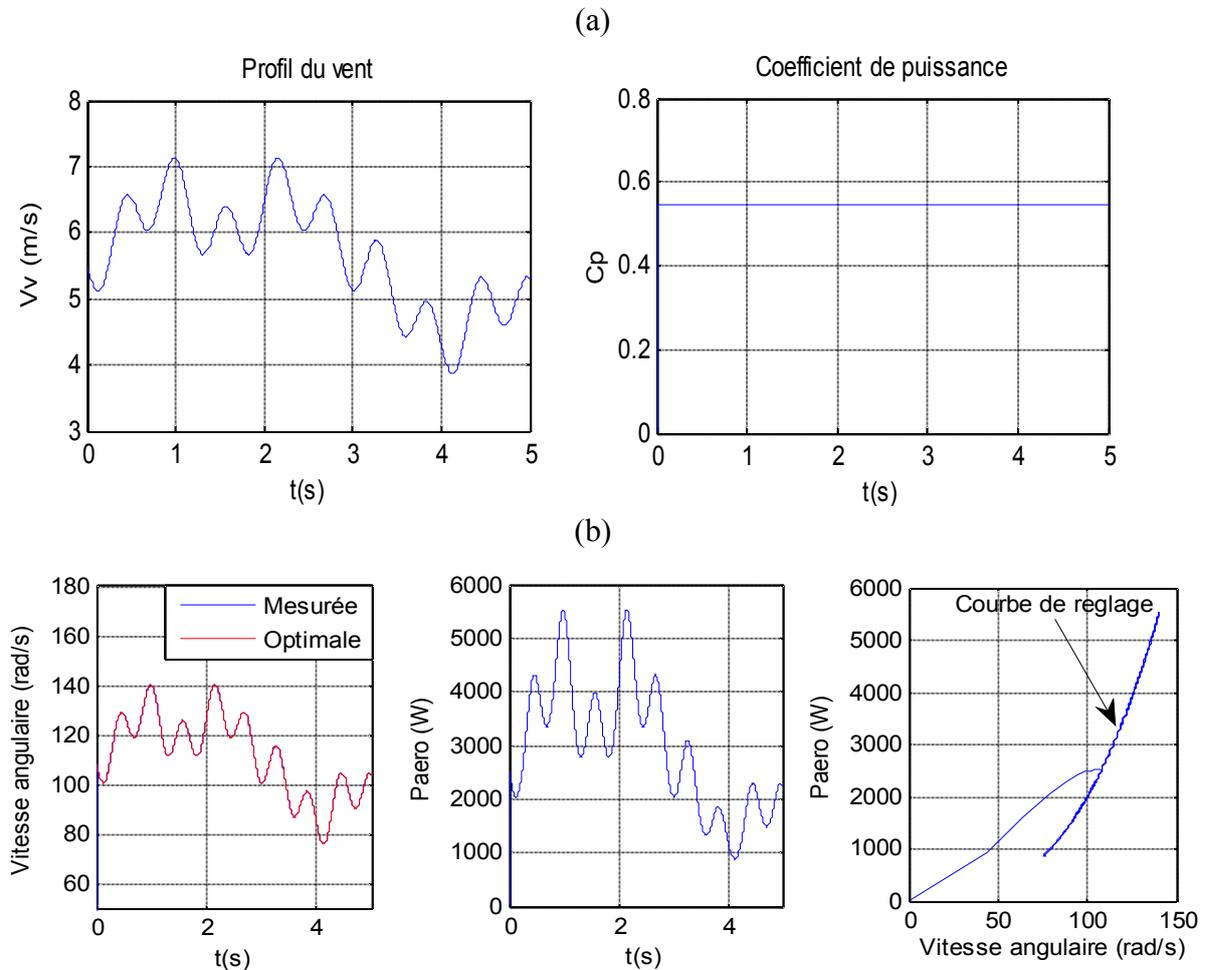


Fig 3.17: Résultats de l'MPPT par commande en vitesse.

De ces allures, les remarques suivantes sont extraites:

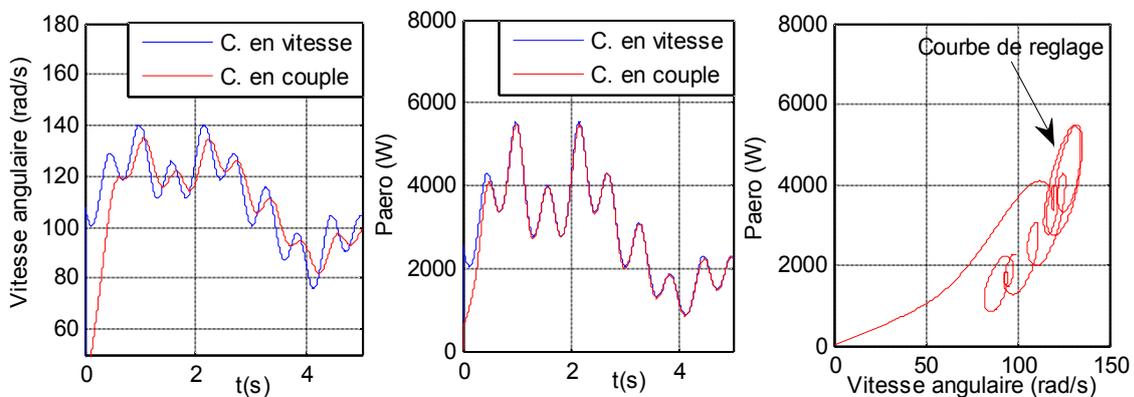
- La figure 3.17.b montre un très bon suivi de la référence de vitesse pour toute la plage de variation de la vitesse du vent, ce qui permet d'extraire le maximum de la puissance

aérodynamique de la turbine qui varie d'une façon monotone avec le profil de la vitesse du vent. Cela fait, le coefficient de puissance est maintenu à sa valeur optimum ($C_p=0.5479$) figure 3.17.a.

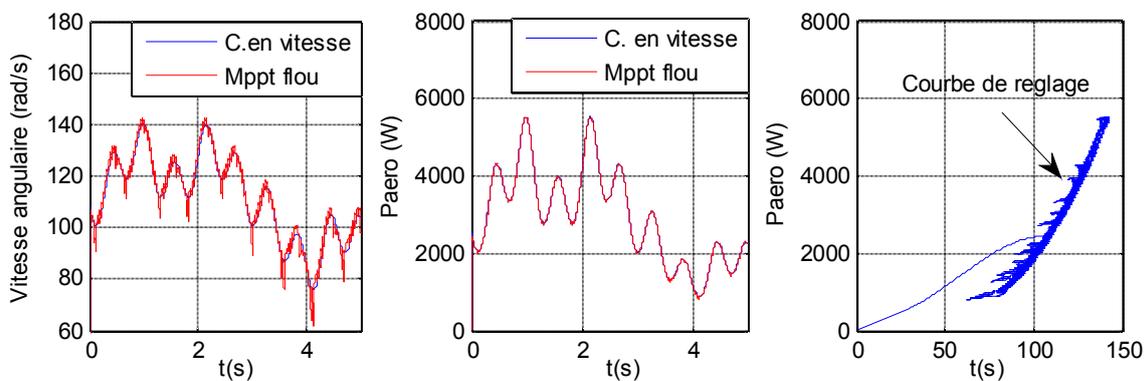
- La régulation adéquate de la vitesse de rotation a permis d'obtenir, une caractéristique de réglage dans le plan (P_{aero}, Ω_m) de trajectoire étroite, permettant ainsi de minimiser les pertes de la puissance aérodynamique optimale.

En dépit des inconvénients physiques cités ci-dessus de l'algorithme MPPT par commande en vitesse, les résultats de simulation précédente montre son efficacité en régime dynamique et permanent. Par suite, la figure 3.18 montre une comparaison des autres algorithmes MPPT cités précédemment, et en prenant comme référence les résultats de simulation de la figure 3.17.

La figure 3.18.a montre les performances de l'MPPT par commande en couple. On remarque clairement un suivi parfait de la variation de la vitesse du vent, mais contrairement à la première technique, un écart notable par rapport à la vitesse optimale est obtenu, diminuant ainsi la puissance extraite. Cela, se traduit directement sur la courbe de réglage, qui présente un chemin oscillant aux alentours de l'optimum. Ces déviations des consignes peuvent être expliquées par l'hypothèse qui néglige le couple dynamique et celui de frottement dans cet algorithme.



(a) Résultats de l'MPPT par commande en couple.



(b) Résultats de l'MPPT fluou.

Fig 3.18 : Résultats de simulation des algorithmes MPPT

Contrairement aux algorithmes précédents, qui supposent une connaissance parfaite de la voilure, la figure 3.18.b montre les performances d'un MPPT intelligent basé sur la logique floue. De ces caractéristiques, les conclusions suivantes sont tirées:

- Contrairement à l'MPPT en couple une superposition presque totale avec les vitesses optimales est remarquée; permettant ainsi de minimiser l'écart avec la puissance aérodynamique maximale.
- La plage d'oscillation des points optimums sur la courbe de réglage est alors rétrécie, ce qui prouve une efficacité notable de l'algorithme MPPT flou proposé.

Vu la difficulté d'obtenir avec exactitude, la voilure de la turbine en site réel, l'MPPT flou est plus compétitif et qui sera adopté pour le reste du travail.

3.6.2 Analyse des performances des structures de contrôle

Le but dans cette partie est de réaliser une comparaison entre les trois commandes présentées ci-dessus. Cette comparaison est effectuée à partir d'une série de tests durant le fonctionnement en régime permanent de la MADA.

Pour mettre en exergue le degré de robustesse des structures de commande de la MADA, les séries de simulations suivantes traitent:

- Les variations des puissances statoriques active et réactive.
- Les variations de la vitesse de rotation.
- Les variations des résistances statoriques et rotoriques, qui varient en fait suivant le point de fonctionnement.

Pour permettre une conclusion rapide sur les performances des différents régulateurs, les trois tests sont conduits sur un seul intervalle de temps et en modélisant l'onduleur coté rotor par une fonction de transfert du premier ordre.

Conditions des essais:

Au départ la machine est entraînée à 142 rad/s

De 0 à 2s: les puissances de référence sont fixées à ($P_{s-ref} = -2000W$ et $Q_{s-ref} = 0$).

À t=2 s : échelon de puissance active (P_{s-ref} passe de -2000W à -5000W)

À t=2.5s : échelon de puissance réactive (Q_{s-ref} passe de 0 à 2000VAR)

À t=3.5s : la vitesse passe brusquement de (142rad/s à 150rad/s)

À t=4.5s : les résistances statorique et rotorique sont augmentés de 50%

Sur les figures (3.19.a), (3.19.b) et (3.19.c) sont illustrés les résultats de la puissance active en appliquant, le régulateur par mode glissant d'ordre1(MG1), d'ordre2 (MG2-supertwisting), et le régulateur adaptatif à modèle de référence (MRAC) respectivement; alors que les allures (3.20.a), (3.20.b) et (3.20.c) concernent les résultats de la puissance réactive.

De ces résultats, les remarques suivantes sont extraites:

- Les trois régulateurs incorporés présentent une robustesse notable vis-à-vis de la poursuite des consignes. Toutefois nous pouvons observer la présence d'une erreur

statique sur les puissances mesurées par rapport à leurs références, le tableau 3.2 récapitule l'amplitude des écarts observés pour les trois types de contrôle. Ceci est du fait que le contrôle des puissances est un contrôle indirect à travers les courants rotoriques direct et en quadrature figure 3.21, déduit à partir du modèle simplifié qui néglige la résistance R_s .

- Un découplage parfait entre les deux axes est respecté lors des variations de la vitesse de rotation ainsi que les variations des paramètres de la machine, ce qui montre un excellent rejet des perturbations des trois régulateurs.

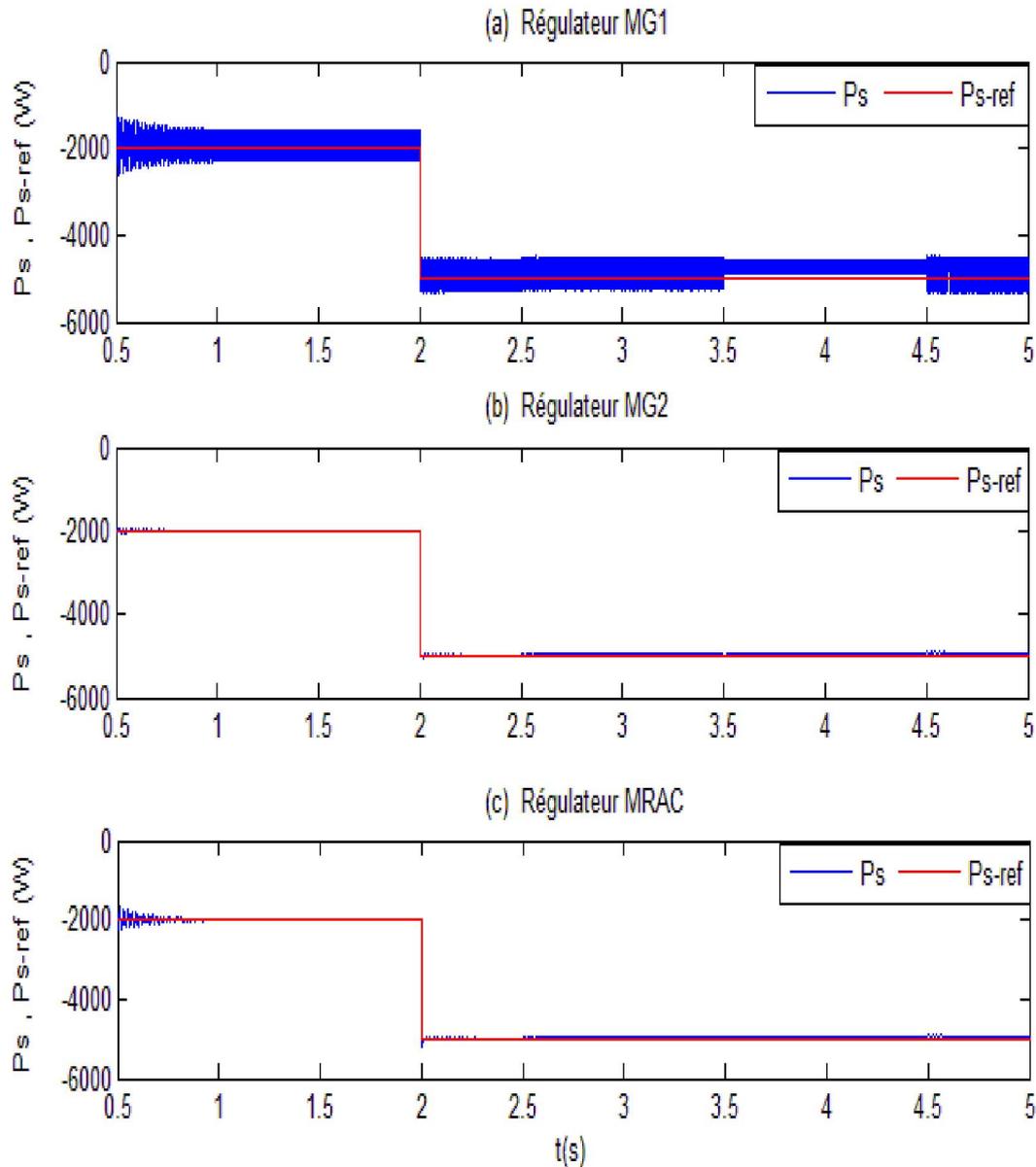


Fig 3.19: Allures des puissances actives.

De même, sur les figures (3.21.a), (3.21.b) et (3.21.c) sont représentées les allures des composantes direct et en quadrature des courants rotoriques avec leurs références. Pour mettre en exergue l'aptitude des trois régulateurs à suivre leurs consignes, sur le tableau 3.3 sont dressées les deux indices de performances suivants :

L'indice de performance (IAE), ou l'intégrale de l'erreur absolue:

$$IAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (3.83)$$

L'indice de performance (ISE), l'intégrale du carré de l'erreur:

$$ISE = \int_0^t e^2(t) dt \quad (3.84)$$

Où e_d et e_q sont respectivement les erreurs des courants rotoriques direct et en quadrature mesurés par rapport à leurs références. On peut alors remarquer que le régulateur (MRAC) et le régulateur par mode glissant d'ordre2 (MG2) présentent une supériorité notable, comparés au régulateur par mode glissant d'ordre1 (MG1), et présentent ainsi des critères de performances plus faibles.

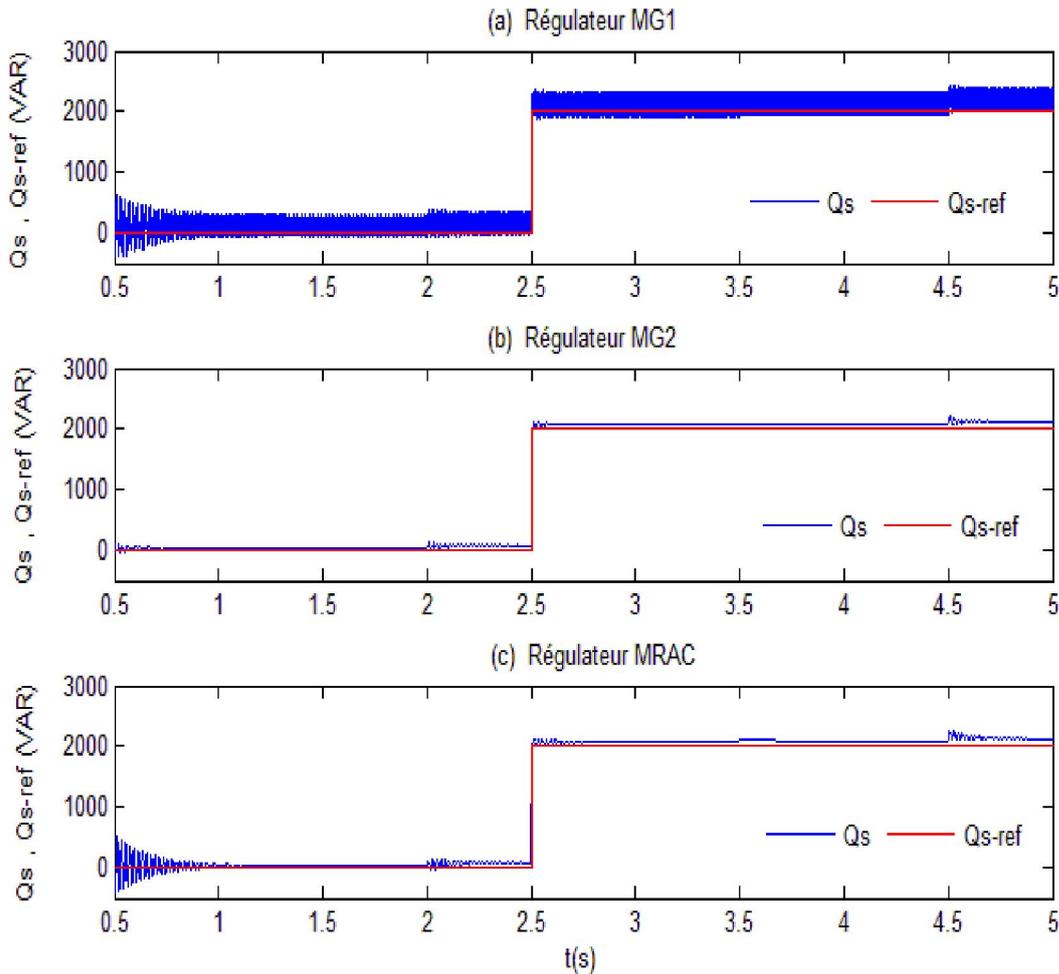


Fig 3.20: Allures des puissances réactives

| | MG1 | MG2 | MRAC |
|--------------|------|------|------|
| ΔP_s | 2% | 1.2% | 1.1% |
| ΔQ_s | 6.5% | 6% | 6% |

Tableau 3.2: Écarts observés par rapport aux grandeurs de consigne.

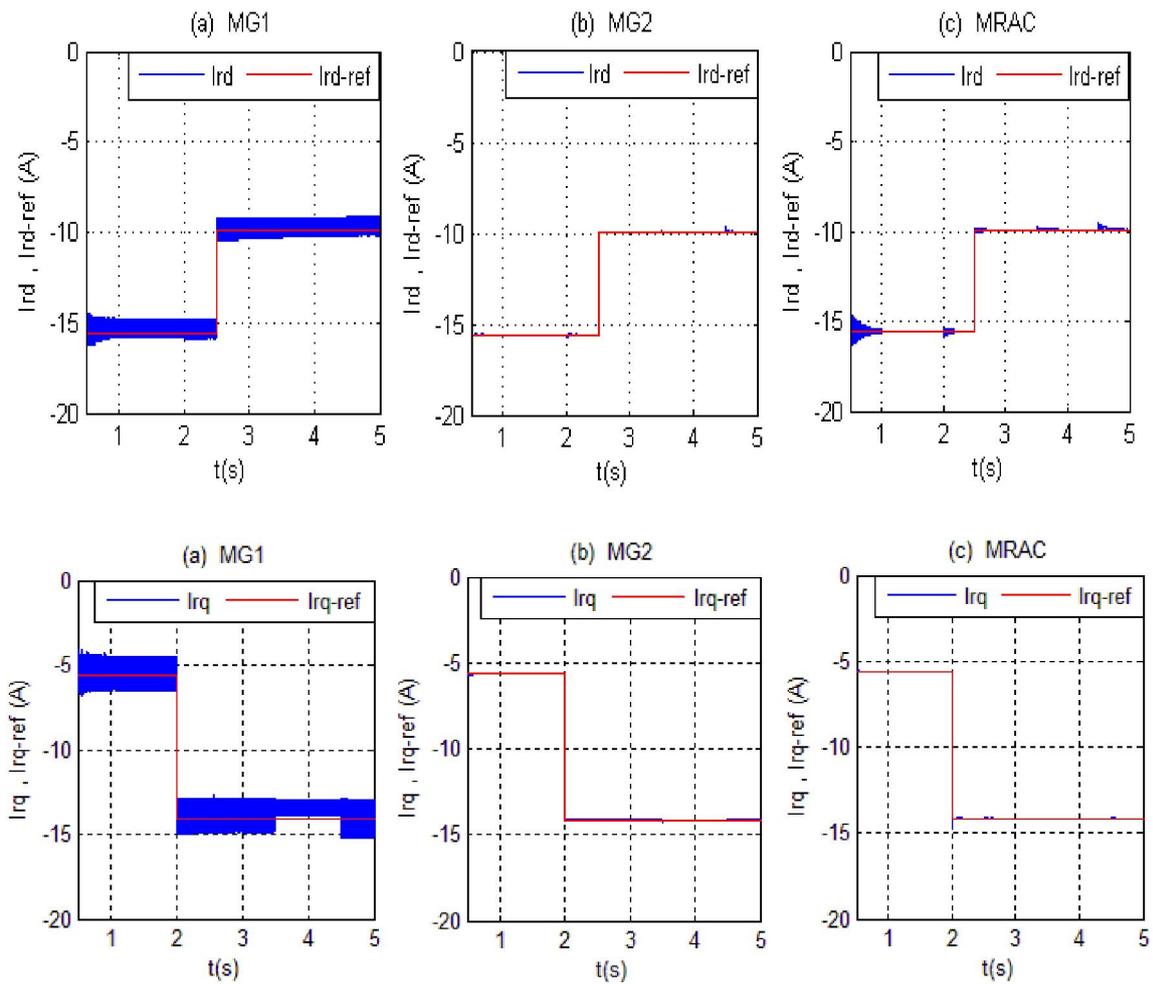


Fig 3.21: Allures des courants rotoriques direct et en quadrature.

| | | MG1 | | MG2 | | MRAC |
|-----|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| IAE | e_d | 9.624 | e_d | 3.598 | e_d | 1.219 |
| | e_q | 2.196 | e_q | 0.804 | e_q | 1.198 |
| ISE | e_d | 1.071 | e_d | 0.287 | e_d | 0.168 |
| | e_q | 1.888 | e_q | 0.438 | e_q | 0.159 |

Tableau 3.3: Critères de performance des régulateurs

3.6.3 Résultats de simulation du système de conversion éolien

Après avoir testé séparément les performances des différents algorithmes, on procède dans ce qui suit à la présentation des résultats de simulation de tout le système de conversion éolien connecté au réseau en considérant les deux modes de fonctionnement de la MADA: en hypo et en hyper-synchronisme.

Pour ce faire, la vitesse du vent est la grandeur d'entrée du système, supposée variable, avec un profil similaire à celui considéré ci-dessus mais à une valeur moyenne de (7m/s) et une valeur nominale de (8m/s). La figure 3.22, illustre un tracé.

3.6.3.1 Fonctionnement sous synchronisme

Dans cette partie de simulation, nous présentons un ensemble de courbes simulant l'aérogénérateur avec les deux dernières commandes développées ci-dessus, à savoir le régulateur par mode glissant d'ordre 2 (l'algorithme super twisting ST), et le régulateur adaptatif à modèle de référence (MRAC).

Afin d'assurer un fonctionnement en sous-synchronisme et avec une limitation de la puissance à sa valeur nominale, on introduit le circuit de limitation décrit ci-dessus.

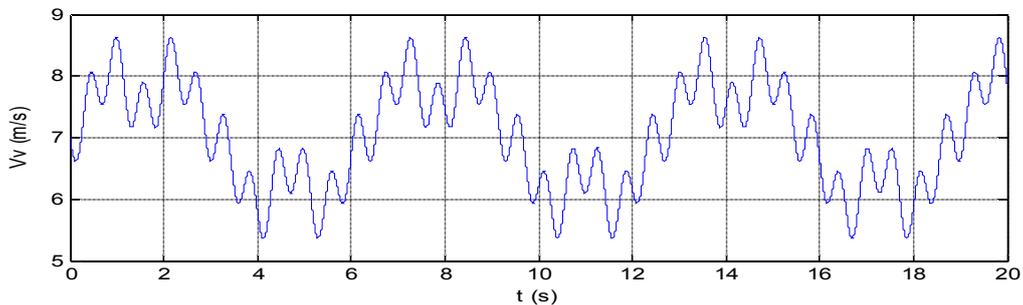


Fig 3.22: Profil du vent

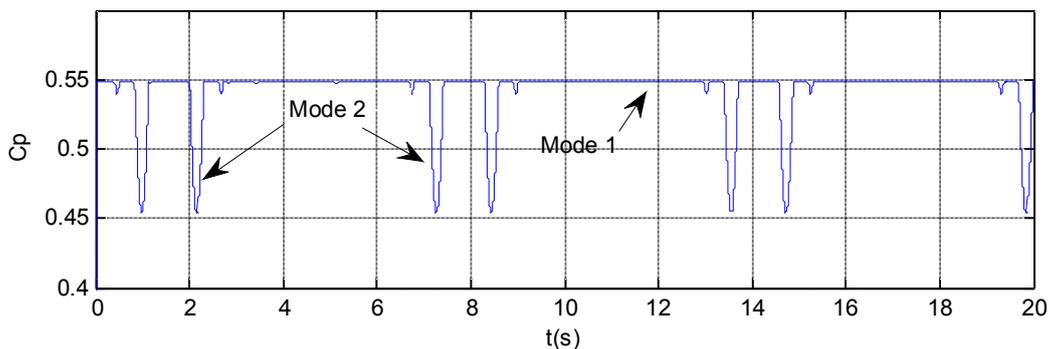


Fig 3.23: Allure du coefficient de puissance.

La (figure 3.23) montre l'allure du coefficient de puissance C_p . On peut clairement remarquer une permutation souple entre les deux modes de fonctionnement. Pour les vitesses du vent n'excédant pas la valeur nominale de (8m/s), le système fonctionne en mode 1(MPPT), où toute la puissance aérodynamique optimale est extraite. Une fois, une violation de la vitesse du vent nominale est constaté, le circuit de limitation fait permuter le fonctionnement du système en mode2 (limitation de puissance), où seule la puissance nominale est extraite (figure 3.24). Le coefficient de puissance C_p décroît alors pendant ce mode.

Les figures (3.24.a) et (3.24.b) montrent un bon suivi des puissances actives et réactives de la génératrice avec ces références imposées, pour les deux régulateurs.

Ainsi la puissance active de référence est déterminée pour chaque vitesse de la turbine pour permettre une conversion optimale de l'énergie, cependant la référence de la puissance réactive est nulle permettant ainsi de fonctionner à facteur de puissance unitaire coté réseau.

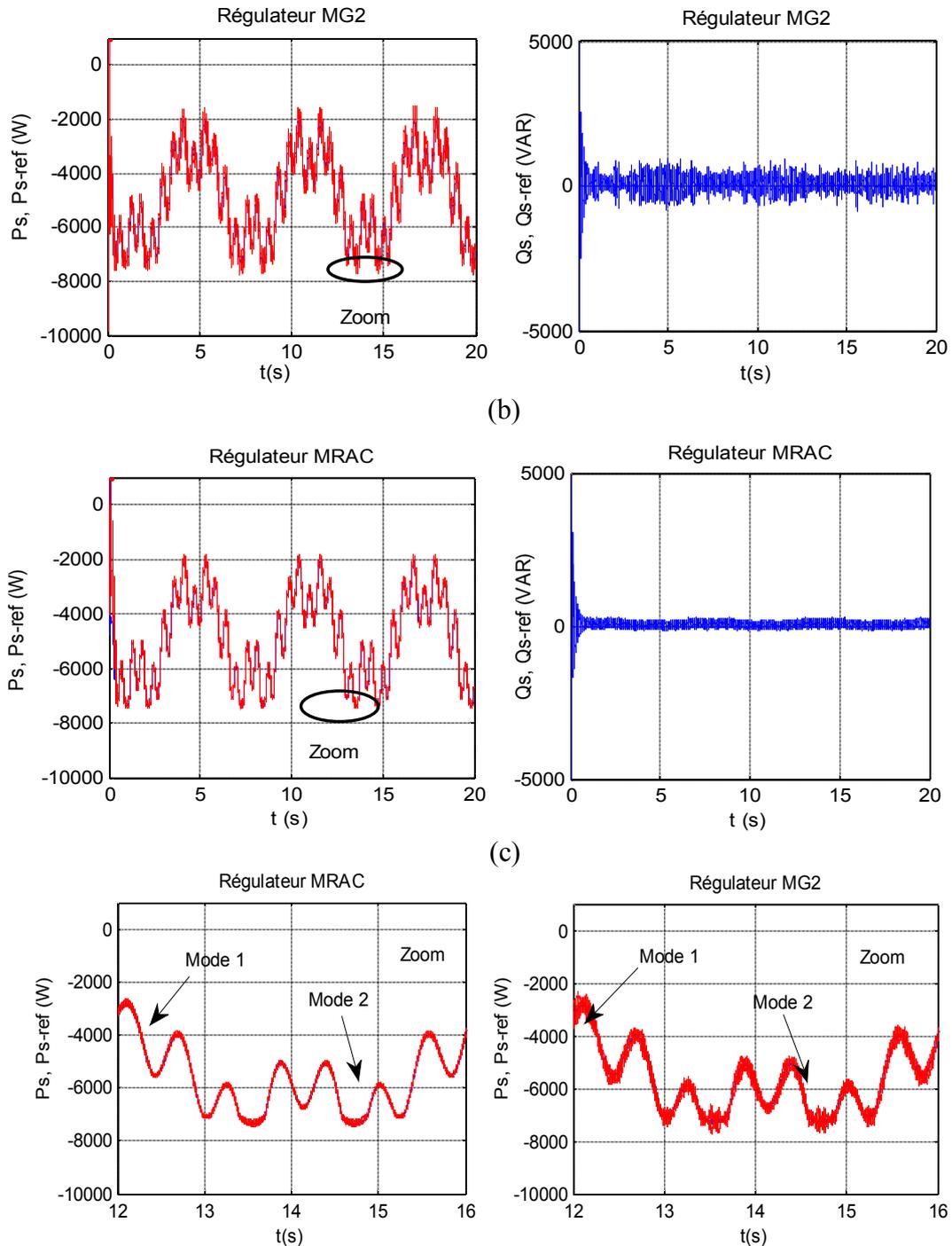


Fig 3.24: Allures des puissances statoriques actives et réactives.

Comme sur la (figure 3.23), les deux modes de fonctionnement sont claires sur les allures des zooms des puissances actives sur la figure (3.24.c). La puissance évolue alors en mode 1 avec la variation de la vitesse du vent. Une fois la vitesse nominale du vent est dépassée le circuit

de limitation est activé et le fonctionnement bascule du mode 1 au mode 2 sans dépassement, assurant ainsi deux objectifs:

- Afin d'éviter l'échauffement de la génératrice, la puissance est maintenue à sa valeur nominale aux pertes près.
- En déplaçant les points de fonctionnement vers la gauche, des caractéristiques puissance-vitesse la machine fonctionne sous synchronisme avec un glissement limite de 30%.

Sur les figures (3.25.a) et (3.25.b) sont représentées les allures des courants rotoriques direct I_{rd-ref} et en quadrature I_{rq-ref} pour les deux types de régulateurs proposés. Ces grandeurs présentent en fait les degrés de liberté de la régulation des puissances actives et réactives injectées au réseau. Ces allures mettent en évidence le principe de la commande découplée de la MADA, où on observe que pour les deux régulateurs, le courant I_{rq} suit avec une dynamique rapide l'évolution de la puissance active de référence, alors que le courant I_{rd} est maintenu constant, image de la puissance réactive nulle, ce qui confirme le découplage parfait des deux axes et l'aptitude des deux régulateurs à rejeter les termes de couplage.

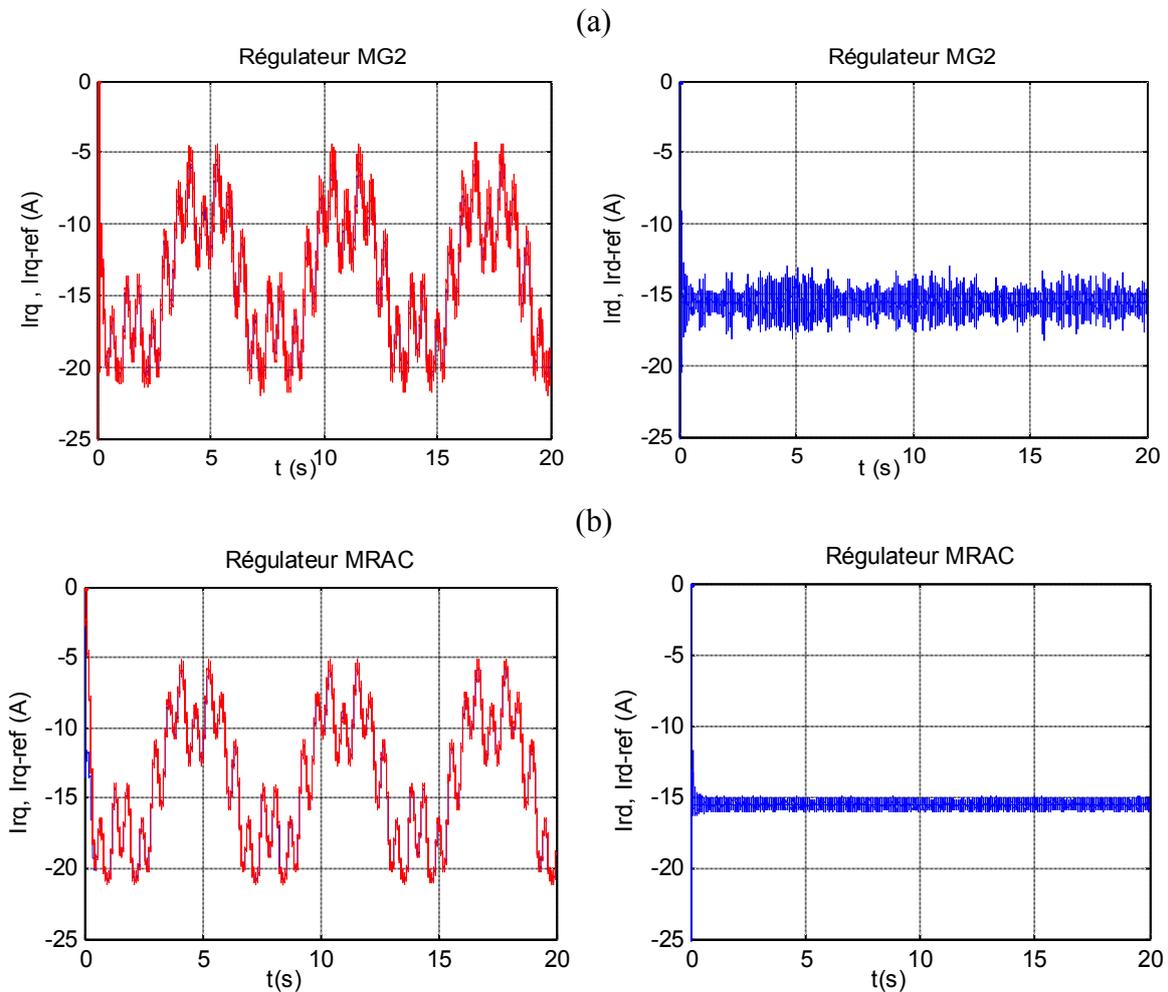


Fig 3.25: Allures des courants rotoriques direct et en quadrature.

La figure 3.26 illustre l'allure de la puissance rotorique (à gauche), dont le signe le long de la variation de la vitesse est positif, indiquant ainsi que le fonctionnement est sous synchronisme et que le transfert d'énergie dans la chaîne de conversion se fait du réseau vers

le rotor. La puissance rotorique suit aussi les deux fonctionnements en mode 1 et en mode 2 confirmant la relation liant la puissance rotorique avec la puissance statorique.

A droite de la figure 3.26, on peut clairement remarquer que le couple électromagnétique embrasse la forme de la puissance aérodynamique image de la vitesse du vent en fonctionnement optimum. De ce fait le couple dynamique dû à l'inertie est rapidement compensé.

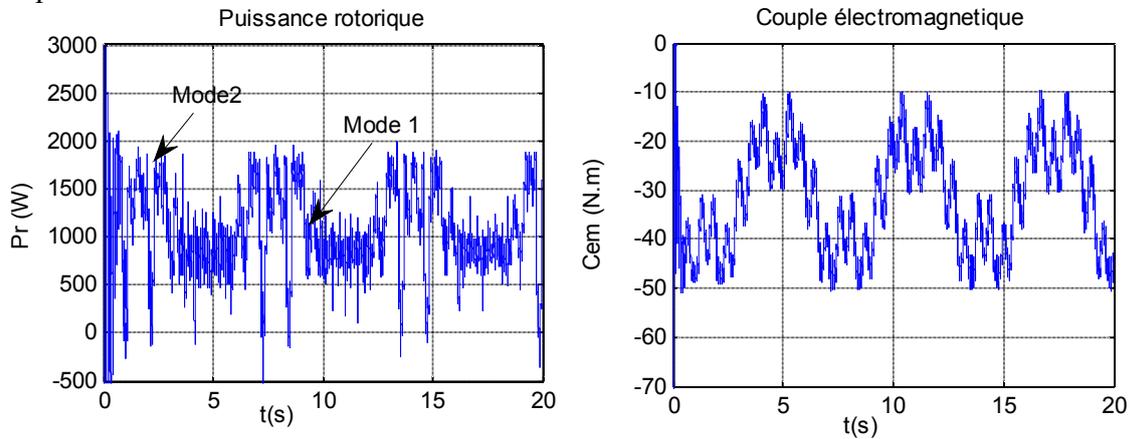
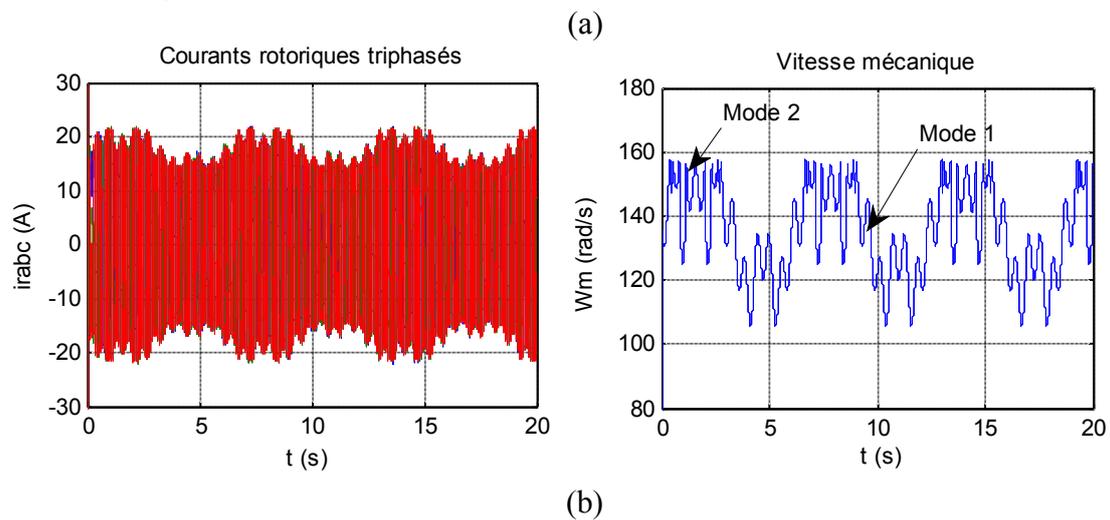


Fig 3.26: Allures de la puissance rotorique et du couple électromagnétique.

Sur la figure 3.27.a sont montrées les allures des courants rotoriques et l'allure de la vitesse mécanique de la MADA. Un zoom de ces allures lors des variations de la vitesse du vent, est illustré sur la figure 3.27.b.



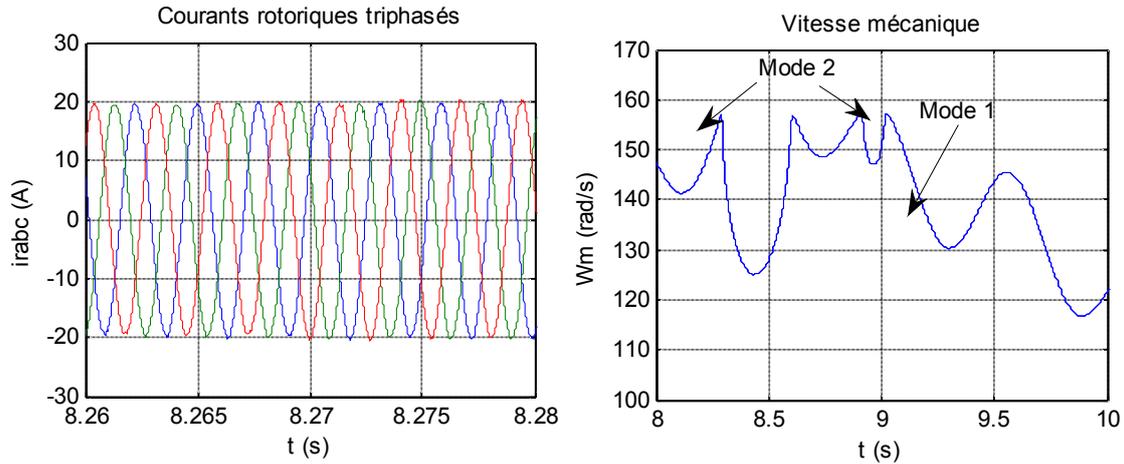


Fig 3.27: Allures des courants rotoriques et de la vitesse angulaire de la MADA.

De ces graphes, les remarques suivantes sont à retenir:

- Le courant croît d'une façon monotone avec la vitesse de rotation de la génératrice, que ce soit en amplitude, qu'en fréquence. L'accroissement en amplitude est dû principalement à l'augmentation des termes de couplage dans les expressions des tensions rotoriques (V_{rd} et V_{rq}), alors que la fréquence rotorique est liée à celle statorique par le biais du glissement ($f_r = g f_s$).
- De même, la vitesse de rotation suit l'allure du profil du vent en mode 1, alors qu'en mode 2, elle se trouve inférieure à la vitesse de synchronisme (157rad/s), grâce au circuit de limitation.

La figure 3.28 présente la tension statorique de la phase (a) avec le courant statorique de la même phase multiplié par un gain de (10), suivi par un zoom pour mieux voir les variations de ce courant. Sur cette figure, on constate que le courant statorique a une fréquence constante qui est celle du réseau ($f_s=50\text{Hz}$), cependant son amplitude est bien adaptée à la variation de la puissance active et de manière proportionnelle. En outre, on voit clairement que le déphasage entre les deux signaux est de (-180°), c.à.d. ils sont en opposition de phase, ce qui confirme que la composante imaginaire de la puissance est nulle ($Q_s=0$), et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire est bien assuré.

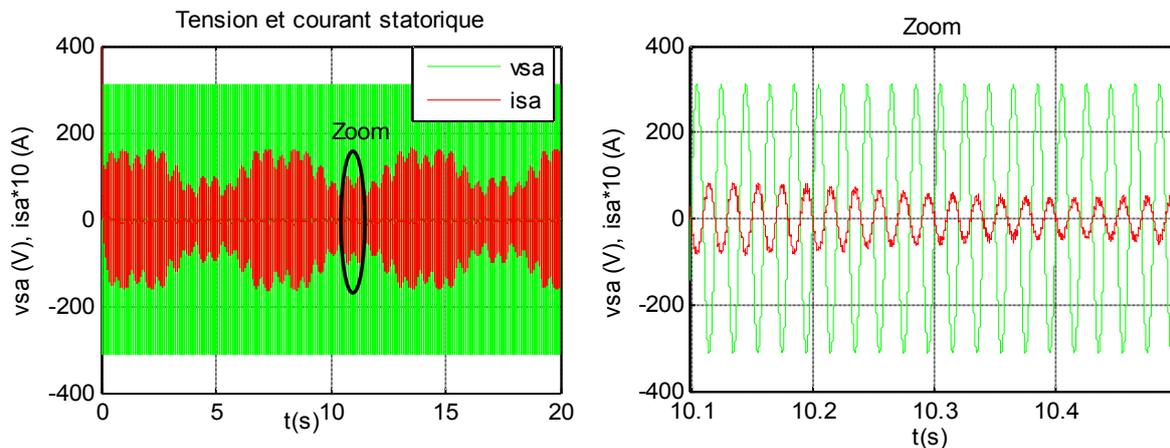


Fig 3.28: Tension et courant statorique.

3.6.3.2 Fonctionnement en mode hypo et hyper synchrone:

Dans cette section, la simulation de l'aérogénérateur à base de la même génératrice en fonctionnement hypo et hyper synchrone est présentée. Pour éviter une condensation des résultats, seul le régulateur en mode glissant d'ordre deux est considéré.

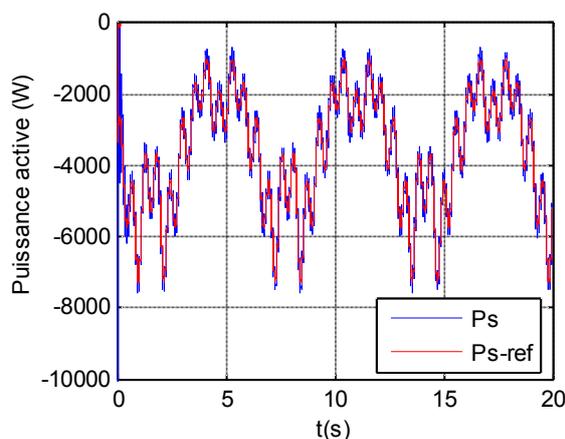
Dans ce contexte, on ajuste les paramètres de la turbine (II) et la valeur nominale de la vitesse du vent (7m/s) ainsi que la valeur moyenne (5.5m/s) (annexe 3.3), ce qui permet d'étaler la plage de variation de la vitesse de rotation pour une fourchette de glissement de $\pm 30\%$, ainsi un fonctionnement hypo et hyper-synchrone est assuré.

Pour accomplir ce fonctionnement, on a remplacé le redresseur non commandé ou le convertisseur coté réseau par un redresseur à commande MLI afin de permettre le transit de la puissance rotorique dans les deux sens: si le glissement est positif (fonctionnement hyper-synchrone), alors la puissance rotorique est transitée du réseau vers le rotor; alors que dans le cas contraire, le glissement est négatif (fonctionnement hypo-synchrone), le sens d'écoulement de cette dernière est inversée.

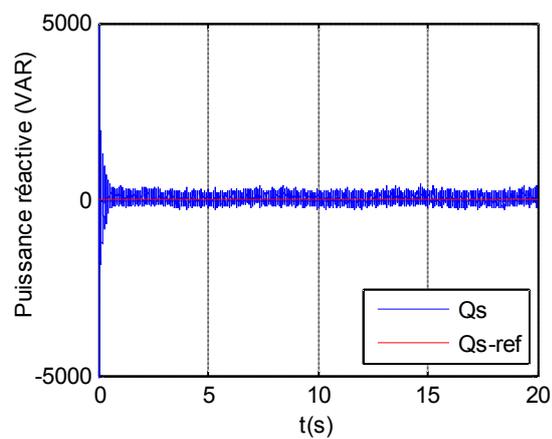
Sur les figures 3.29.a et 3.29.b sont représentés respectivement les tracés des puissances actives et réactives injectées au réseau, alors qu'en figures 3.29.c et 3.29.d sont illustrés les graphes des courants rotoriques direct et en quadrature issus du régulateur par MG2.

On peut alors tirer les conclusions suivantes:

- Un bon suivi des puissances actives de référence le long du profil du vent est obtenu pour la plage de variation de la vitesse, qui peut excéder sa valeur de synchronisme (157 rad/s), comme on peut le constater sur la figure 3.29.f. Le courant en quadrature embrasse alors la forme de la vitesse du vent, et permet via l'algorithme MPPT d'extraire le maximum de la puissance aérodynamique.
- Un fonctionnement à puissance réactive statorique nulle est assuré via le maintien du courant rotorique direct constant, ce qui permet un découplage respecté entre les deux axes.
- Pour les vitesses du vent excédant celle nominale, le système bascule en zone C, et la machine génère sa puissance nominale, avec des vitesses mécaniques dépassant la vitesse de synchronisme de 30%.



(a)



(b)

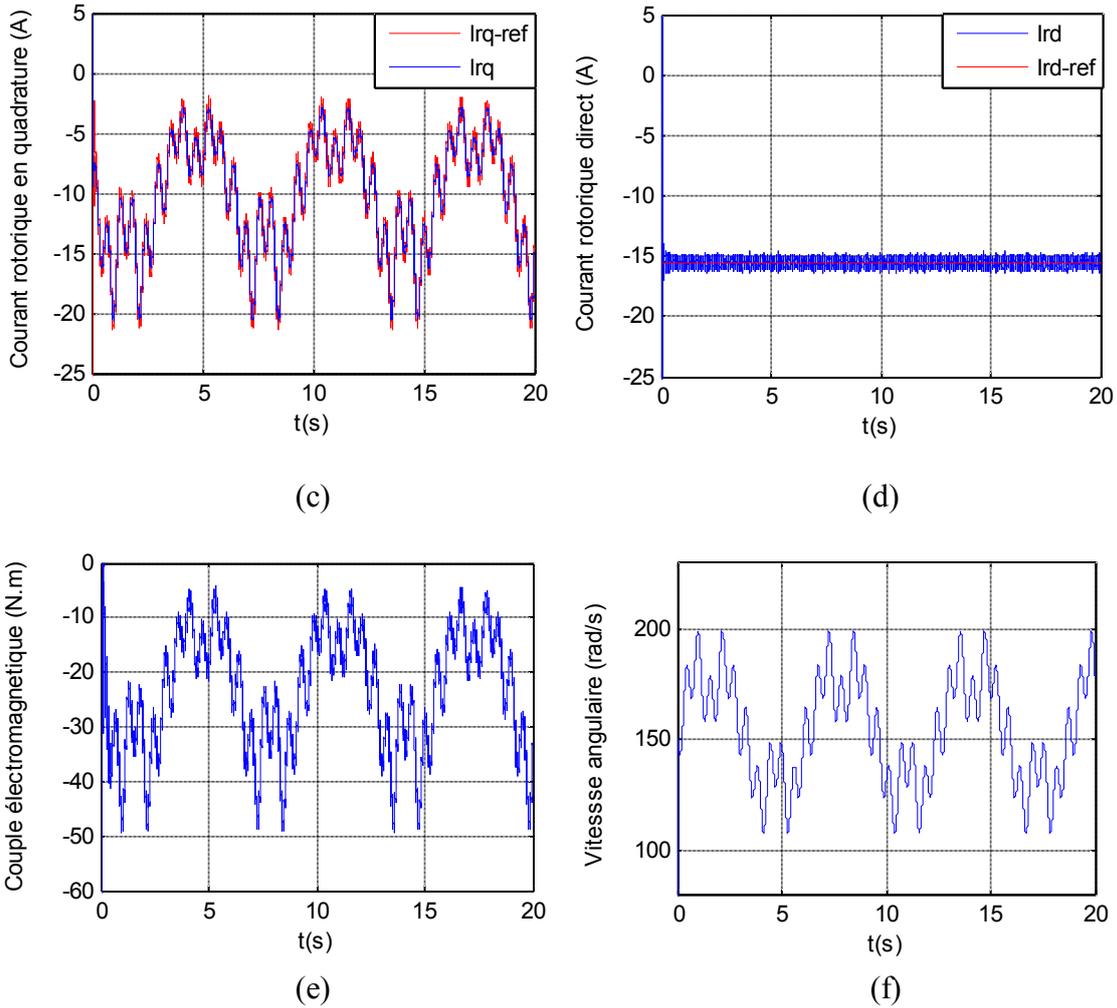


Fig 3.29: Résultats de simulation de la commande découplée des puissances actives et réactives par le régulateur MG2.

Les figures 3.29.e et 3.29.f illustrent respectivement le couple électromagnétique image de la puissance active statorique, et la vitesse mécanique de la génératrice. Cette dernière montre la plage de sa variation autour de la vitesse de synchronisme (157rd/s), assurant un fonctionnement sous et sur synchronisme.

Sur la figure 3.30 est illustré le tracé d'un zoom de la tension et du courant statorique de la première phase. On peut clairement constater que pour le fonctionnement à puissance réactive nulle, le courant statorique de la MADA est en opposition de phase par rapport à la tension.

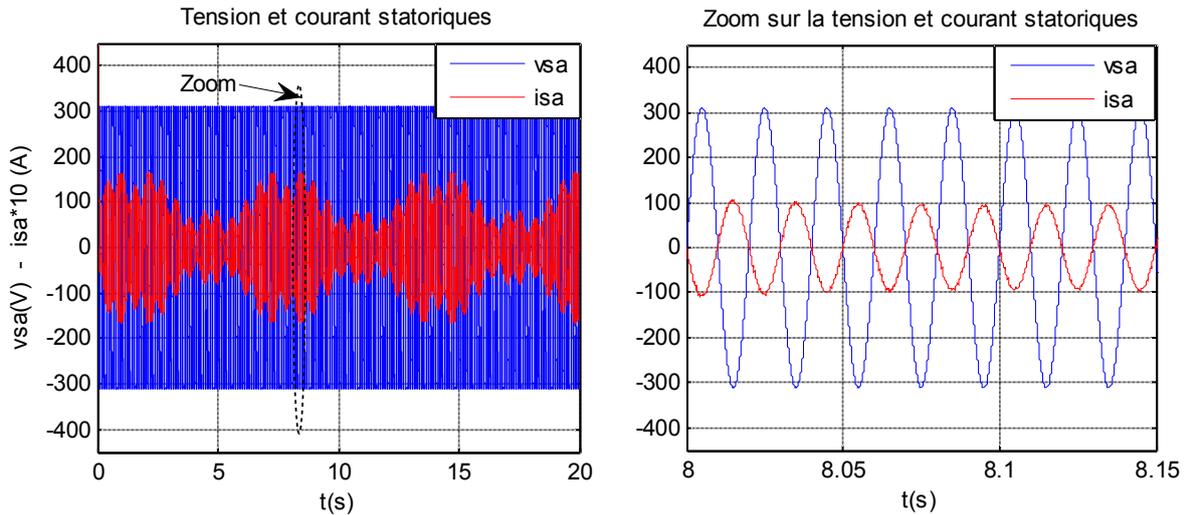
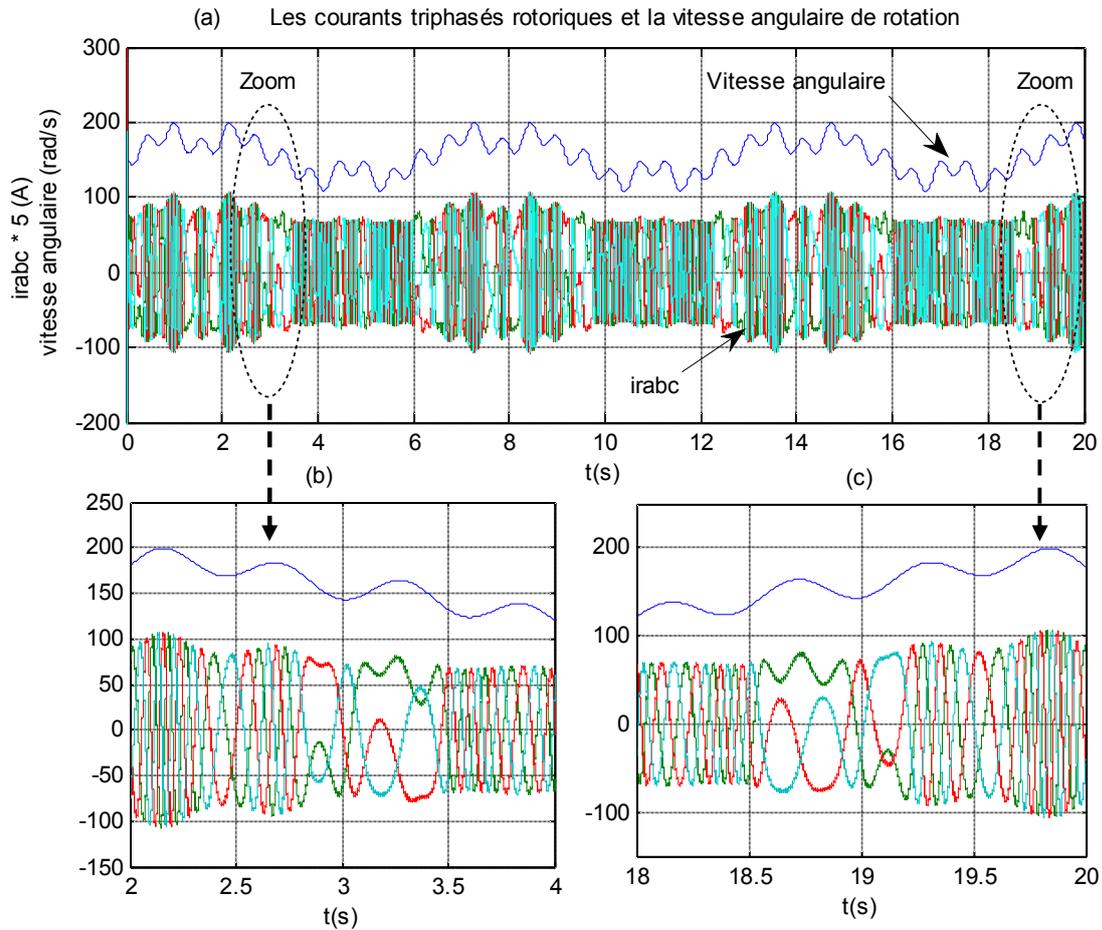


Fig 3.30: Évolution du courant statorique avec la tension du réseau.

La figure 3.31.a montre les allures des courants rotoriques avec la vitesse angulaire de rotation de la MADA, durant le passage d'un mode de fonctionnement à un autre.



Zoom sur la vitesse et les courants rotoriques pour le passage du fonctionnement de l'hyper à l'hypo-synchrone.

Zoom sur la vitesse et les courants rotoriques pour le passage du fonctionnement de l'hypo à l'hyper-synchrone.

Fig 3.31: Passage d'un mode de fonctionnement à un autre.

Les figures 3.31.b et 3.31.c illustrent les allures des courants rotoriques lors de la transition du régime hyper-synchrone à l'hypo-synchrone et l'inverse. Ces graphes confirment l'aptitude de la machine à fonctionner dans les deux régimes avec une permutation douce. En outre, une augmentation notable de l'amplitude et la fréquence lors du passage de l'hypo à l'hyper-synchronisme est remarquée. Cet accroissement en amplitude peut être déduit de l'augmentation des termes de couplage entre les deux axes, une fois la vitesse évolue.

Sur la figure 3.32 sont montrés les tracés de la tension du bus continu avec sa référence. En dépit des variations de la vitesse du vent, on peut clairement remarquer que la tension du bus continu atteint sa référence en régime permanent sans erreur statique. Un zoom de cette tension continue montre un temps de 50 ms pour atteindre la référence avec un léger dépassement, il en résulte une dynamique lente du régulateur PI. Néanmoins le contrôle par ce régulateur du convertisseur coté réseau (CCR), a permis une bidirectionalité du transfert d'énergie entre le réseau et le rotor de la MADA.

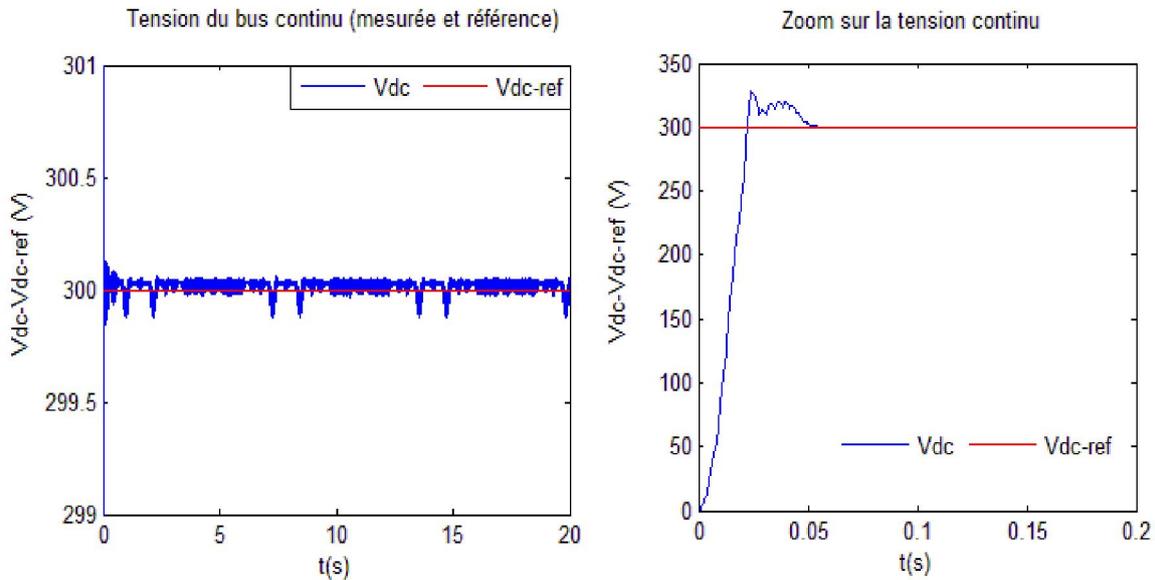
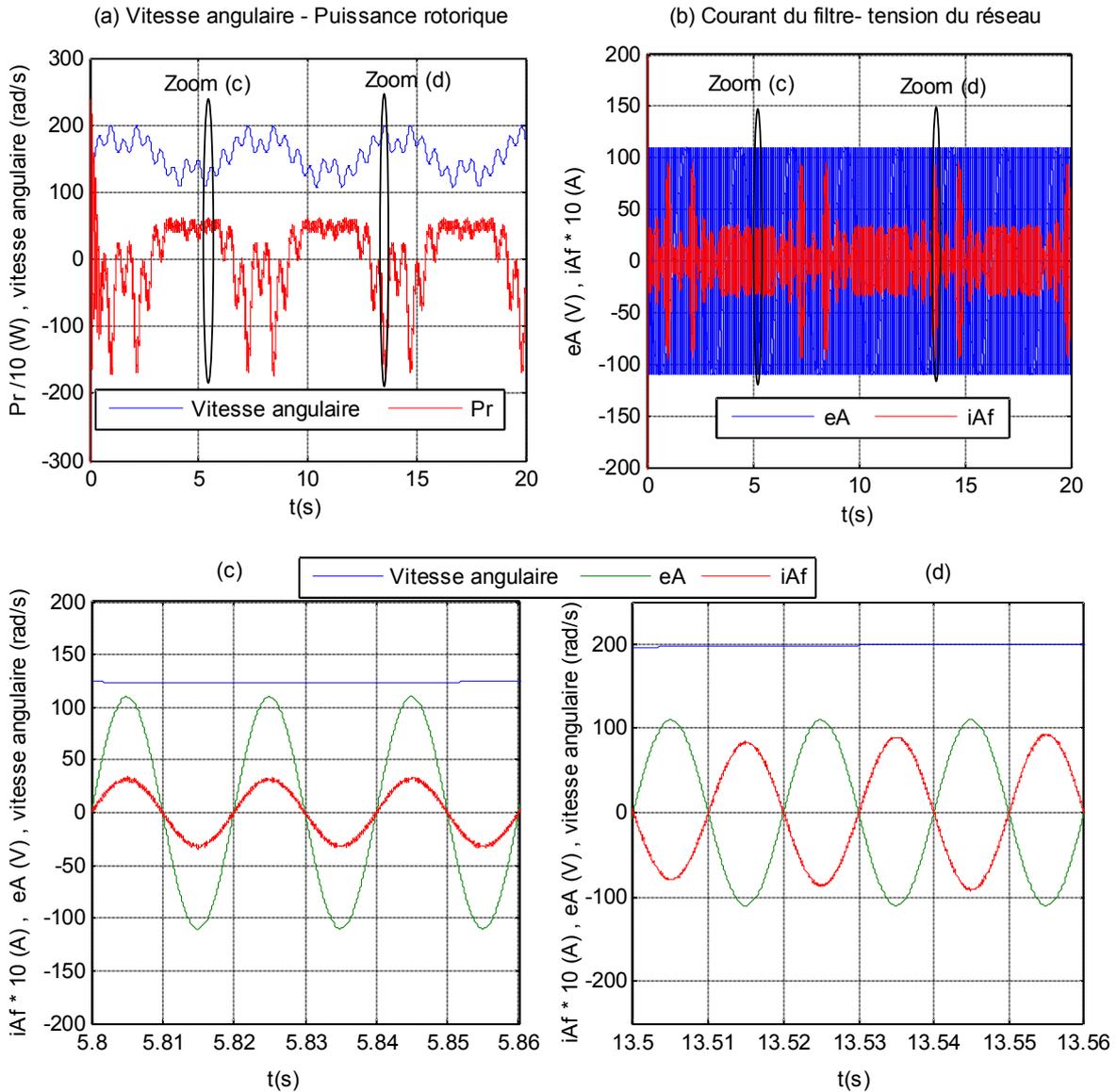


Fig 3.32: Allures de la tension continue avec sa référence

La figure 3.33.a montre les tracés de la vitesse angulaire de rotation avec la puissance active rotorique divisé par un gain de (10), et la figure 3.33.b illustre l'évolution du courant du filtre inductif avec un gain de (10) avec la tension du réseau coté alimentation du redresseur MLI durant toute la durée de fonctionnement. On constate que le courant traversant le filtre de sortie tend à s'annuler lorsque la vitesse mécanique s'approche de celle du synchronisme (157rd/s) illustrant le fait qu'au synchronisme la puissance active transitée par le rotor de la MADA est nulle.

Les figures 3.33.c et 3.33.d montrent un zoom sur la vitesse angulaire, le courant du filtre et la tension du réseau durant les régimes hypo et hyper-synchrone respectivement.



Zoom sur la vitesse et le courant du filtre pour le fonctionnement hypo-synchrone

Zoom sur la vitesse et le courant du filtre pour le fonctionnement hyper-synchrone

Fig 3.33: Allures de la tension du réseau et le courant du filtre de sortie pour le fonctionnement en hypo et en hyper synchrone.

Nous constatons que le courant du filtre est en phase par rapport à la tension du réseau pendant le mode de fonctionnement en hypo-synchrone figure 3.33.c, ce qui explique que le rotor de la MADA absorbe une puissance active du réseau (P_r est positif) confirmé par la figure 3.34.a. Cependant, durant le mode de fonctionnement en hyper-synchrone figure 3.33.d, le courant du filtre est en opposition de phase par rapport à la tension du réseau, donc le rotor de la MADA fournit une puissance active au réseau (P_r est négatif) figure 3.34.b, qui s'ajoute alors à la puissance injectée par le stator.

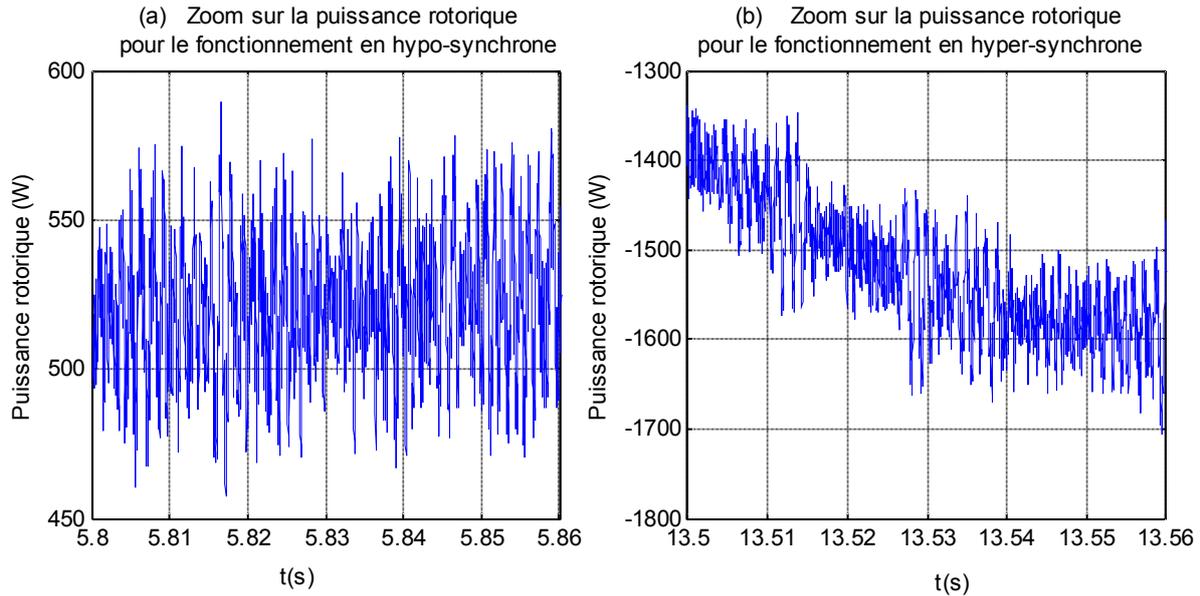


Fig 3.34: Zoom sur la puissance rotorique pour le fonctionnement en hypo et en hyper-synchrone.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une analyse de la partie contrôle de la chaîne de conversion est mise à jour, ainsi qu'une simulation du système éolien met en évidence l'analyse théorique. Ce chapitre est subdivisé en trois volets:

Une discussion sur les techniques MPPT, à savoir l'MPPT par la commande en vitesse, l'MPPT par la commande en couple et l'MPPT flou est présentée.

Pour un contrôle découplé des puissances actives et réactives statoriques de la MADA, une synthèse de trois régulateurs robustes (MG1, MG2 et MRAC) est présentée. Ces régulateurs contrôlent les courants rotoriques, en commandant le convertisseur coté machine (CCM).

De même, Le convertisseur coté réseau avec sa commande est discuté.

En dernier, nous avons présenté les résultats de simulation de l'optimisation de la chaîne de conversion éolienne relié au réseau, basée sur la génératrice double alimentée MADA. Deux stratégies de commande du système ont été détaillées:

La stratégie MPPT permet de fournir la totalité de la puissance active produite au réseau. Ainsi, à travers les différentes simulations effectuées sur le système mécanique on a présenté un comparatif des algorithmes MPPT présentés dans la théorie

La commande découplée des puissances actives et réactives du convertisseur MLI coté rotor de la génératrice (CCM) à travers la régulation des courants rotoriques par deux régulateurs respectivement, le régulateur par mode glissant d'ordre deux par l'algorithme super-twisting et le régulateur adaptatif à modèle de référence.

La commande en courant du convertisseur coté réseau (CCR) a permis le transit bidirectionnel de la puissance rotorique permettant le fonctionnement hyper ou hypo synchrone. Les résultats obtenus par simulation s'avèrent satisfaisants, vu la stabilité des différentes grandeurs qui constituent la MADA au cours de la variation de la vitesse du vent

Références Bibliographiques

- [1] A. Benlamoudi, ' Contribution a la commande de la génératrice asynchrone à cage entraînée par une turbine éolienne ', thèse de doctorat, université de Batna, 2013.
- [2] R.D. Shukla, Dr.R.K. Tripathi, ' Maximum power extraction schemes & power control in wind energy conversion system ', International journal of scientific & engineering research, Vol. 3, Issue. 6, pp.116-122, June 2012.
- [3] E. Muljadi, ' Pitch-controlled variable speed wind turbine generation ', IEEE transaction on industry applications, Vol. 37, N°. 1, pp. 240-246, Jan 2001
- [4] S. El.aimani, ' Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension ', thèse de doctorat, école centrale de Lille, 2004.
- [5] A. Mirecki, ' Étude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance ', thèse de doctorat INP, Toulouse 2005.
- [6] L. Baghli, ' Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ', thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy 1999.
- [7] A. Boyette, ' Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne ', thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy 2006.
- [8] B. Beltron, ' Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones à double alimentation: du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur ', thèse de doctorat, UBO, 2010.
- [9] B. Beltran, M.H. Benbouzid, T.A. Ali, ' Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine ', IEEE transactions on energy conversion, Vol. 27, N°. 2, pp. 261-369, June 2012.
- [10] F. Valenciaga et al, ' High-order sliding control for a wind energy conversion system based on a permanent magnet synchronous generator ', IEEE transactions energy conversion, Vol. 23, N°.3, pp. 860-867, September 2008.
- [11] K. Benmansour, ' Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série : approche hybride ', thèse de doctorat, Cergy-Pontoise, 2009.
- [12] S. Sastry, M. Bodson, ' Adaptive control: stability, convergence, and robustness ', Prentice-hall, London, 1989.
- [13] J.J.E. Slotine, W. Li, ' Applied nonlinear control ', Prantice_hall, London, 1991.
- [14] L. Peng, ' Reconfiguration du dispositif de commande d'une éolienne en cas de creux de tension ', thèse de doctorat, école centrale de Lille, 2010.
- [15] J. Yao, H. Li, et al, ' An improved control strategy of limiting the DC-link voltage fluctuation for a doubly fed induction wind generator ', IEEE transactions on power electronics, Vol. 23, N°. 3, pp. 1205-1213, 2008.

Chapitre 4

Validation expérimentale

4.1 Introduction

Comme pour toutes les sciences appliquées, l'aspect expérimental d'une étude constitue une partie très importante voir essentielle. Dans le domaine d'électrotechnique, il permet d'une part de concrétiser le travail de recherche et de faire émerger les problèmes liés à la mise en œuvre, et d'autre part de valider ou non l'étude théorique.

L'utilisation des techniques numériques dans la conception des systèmes de commande des moteurs électriques est maintenant un fait acquis. L'avantage principal de ces techniques par rapport aux méthodes analogiques est leur grande souplesse d'utilisation au niveau du développement des commandes. Ceci suppose bien, qu'on dispose de matériel suffisamment performant qui permet d'assurer la commande en temps réel du processus.

Dans ce chapitre, nous présentons la validation expérimentale du système éolien connecté au réseau, étudié précédemment. Vu la non disponibilité d'une turbine au sein du laboratoire de génie électrique (LGEB) de l'université de Biskra, un moteur à courant continu est alors utilisé pour émuler la turbine éolienne. Les algorithmes de commande implémentés visent à concrétiser les points suivants:

- La commande robuste du moteur à courant continu émulant la turbine.
- La commande découplée indirecte des puissances active et réactive de la MADA en fonctionnement hypo-synchronisme, et ce via des régulateurs MRAC.

Le banc d'essai permet de mettre en place les lois de commande grâce à un environnement logiciel qui s'appuie sur l'ensemble Matlab/Simulink, munis d'une carte dSPACE DS 1104. Le principal avantage du banc expérimental est sa flexibilité. En effet, la stratégie de commande précédemment testée avec Simulink peut être automatiquement implémentée sur la dSPACE. De plus, les modèles établis et simulés peuvent être simplement modifiés. Pour ce faire, plusieurs outils logiciels sont utilisés :

- Matlab/Simulink.
- RTI (Real Time Interface) qui est une librairie dSPACE permettant l'implémentation de la stratégie de commande.
- RTW (Real Time Workshop) qui compile les fichiers Simulink et les adapte pour être charger dans la dSPACE.

4.2 Description du banc d'essai expérimental

La validation expérimentale a été effectuée sur un banc expérimental à puissance réduite, dans le laboratoire LGEB, et qui est présenté sur la figure 4.1.



Fig 4.1: Banc d'essai expérimental.

La structure du banc illustrée sur la figure 4.2 est constituée par les parties suivantes :

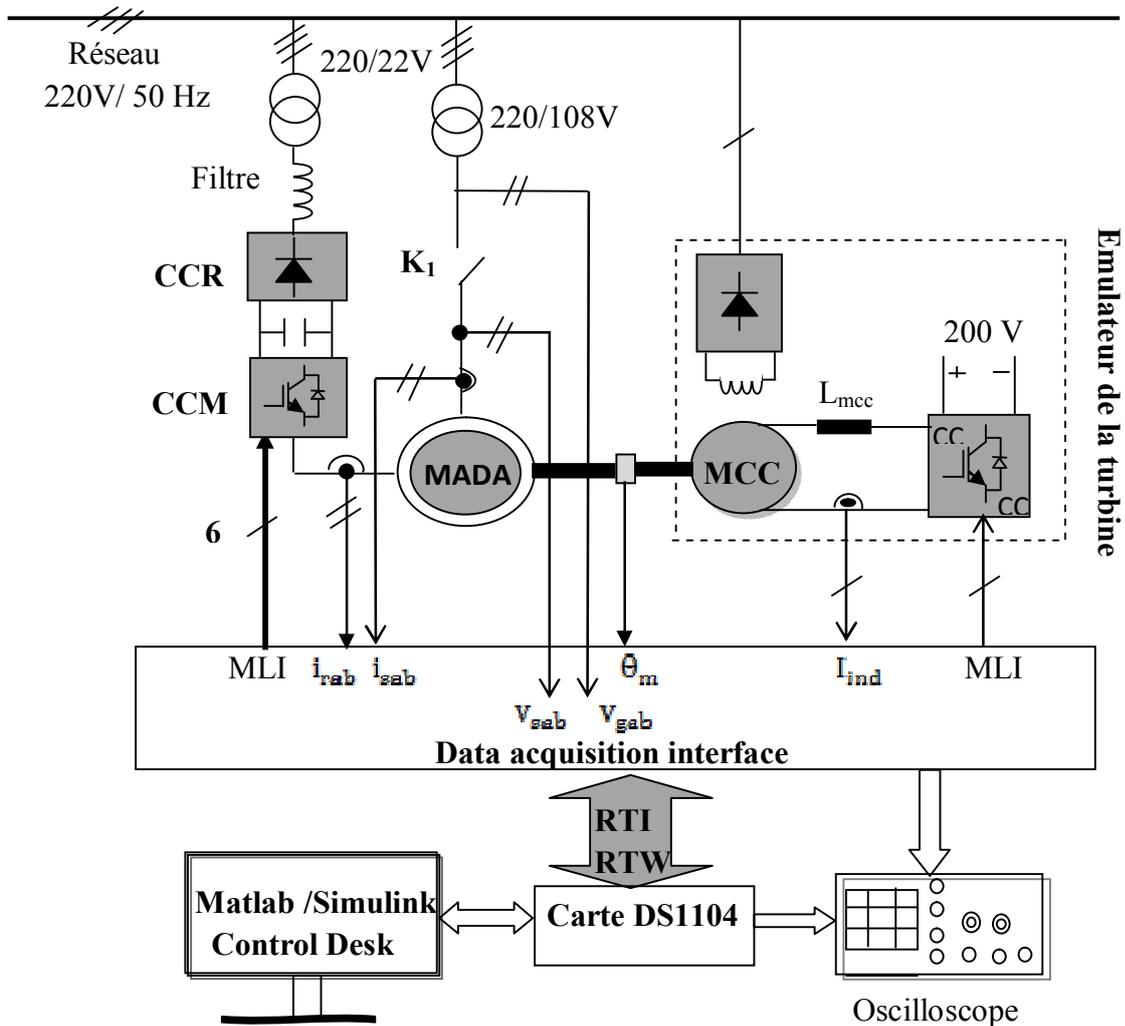


Fig 4.2 : Synoptique du banc expérimental.

4.2.1 Partie mécanique

Vu la non disponibilité d'une part d'une machine de 7.5 kW, et la limitation en courant des sources disposées d'autre part, la partie tournante est alors remplacée par les constituants tournants (didactiques) présentés sur la figure 4.3 :

- Une génératrice asynchrone à rotor bobiné de 1kW (MADA)
- Un moteur à courant continu à excitation séparée de 1kW (MCC).
- Un capteur de vitesse de type codeur incrémental (Enc-Inc).

Les caractéristiques des deux machines sont données en Annexe 4.1

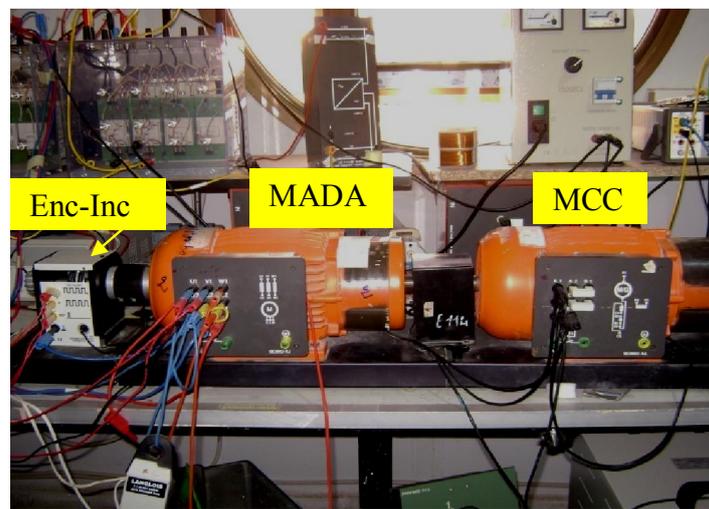


Fig 4.3: Photographie de la partie mécanique

4.2.2 Partie électronique de puissance

Le convertisseur statique intercalé entre le rotor de la MADA et le réseau est composé d'un redresseur triphasé à diodes (**SKD51/14**), des condensateurs de filtrage de valeur $2200\mu\text{F}/400\text{V}$ et d'un onduleur de tension. La structure du convertisseur de puissance limite l'étude expérimentale de la MADA au fonctionnement hypo-synchrone. Le transfert des puissances sera considéré unidirectionnel du (réseau vers le rotor) via un autotransformateur ($220/22\text{ V}$, 50Hz) permettant l'ajustement du niveau de tension sur le bus continu en sortie du pont redresseur.

Les interrupteurs de puissance de l'onduleur de tension de la firme Semikron sont assemblés sous forme de cellules de commutations réunies dans un 'Pack' à IGBT en antiparallèle avec une diode (**SKM50 GB 123D**). Il comprend trois modules pour le fonctionnement de l'onduleur triphasé et un quatrième bras destiné pour le cas du freinage dynamique figure 4.4. La stratégie de commande des bras du pont est réalisée par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Les principales caractéristiques des IGBT sont données en annexe 4.2.

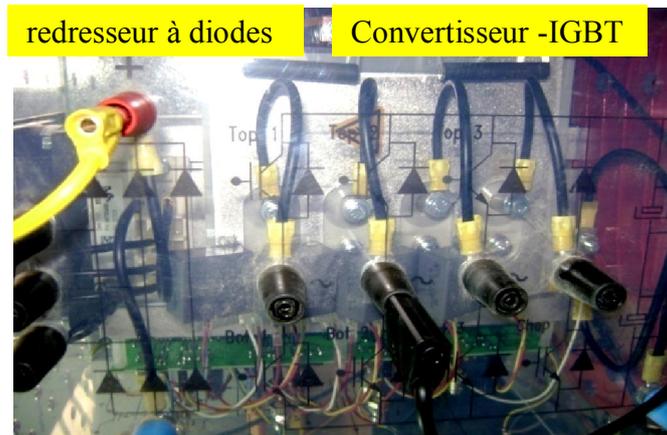


Fig 4.4: Photographie du convertisseur de puissance 'Semikron'.

4.2.3 Isolation galvanique

Pour des raisons de sécurité, il est nécessaire d'implanter une carte d'isolation galvanique entre la basse et la forte puissance. Ce convertisseur de puissance intègre quatre cartes du même constructeur SEMIKRON (la **SKHI22**), qui commande chacun un bras du pont (les deux IGBT d'un module), à des niveaux de tensions 0V/15V.

Le driver SKHI22 contient un générateur d'impulsions, un transformateur qui assure la transmission de la commande et une alimentation isolée des transistors de puissance qui attaquent la grille de ces transistors figure 4.5. En outre ce driver contient un signal d'erreur qui est en logique négative, c'est-à-dire qu'il délivre un signal de +15V s'il n'y a pas d'erreur. En cas d'erreur, le driver se bloque et les impulsions d'entrée sont ignorées. Le verrouillage d'erreur est remis à zéro en forçant les deux entrées à 0, et en enlevant la cause d'erreur.

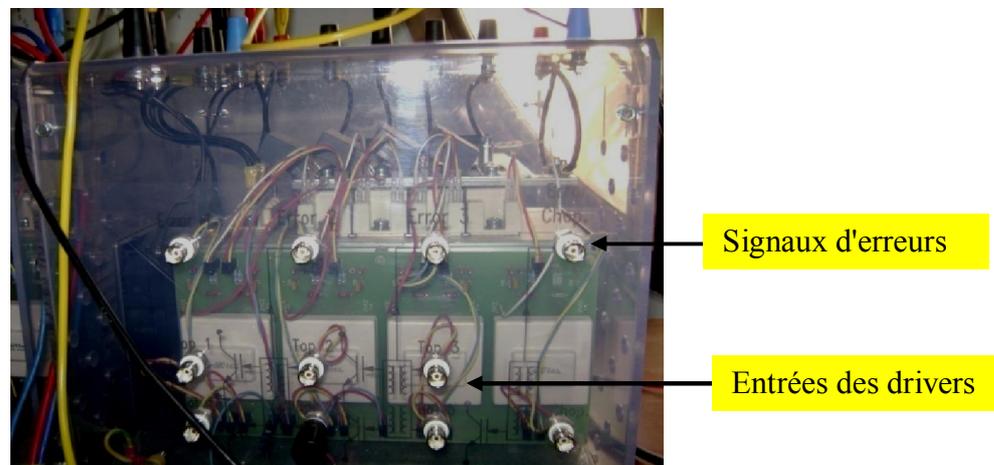


Fig 4.5: Photographie de la carte d'isolation galvanique.

4.2.4 Liaison Semikron-dSPACE

Le circuit de commande de grille d'un IGBT ou 'driver', reçoit en entrée les signaux logiques d'ouverture et de fermeture de niveau de tension (0/15V). D'autre part les signaux des ports dSPACE disposent des signaux au format TTL (0/5V).

Pour permettre le verrouillage des interrupteurs de l'onduleur, nous avons par conséquent du réaliser une carte d'interfaçage permettant d'adapter les signaux de sortie de l'interface dSPACE avec les niveaux logiques des signaux d'entrée du driver SKHI22.

Un circuit de bufferisation utilisant le **74LS00** (portes NAND), garantit une faible influence parasite entre ces éléments, et une diminution des dégâts en cas de mauvais fonctionnement de l'onduleur. Ce circuit est cascadié par un étage d'élévation de niveau de tension en exploitant le circuit **74LS17**, constitué de six inverseurs à collecteur ouvert figure 4.6.

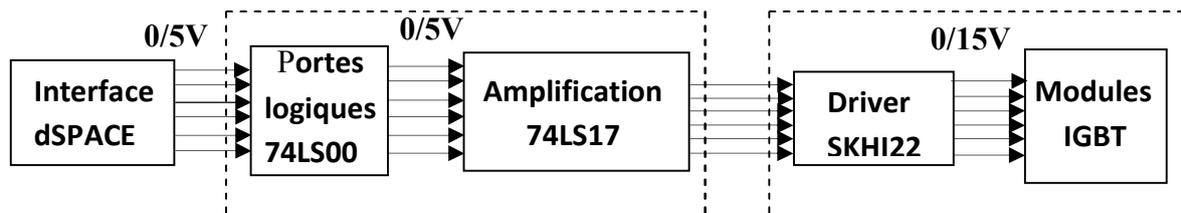


Fig 4.6: Schéma synoptique de l'étage de bufferisation.

4.2.5 Partie mesure

La mesure de la position du rotor de la MADA est effectuée à l'aide d'un codeur incrémental placé au bout de l'arbre de la génératrice. Lorsque la machine tourne, ce codeur possède trois sorties (X, Y, Z) évoluant entre 0 et la tension d'alimentation (5V). Elles sont représentées sur la figure 4.7. Le signal X délivre 1024 impulsions par tour, le signal Y est identique au signal X mais déphasé de plus au moins 90° selon le sens de rotation de la machine et le signal Z est un signal d'initialisation délivrant une impulsion par tour.

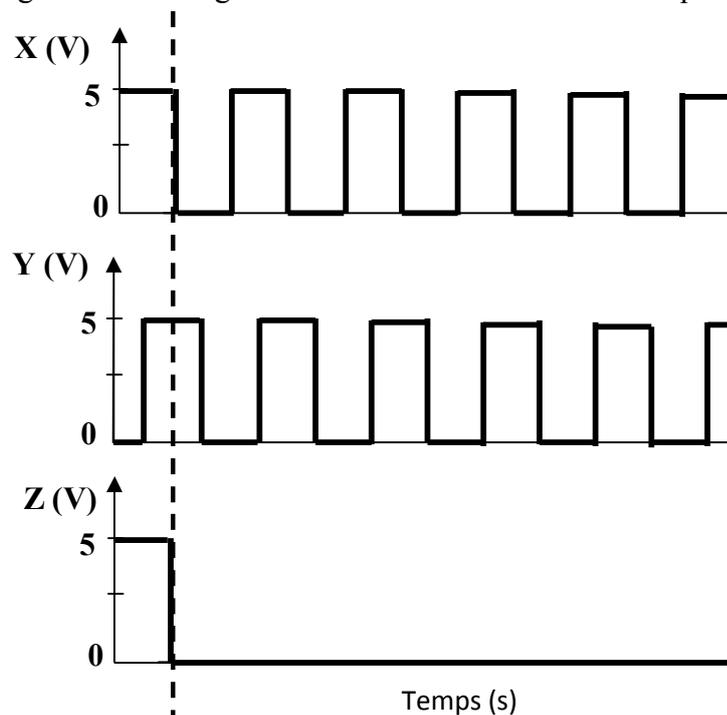


Fig 4.7: Signaux de sortie du codeur incrémental

A partir de la mesure de la position, on estime la vitesse par une approximation numérique de la dérivée donnée par l'équation (4.1) [1]-[2].

$$\Omega = (\Delta \sin \theta \cos \theta) - (\Delta \cos \theta \sin \theta) \quad (4.1)$$

$$\text{Avec} \quad \begin{cases} \Delta \cos \theta = \frac{1}{T_e} (\cos \theta [k] - \cos \theta [k-1]) \\ \Delta \sin \theta = \frac{1}{T_e} (\sin \theta [k] - \sin \theta [k-1]) \end{cases} \quad (4.2)$$

T_e : Période d'échantillonnage

Les mesures des courants et des tensions sont réalisés respectivement par l'intermédiaire des modules LEM LA25-NP et LEM LV25P. Le tableau 4.1 donne le nombre et les gains des différents capteurs utilisés. Ces gains seront pris en compte dans le programme (RTI). Ces capteurs fonctionnent selon le principe de l'effet Hall, basé sur la mesure des champs magnétiques résultants du courant électrique, ce qui permet de mesurer des signaux continus et alternatifs. En plus de la mesure des courants, les capteurs offrent une autre fonction celle de l'isolation entre la partie haute tension et basse tension du système expérimental.

| LEM | Nombre | Gain |
|-------------------------------------|------------|------|
| Les courants rotoriques | 2 capteurs | 10 |
| Les courants statoriques | 2 capteurs | 10 |
| Les tensions réseau | 2 capteurs | 200 |
| Les tensions statoriques de la MADA | 2 capteurs | 200 |
| Le courant d'induit de la MCC | 1 capteur | 10 |

Tableau 4.1: Liste des capteurs utilisés dans le banc d'essai.

4.2.6 Partie numérique

Les aspects logiciels et numériques de la commande sont assurés par la carte DS1104 depuis l'acquisition numérique des signaux d'entrée, jusqu'aux signaux de sortie (MLI) de la commande. Les signaux de commutation appliqués aux transistors sont générés, à partir des tensions de références, par une carte d'interface qui lie le convertisseur avec la carte dSPACE1104 intégré dans un ordinateur Intel(R) core (TM) 2 Duo CPU Pentium 4, de 1.96 Go de RAM, et 160Go de disque dur. Le schéma bloc de cette carte avec ses caractéristiques détaillées sont résumés en annexe 4.3.

Le système numérique est géré par un processeur MPC 8240 avec un power PC 603e cadencé à 250 MHz. Il possède également un processeur esclave de traitement de signal TMS320F240DSP de Texas instrument. La carte dSPACE a une capacité mémoire de 8 Mo en Flash et de 32 Mo en SDRAM. Elle dispose de 8 convertisseurs analogiques-numériques (dont 4 multiplexées de 12 bits et 4 de 16 bits) et 8 convertisseurs numériques-analogiques (CNA) de 16 bits pouvant délivrer une tension analogique comprise entre -10V et +10V, des liaisons d'interface série (RS232, RS422), de deux entrées pour codeurs incrémentaux, de 24 bits chacun et de 20 entrées-sorties numériques, et de trois timers 32 bit pouvant fonctionner de manière indépendante [3].

L'avantage principal de ce système est qu'il permet un passage aisé d'un schéma de simulation élaboré sous Matlab/Simulink au schéma d'implantation. Les algorithmes de

commande (régulation, PLL, détermination des courants de référence), testés en simulation sous le logiciel Matlab/Simulink/PS sont conservés. Cet aspect donne une grande flexibilité au système car le processus de développement et de test des différents algorithmes de commande se raccourcit largement. Un autre avantage du système de commande est que grâce au logiciel d'interfaçage ControlDesk, il est possible de visualiser, de stocker les variables du système et de modifier les paramètres de l'interface Simulink en temps réel.

4.3 Étude expérimentale de l'émulateur de la turbine

Ce paragraphe présente la plateforme expérimentale développée pour la réalisation de l'émulateur de la turbine éolienne. Pour ce faire, un banc d'essai à base d'une association machine à courant continu à excitation séparée-convertisseur DC/DC de type abaisseur a donc été réalisé dans ce but. La fonction du moteur à courant continu avec sa commande est d'émuler le comportement aérodynamique et mécanique de l'éolienne. Le couple de référence auquel on souhaite asservir le couple de la machine est donné par le modèle de la turbine illustré dans le chapitre 2.

Deux principales stratégies d'émulation existent [4]-[7]. La première consiste à générer la vitesse de rotation Ω_m donnée par le modèle de la turbine implémenté en SIMULINK, qui sera la référence pour le contrôle en vitesse du moteur à courant continu. Dans cette stratégie appelée 'Model Speed Tracking' ou 'poursuite de la vitesse du modèle', le couple électromagnétique produit par la génératrice (ou la valeur de sa référence) est utilisé par l'émulateur pour générer la valeur de Ω_m . Dans la seconde stratégie, l'émulateur utilise le signal de vitesse de rotation de la machine pour générer une référence de couple pour le moteur à courant continu. La première stratégie est celle retenue dans la réalisation de cet émulateur.

4.3.1 Stratégie d'émulation

La structure électromécanique émulant le couplage de la turbine éolienne avec la génératrice est présentée sur la figure 4.8. L'induit de la machine est alimenté par un hacheur série à base d'IGBT qu'on a réalisé au niveau du laboratoire LGEB, et dont le courant de sortie est filtré par une inductance (400mH/5A). L'inducteur est alimenté par un redresseur monophasé, où le courant d'excitation est ajusté par un rhéostat (4200 Ω /0.5A), placé en série. Un frein à poudre couplé au moteur, associé à une unité de contrôle, permet de régler le couple résistant à 0.7N.m

L'interfaçage logiciel/matériel est réalisé par la carte dSPACE 1104 décrit ci-dessus. Dans cette partie de la réalisation, on a envisagé une adaptation de la vitesse de rotation de la machine à courant continu avec celle de la vitesse de référence de la turbine via une commande robuste. La sortie du régulateur de vitesse permet de définir le couple électromagnétique de référence qui sera l'image du couple aérodynamique optimum. Un deuxième régulateur à hystérésis en cascade est alors conçu pour le verrouillage de l'élément de puissance.

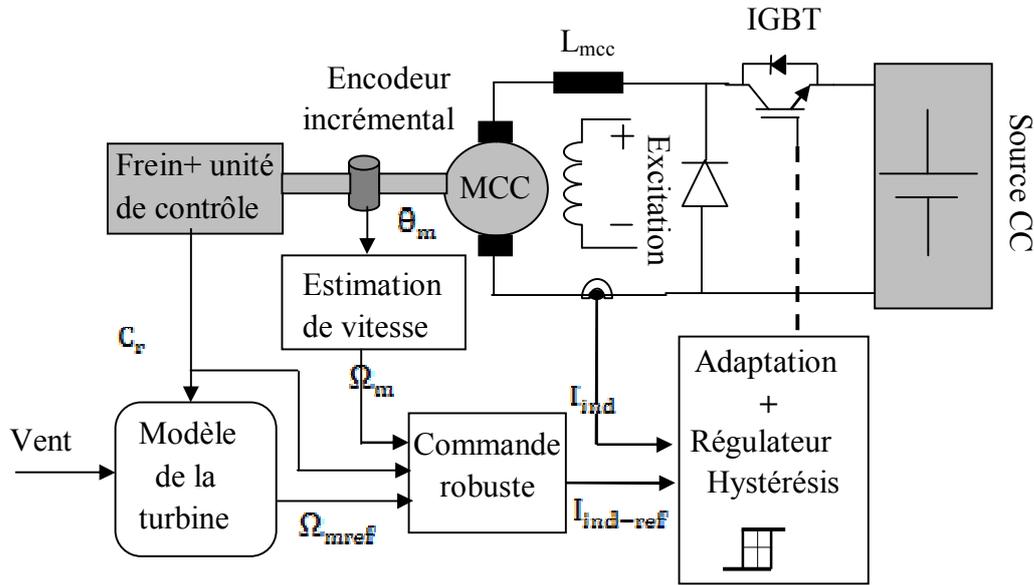


Fig 4.8: Pilotage de la machine à courant continu en vitesse.

- Contrôleur de vitesse

Pour permettre d'émuler avec exactitude la vitesse de la turbine, un régulateur utilisant une commande robuste basée sur la théorie directe de Lyapunov est mis en place. La stabilité asymptotique globale du système est assurée par un choix judicieux d'une fonction candidate de Lyapunov [8]-[9].

$$V = \frac{1}{2} e^2 \quad (4.3)$$

Où e désigne l'erreur de poursuite entre la vitesse mesurée, et celle fournie par le modèle de la turbine :

$$e = \Omega_m - \Omega_{mref} \quad (4.4)$$

La dynamique de l'erreur est alors:

$$\dot{e} = \dot{\Omega}_m - \dot{\Omega}_{mref} \quad (4.5)$$

La dérivée temporelle de V est:

$$\dot{V} = e\dot{e} \quad (4.6)$$

La condition suffisante pour la stabilité du système est de choisir \dot{V} définie négatif (de forme exponentielle):

$$\dot{V} = -C_L e^2 \quad (4.7)$$

Par identification de (4.6) et (4.7) on obtient:

$$\dot{e} = -C_L e \quad (4.8)$$

Il est à noter qu'un bon choix de la constante C_L améliore la dynamique de l'erreur.

En substituant l'équation (4.5) dans (4.8) on aura:

$$\dot{\Omega}_m = -C_L e + \dot{\Omega}_{mref} \quad (4.9)$$

A partir de l'équation (4.10) de la dynamique de la vitesse:

$$J_{mcc} \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{mcc} - C_r - f_{mcc} \Omega_m \quad (4.10)$$

Avec: $C_{mcc} = K_{mcc} I_{ind}$

On déduit, alors le courant d'induit de référence en remplaçant l'équation (4.10) dans (4.9):

$$I_{ind-ref} = \frac{1}{K_{mcc}} (+C_r + f_{mcc} \Omega_m - C_L J_{mcc} e + J_{mcc} \dot{\Omega}_{mref}) \quad (4.11)$$

4.3.2 Résultats expérimentaux de l'émulateur

Pour mettre en évidence l'efficacité de la commande décrite ci-dessus, un profil de vent de vitesse moyenne de (8m/s) appliqué au modèle de la turbine, est montré sur la figure 4.9: sur cette dernière sont illustrées respectivement la vitesse de référence (n_{ref}) imposée par l'émulateur et la vitesse de rotation mesurée de la machine à courant continu (n_{mes}), relevée à l'aide d'un codeur incrémental placé en bout d'arbre. On peut clairement remarquer une superposition presque totale entre la vitesse réelle de la machine à C.C et celle de référence de la turbine, prouvant ainsi l'efficacité du régulateur incorporé.

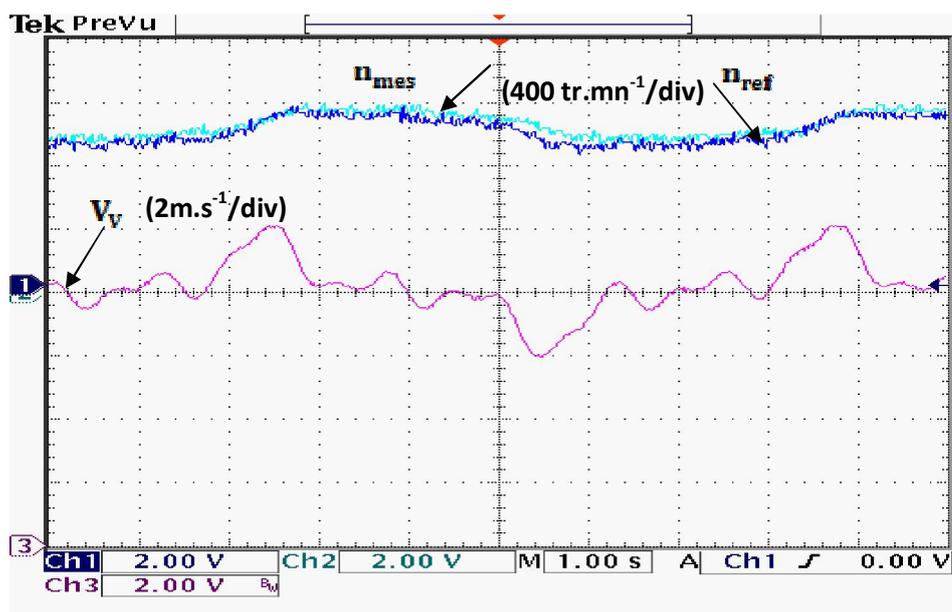


Fig 4.9: Relevés expérimentaux des vitesses de l'émulateur.

La figure 4.10 montre les tracés du courant d'induit du moteur à courant continu, et sa référence fournie par le régulateur de vitesse. Comme on peut le constater, le courant d'induit embrasse l'allure de sa référence suivant une bande de 0.2A. Il est à remarquer que l'écart remarqué est dû principalement à la composante dynamique de la vitesse dans l'expression (4.10).

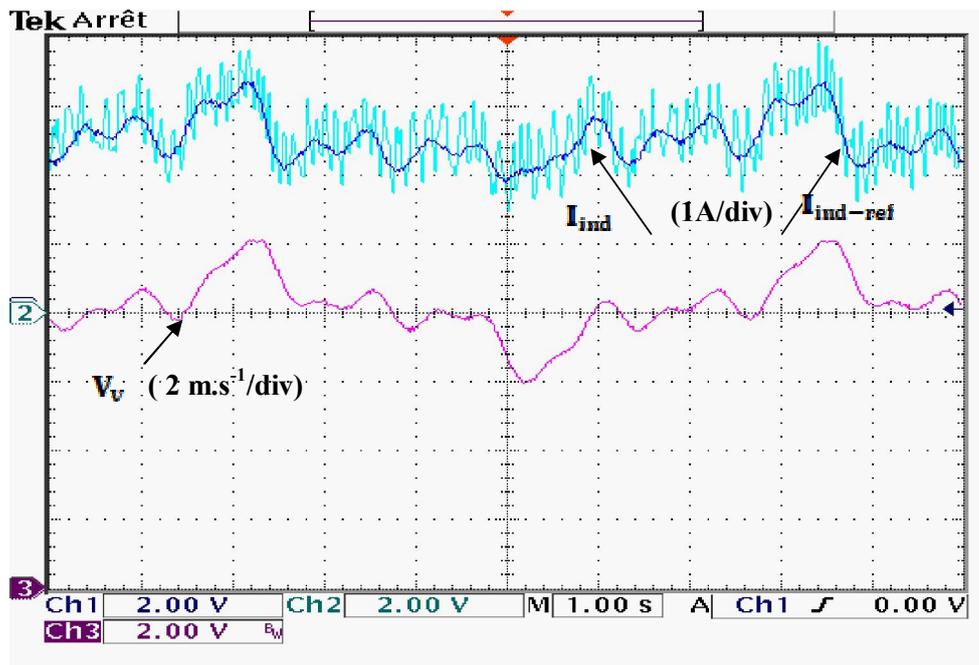


Fig 4.10: Relevés expérimentaux des courants de l'émulateur.

4.4 Résultats expérimentaux du contrôle de la MADA

Dans la suite de nos essais, nous allons nous intéresser essentiellement au contrôle du convertisseur coté machine (CCM) par la commande adaptative à modèle de référence (MRAC), précédemment décrite. Pour la clarté des résultats, le profil du vent a été choisi variable, chaque 5s de (6.5-8-10m/s).

4.4.1 Synchronisation de la MADA avec le réseau

Pour permettre la concrétisation des lois précédemment décrites, la MADA doit être initialement synchronisée et connectée adéquatement sur le réseau. Pour ce faire, trois conditions doivent être remplies:

- L'égalité des fréquences et d'amplitudes entre les tensions du réseau et les f.e.m.s de la machine.
- Une concordance des phases respectivement entre le réseau et la machine.

Pour ce faire, on a utilisé un PLL (verrouillage de phase), associé à un régulateur PI permettant de déterminer la phase et la fréquence des tensions du réseau, et de permettre d'orienter la tension sur l'axe (q) en imposant au régulateur PI une référence de tension directe nulle ($V_{sd} = 0$), comme il est expliqué au paragraphe 5.5, figure 5.7.

D'une part, on détermine l'angle électrique statorique permettant le passage des quantités biphasées dans le plan de PARK aux grandeurs réelles et inversement.

D'autre part, l'angle de glissement (θ_{gliss}) est déterminé par la différence entre l'angle statorique calculé ci-dessus et l'angle rotorique donné par l'encodeur incrémental.

Pour remédier à l'handicap de ce dernier à quantifier la position du rotor à partir d'une valeur nulle, un angle offset (θ_{off}) est alors ajouté à cette différence [10]-[11], servant comme un degré de liberté supplémentaire, en outre des courants rotoriques I_{rd} et I_{rq} , à superposer les f.e.m.s de la machine à celle du réseau. Pour ce faire des courants de référence rotoriques sont imposés à la machine par les régulateurs MRAC afin d'obtenir les conditions de synchronisation:

- Le courant rotorique de référence en quadrature I_{rq-ref} , lié à la tension statorique V_{sd} par une fonction de transfert du premier ordre Annexe.4.4 [12]-[13] est fixé à zéro, pour permettre ainsi d'orienter la tension de la machine sur l'axe (q) ($V_{sd}=0$).
- Une égalité entre les tensions en quadrature de la machine et du réseau est alors obtenue, par un ajustement adéquat du courant rotorique direct de référence I_{rd-ref} .

A stator ouvert, l'équation (4.12) montre que la commande impose un courant rotorique direct égal au courant magnétisant [14].

$$i_{ms} = (1 + \sigma_s)I_{sd} + I_{rd} \quad (4.12)$$

Le courant magnétisant est déduit de l'expression (3.18).

Le schéma synoptique de la synchronisation est montré sur la figure 4.11.

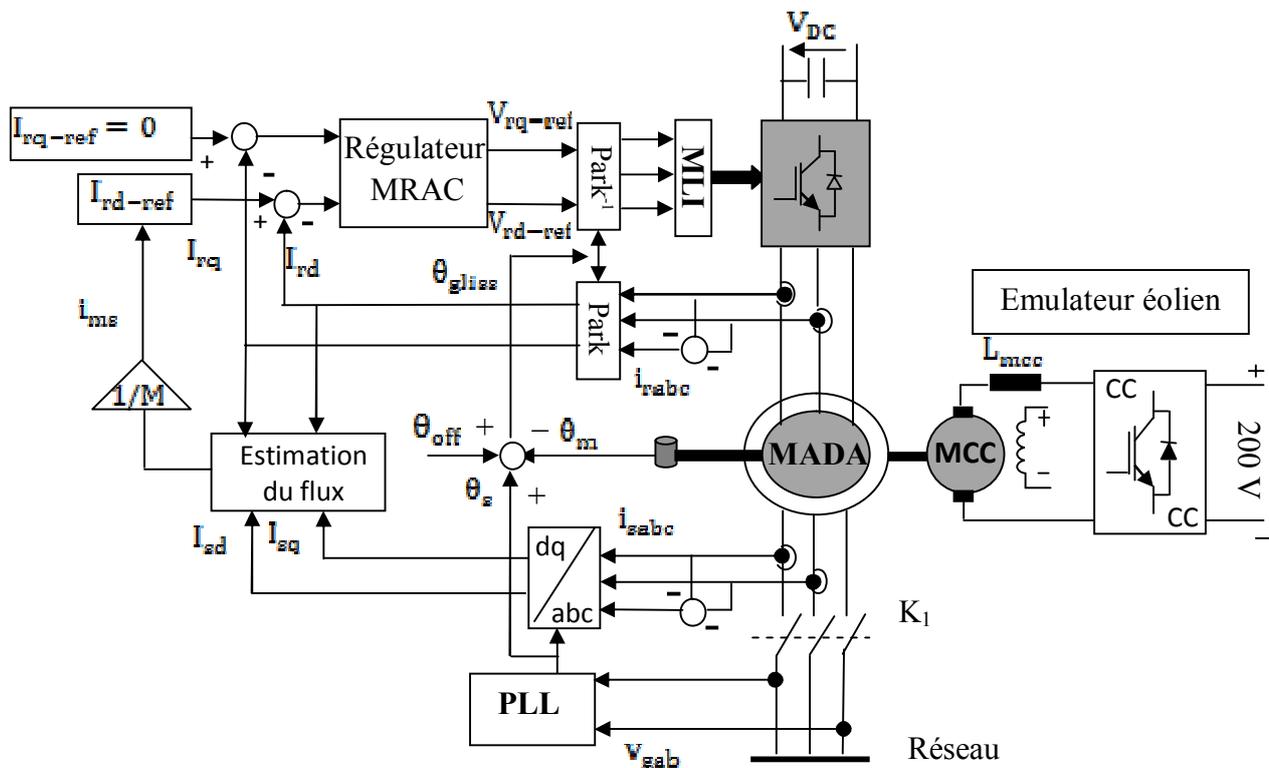


Fig 4.11: Synoptique pour la synchronisation.

4.4.2 Commande découplée des puissances active et réactive

Une fois les conditions de synchronisation sont satisfaisantes, on ferme l'interrupteur placé entre le réseau et le stator de la MADA (K1), et on passe au contrôle du convertisseur rotorique en imposant les courants de référence rotoriques comme montrés au chapitre précédent.

Sur la figure 4.12, sont illustrés les tracés des puissances active et réactive statoriques injectées, et ce suivant le profil du vent variant en créneau. Pour cette série d'essais la voilure est supposée connue, alors on tire les conclusions suivantes:

- Les puissances actives suivent leurs références optimales, image de la vitesse du vent, avec une dynamique acceptable.

- De manière analogue, un suivi adéquat le long du profil du vent de la puissance réactive avec sa référence nulle est obtenu, prouvant ainsi l'efficacité du régulateur MRAC incorporé.

Sur la figure 4.13 sont illustrés les allures des courants rotoriques direct et en quadrature (mesurés et références). Les courants rotoriques de référence sont déduits à partir des puissances aérodynamiques maximales soustraites des pertes joules rotoriques et statoriques.

On peut clairement remarquer une bonne convergence de ces courants vers leurs références pour la plage entière de la vitesse du vent. Cependant du broutement est observé. Il est dû principalement aux bruits de mesure, fortement amplifiés par la transformation de Park [15]. L'évolution des composantes du courant rotorique, illustre bien le fait que sa composante en quadrature contrôle la puissance active, alors que celle directe commande la puissance réactive.

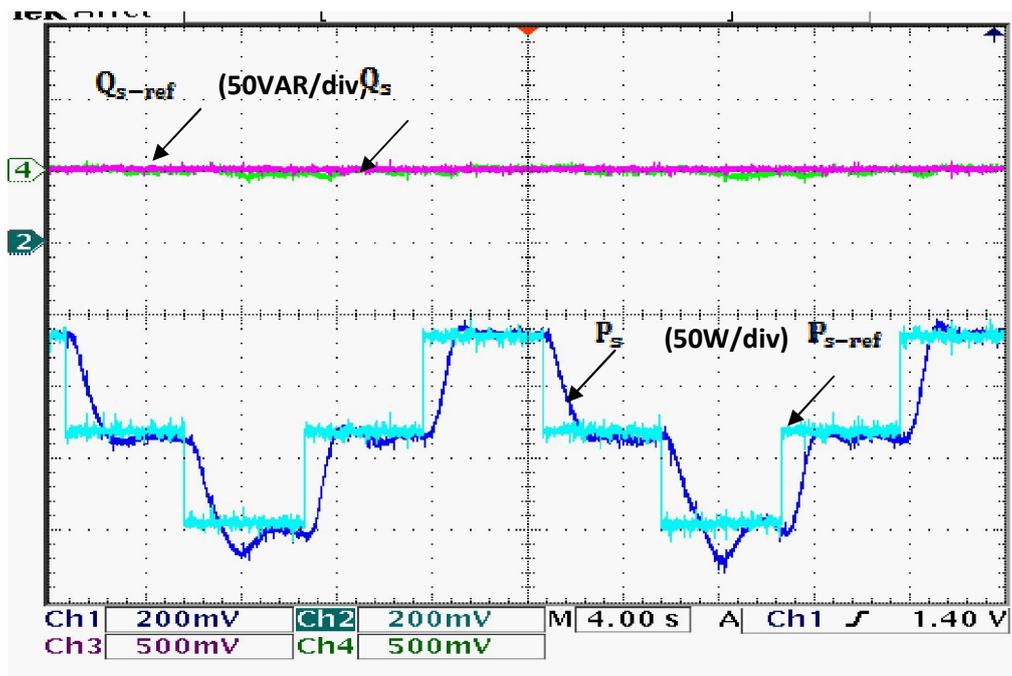


Fig 4.12 : Résultats expérimentaux des puissances actives et réactives

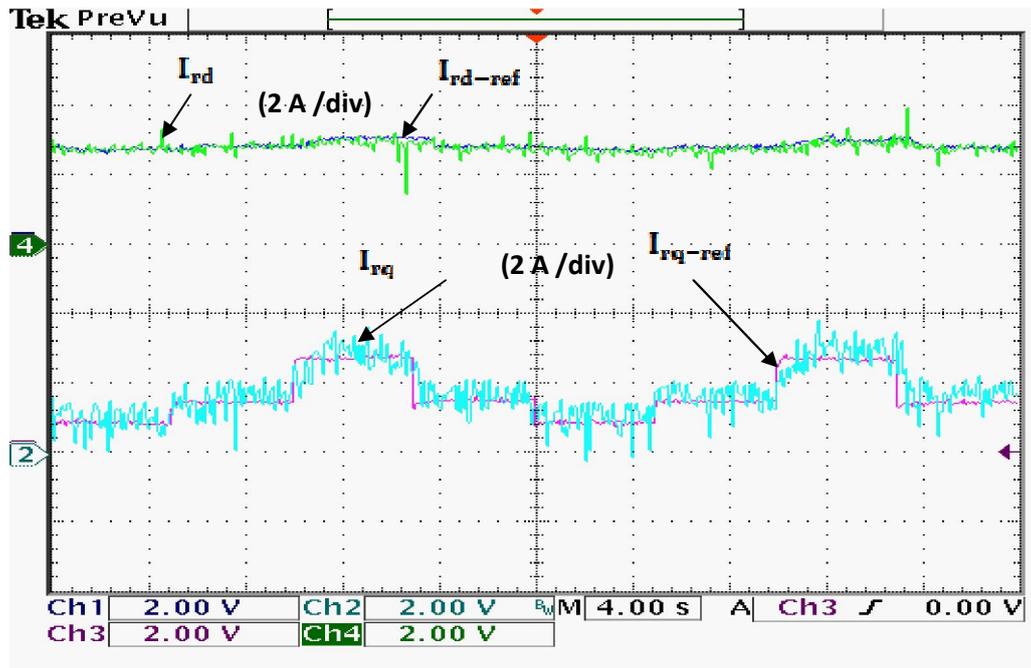


Fig 4.13: Relevés expérimentaux des Courants rotoriques direct et en quadrature

Via l'imposition des puissances aérodynamiques maximales, un fonctionnement à vitesse de rotation optimale le long du profil du vent est garanti, cela permettra de maintenir le coefficient de puissance à sa valeur maximale (0.5479), comme on peut le constater sur la figure 4.14

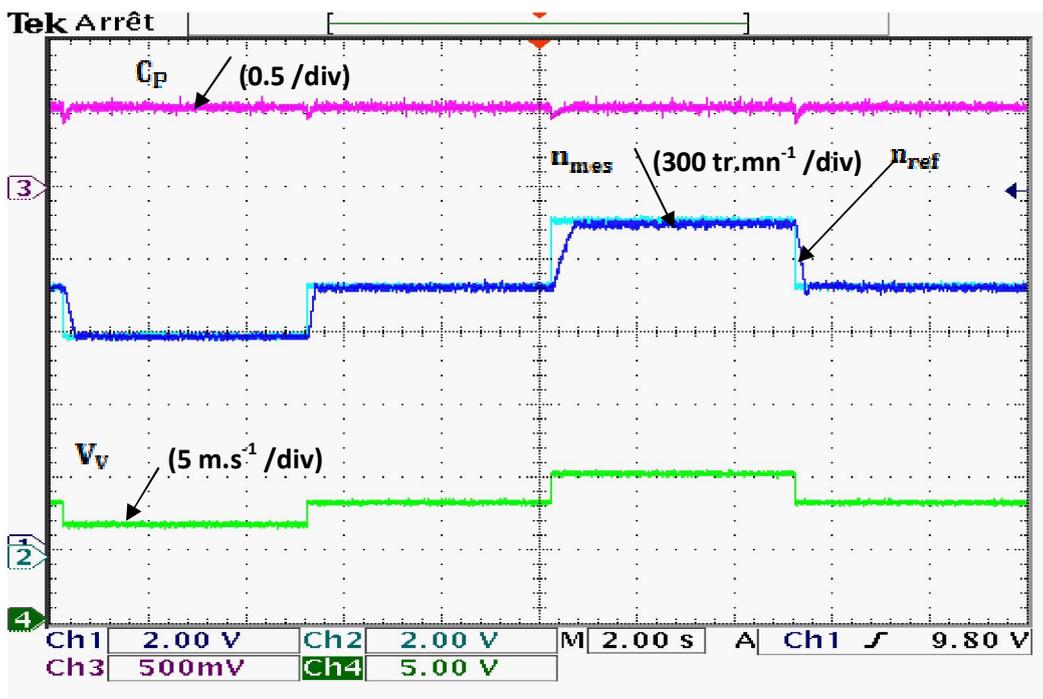


Fig 4.14: Relevés expérimentaux des vitesses et du coefficient de puissance

La commande découplée des puissances active et réactive est accomplie avec une bonne orientation du flux statorique sur l'axe direct, comme le montre la figure 4.15.

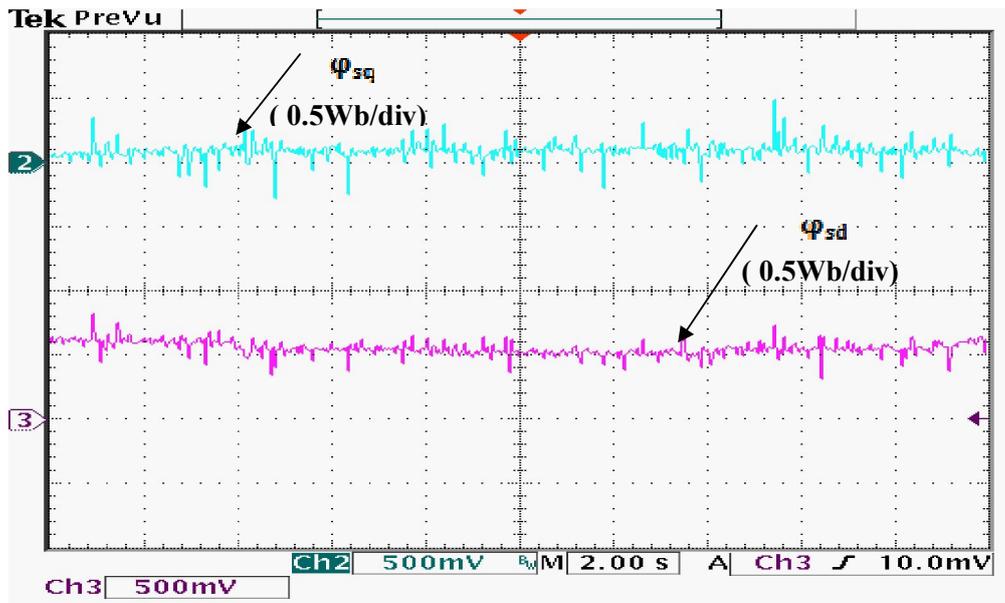


Fig 4.15 : Relevés expérimentaux des flux statoriques direct et en quadrature.

En conséquence de l'orientation du flux statorique et avec la valeur négligeable du terme ($R_s \cdot i_{sa}$), il en résulte, l'orientation de la tension statorique sur l'axe en quadrature dont le relevé expérimental est illustré sur la figure 4.16.

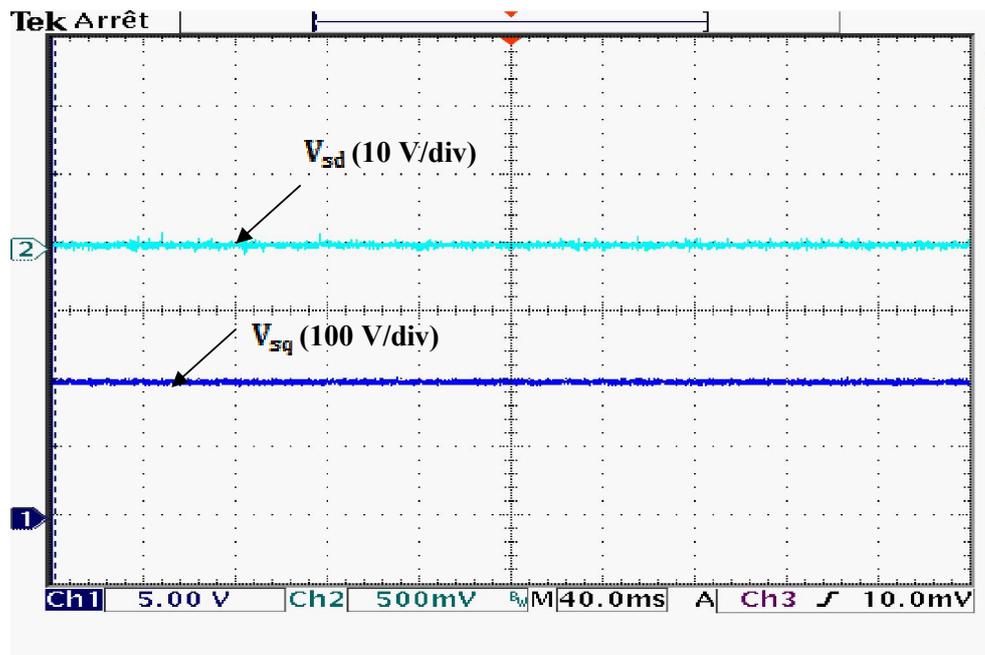


Fig 4.16: Relevés expérimentaux des tensions statoriques direct et en quadrature.

La figure 4.17 illustre les tracés de la puissance rotorique et du couple électromagnétique de la MADA. On peut déduire que:

- La puissance du rotor est de signe négatif, ce qui explique que l'énergie transite du réseau vers le rotor et que la génératrice fonctionne en mode sous synchronisme.
- Une croissance monotone de cette puissance avec la vitesse du vent est notée, résultats de l'accroissement des tensions rotoriques ajoutés aux termes de couplage.
- Le signe négatif du couple électromagnétique qui évolue avec la puissance active statorique injectée, démontre le caractère résistant de la génératrice.

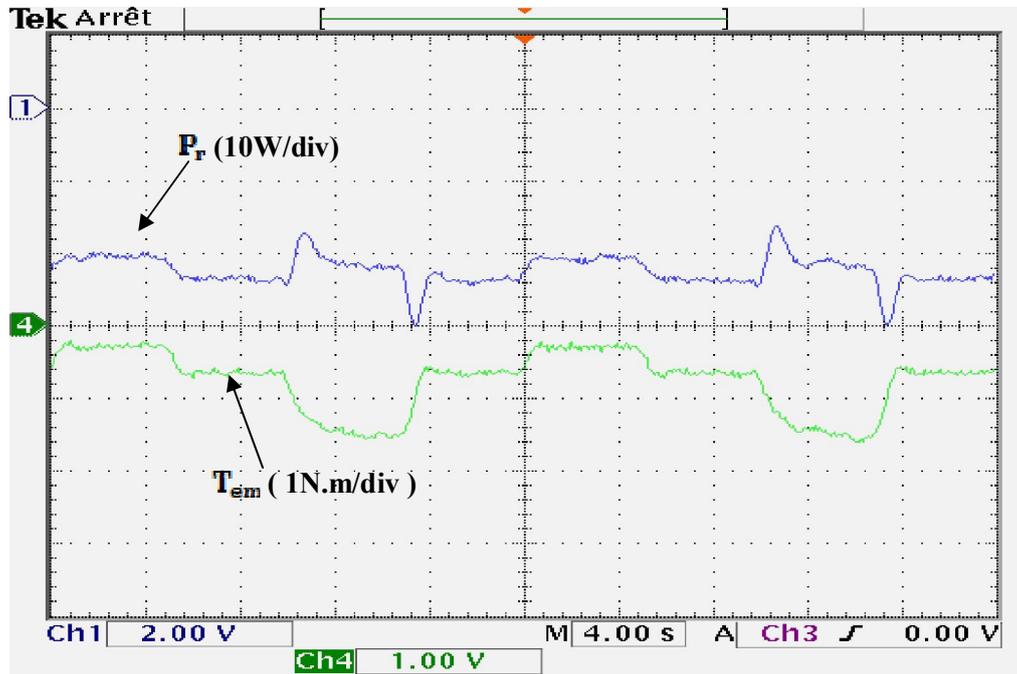


Fig 4.17: Allures expérimentales de la puissance rotorique et du couple électromagnétique.

Les figures 4.18 et 4.19 montrent les relevés expérimentaux respectivement du courant rotorique et statorique. On peut remarquer:

- Une croissance de l'amplitude et de la fréquence du courant rotorique avec la vitesse du vent est claire sur la figure 4.18, c'est une conséquence de la variation de l'amplitude des tensions rotoriques et de la vitesse de rotation
- Il est à noter aussi que la fréquence du courant rotorique est beaucoup plus faible comparée à celle du courant statorique comme montré sur la figure 4.19.

La figure 4.20 illustre les allures du courant statorique, et la tension statorique de la phase (a). Comme on peut le constater, le courant statorique est en permanence en opposition de phase avec la tension, permettant ainsi à la génératrice de délivrer que de la puissance active au réseau.

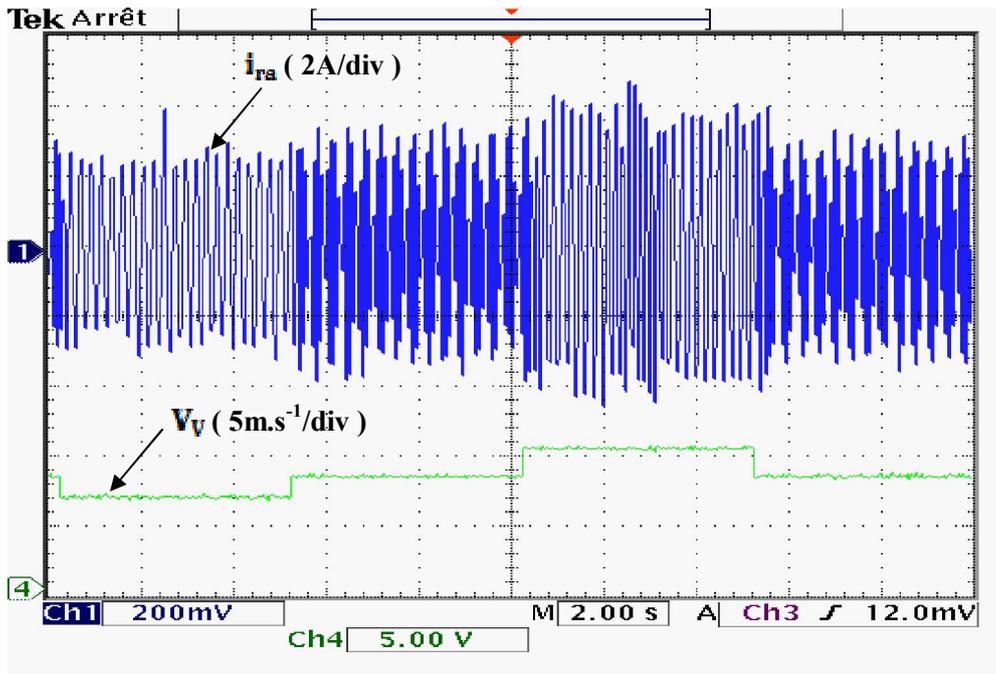


Fig 4.18: Allure du courant rotorique de la phase (a).

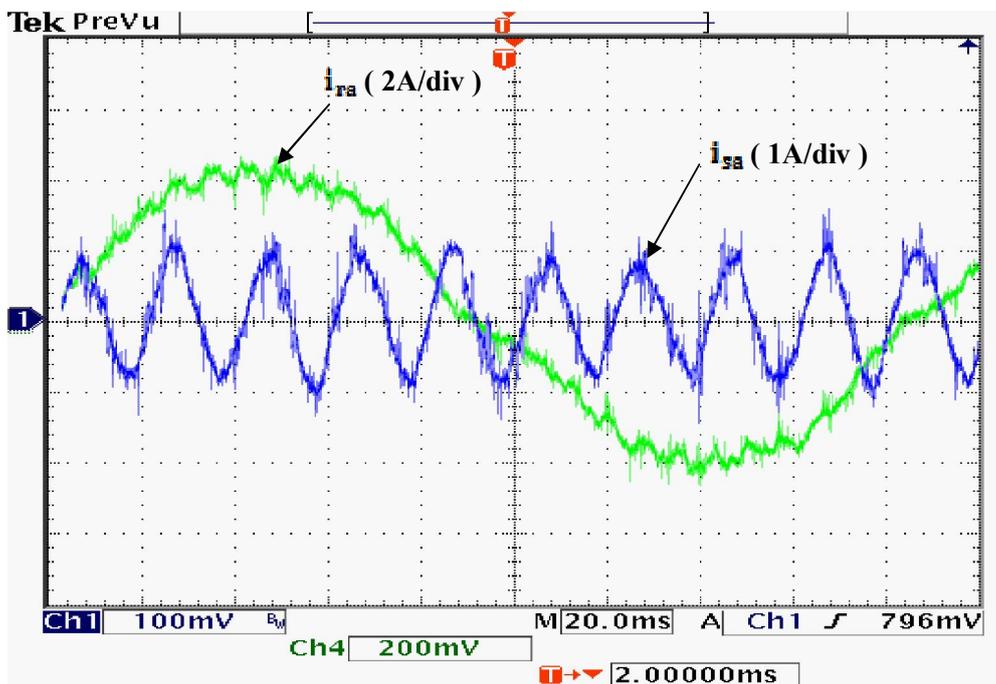


Fig 4.19: Allures expérimentales des courants statorique et rotorique de la phase (a).

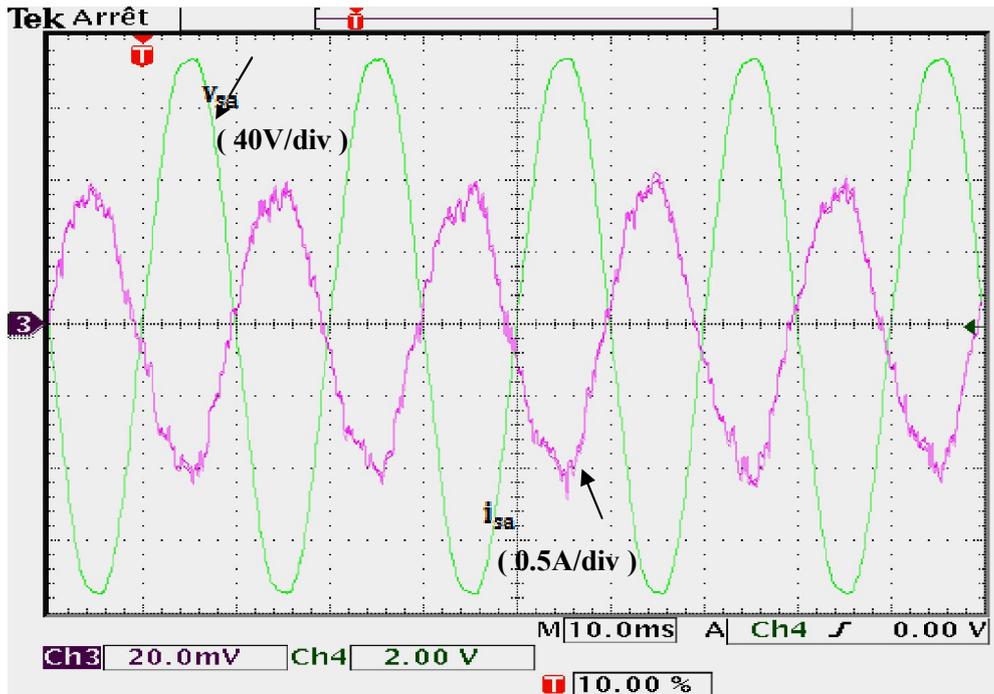


Fig 4.20: Relevés expérimentaux de la tension et du courant statorique

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le schéma global du montage expérimental, étudié et réalisé dans le laboratoire LGEB. Le banc d'essai composé d'une machine asynchrone à rotor bobiné (1kW) et d'une machine à courant continu (1kW) fonctionne en tant qu'un aérogénérateur. La première étape que nous avons réalisée est le contrôle en vitesse de la machine à courant continu émulant une turbine tripale à axe horizontale. Ce banc nous a permis de tester la commande robuste à base de la théorie de Lyapunov pour asservir la vitesse du moteur à courant continu à celle de référence déduite du modèle de la turbine.

Le succès de cette étape nous a permis d'accoupler la génératrice asynchrone double alimentée au moteur à courant continu dans des conditions proches de la réalité notamment en ce qui concerne le fonctionnement à vitesse variable. La deuxième étape est la validation du fonctionnement de la PLL en vue de la synchronisation de la MADA au réseau, en contrôlant la tension au stator en fonctionnement à vide. La dernière étape est la validation de la commande découplée des puissances active et réactive en imposant des courants de référence rotoriques direct et en quadrature de références via des contrôleurs adaptatives à modèle de référence (MRAC). Des essais effectués lors d'une variation en échelon de la vitesse du vent ont donné des résultats satisfaisants. Toutefois ceux-ci montrent aussi les limitations de l'environnement numérique utilisé sur le banc (une seule dSPACE 1104 pour le contrôle du MCC, pour la synchronisation et pour le contrôle en courants et puissances de la MADA) et les difficultés qui restent à résoudre pour valider l'ensemble de la chaîne de conversion pour des profils (aléatoires) proches de la réalité de l'éolien.

Références Bibliographiques

- [1] R. Datta, V.T. Ranganathan, ' A simple position-sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound rotor induction machine ', IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 48, N°. 4, pp. 786-793, August 2001.
- [2] M. Mohseni, M.A.S. Masoum, S. Islam, ' Robust sensorless decoupled P-Q control of doubly fed induction generators for wind power applications ', 20th Australian universities power engineering conference (AUPEC), pp. 1-6, 2010.
- [3] H. Benderradji, ' Contribution à la commande robuste de la machine à induction ', thèse de doctorat, université de Batna, 2013.
- [4] F. Akel, ' Etude et réalisation d'un émulateur de turbine éolienne ', mémoire de magister de l'école militaire polytechnique, Alger 2008.
- [5] N.C. Sahoo, A.S. Satpathy, N.K. Kishore, B. Venkatesh, ' DC Motor based wind turbine emulator using Labview for wind energy conversion system laboratory setup ', International journal of electrical engineering education, Vol. 50, Issue. 2, pp. 111-126, 2013.
- [6] L. Qihui, H.E. Yikang, Z. Rende, ' Imitation of the Characteristics of the wind turbine based on DC motor ', Frontiers of electrical and electronics engineering in China, Vol. 2, Issue 3, pp. 361–367, 2007.
- [7] M. Monfareda, H.M. Kojabadi, H. Rastegar, ' Static and dynamic wind turbine simulator using a converter controlled dc motor ', Renewable energy, Vol. 33, Issue 5, pp. 906- 913, 2008.
- [8] S. Drid, A. Makouf, M.S. Nait-Said, M. Tadjine, ' The doubly fed induction generator robust vector control based on Lyapunov method ', Transactions on systems, signals & devices (TSSD), Vol. 4, N°. 2, pp. 237-250, 2009.
- [9] A. Tiar, ' Commande optimale d'un système de génération photovoltaïque hybride ', mémoire de magister, université de Biskra, 2011.
- [10] W. Sadara, B. Neammanee, ' Implementation of a three phase grid synchronization for doubly-fed induction generators in wind energy system', International conference on electrical engineering/ electronics computer telecommunications and information technology (ECTI-CON), pp. 1016-1020, 2010.
- [11] A.G. Abo-khalil, D.C. Lee, S.P. Ryu, ' Synchronization of DFIG output voltage to utility grid in wind power system ', Renewable energy, Vol. 44, pp. 193-198, August 2012.
- [12] T. Bouaouiche, ' Commande à structure variable et étude de l'intégration d'éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation sur le réseau électrique ', thèse de doctorat, université de Nantes, 2007.
- [13] J.B. Ekanayake, L. Holdsworth, N. Jenkins, ' Dynamic modelling of doubly fed induction generator wind turbines ', IEEE transactions on power systems, Vol. 18, N°. 2, pp. 803-809, May 2003
- [14] G. Tapia, G. Santamaria, M. Telleria, A. Susperregui, ' Methodology for smooth connection of doubly fed induction generators to the grid ', IEEE transactions on energy conversion, Vol. 24, N°. 4, pp. 959-971, December 2009.
- [15] F. Poitiers ' Étude et Commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne ', thèse de doctorat, université de Nantes, 2003.

Chapitre 5

Modélisation et simulation de la chaîne de conversion photovoltaïque

5.1 Introduction

Les systèmes de production d'électricité décentralisés sont, en général, couplés au réseau sans/ou avec un système de stockage ou bien isolés du réseau et donc associés à un dispositif de stockage de l'énergie.

Le principal avantage des systèmes couplés au réseau est qu'ils permettent de revendre l'énergie produite et non consommée sur place au fournisseur du réseau et de se dispenser du coûteux et problématique stockage de l'électricité. Si la consommation locale est supérieure à la production de la centrale, l'appoint est fourni par le réseau. Dans le cas contraire, l'énergie est fournie au réseau public et sert à alimenter les consommateurs voisins.

En revanche, ces systèmes ne peuvent fonctionner qu'en présence du réseau. Dans le cas d'une coupure de ce dernier, bien qu'ayant son propre système de production d'électricité, le producteur indépendant se trouve privé d'électricité.

Classiquement deux étages de conversion sont adoptés dans les systèmes connectés au réseau. Le premier étage de conversion est un convertisseur DC/DC jouant le rôle d'un régulateur MPPT ou un adaptateur d'impédance; le second étage est un convertisseur DC/AC, qui adapte la sortie alternative aux paramètres du réseau auquel il est lié.

Dans notre travail, on réduit les étages de conversion au convertisseur DC/AC. Cette configuration possède un seul degré de liberté. Le convertisseur statique (CS) joue un double rôle, maximiser la puissance du panneau et réguler sa sortie modulée à la tension et la fréquence du réseau. De ce fait on minimise le coût de l'installation et les pertes dans la chaîne de conversion. La figure 5.1 montre la structure typique à un seul étage de conversion, du système photovoltaïque connecté au réseau triphasé de distribution (220V/50Hz). On associe avec le circuit de puissance le schéma bloc de la commande du convertisseur (DC/AC), permettant l'optimisation du système. Le circuit de puissance de cette configuration est constitué, par les parties électriques suivantes:

- Un générateur photovoltaïque (GPV) formé par une matrice de huit modules en série et deux branches en parallèle (8×2), dont Le module est de modèle SHARP, constitué de 72 cellules en silicium monocristallin, la puissance crête aux conditions standards (STC: 1000W/m^2 , 25°C , 1.5AM) est de 175W (les caractéristiques électriques du module sont données en Annexe 5.1, la puissance crête du générateur dans les conditions STC est de 2.8kW . La tension continue optimale du générateur varie entre : $(265.7 - 283.2\text{ V})$)
- Un onduleur de tension triphasé MLI, à base d'IGBT de 4kW , couplé coté continu via un condensateur de filtrage (C). En sortie de l'onduleur, on trouve un filtre passif, qui est représenté par une inductance L et une résistance R. Ce filtre sert d'une part, à connecter l'onduleur de tension au réseau électrique, d'autre part à empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau. Les valeurs des ces éléments sont comme suit : $C=2200\mu\text{F}$, $R=1\text{m}\Omega$, $L=5\text{mH}$.
- Un transformateur élévateur est intégré pour adapter le niveau de tension modulée en sortie de l'onduleur à celle du réseau de distribution ($80/220\text{V}$) et d'isoler les deux sources continue et alternative, afin d'assurer la sécurité du personnel.
- Le réseau électrique est représenté par la force électromotrice du réseau, par une inductance L_R et une résistance R_R . $V_{\text{max}}=311\text{V}$, $R_R=0.5\text{m}\Omega$, $L_R=15 \times 10^{-6}\text{ H}$.

- Une charge triphasé résistive est intercalée sur le bus alternatif, coté secondaire du transformateur, pour visualiser le transit des puissances entre générateur photovoltaïque, réseau électrique et charge R_{ch} (par phase)=40Ω.

La technique de commande proposée permettra un transfert optimum de la puissance extraite, avec un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Les différents blocs du circuit de commande, assurent les fonctions suivantes :

- Un bloc d'algorithme MPPT du type "Conductance Incrémentale" (Cond-Inc) permet l'extraction de la puissance maximale, en dépit des variations de l'éclairement solaire et de température, et génère ainsi la tension de référence du bus continu.
- Le régulateur PI ajuste la tension de sortie du GPV et délivre à sa sortie la puissance de référence P_{ref} .
- Trois régulateurs à hystérésis permettent un suivi adéquat des courants de sortie de l'onduleur à ceux de référence, déduits d'un contrôle indirect des puissances actives et réactives transitées vers le réseau, en assurant un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.
- Le circuit PLL sert à verrouiller la phase du réseau et détermine ainsi l'angle utilisée dans la transformation de PARK des courants biphasés de référence.

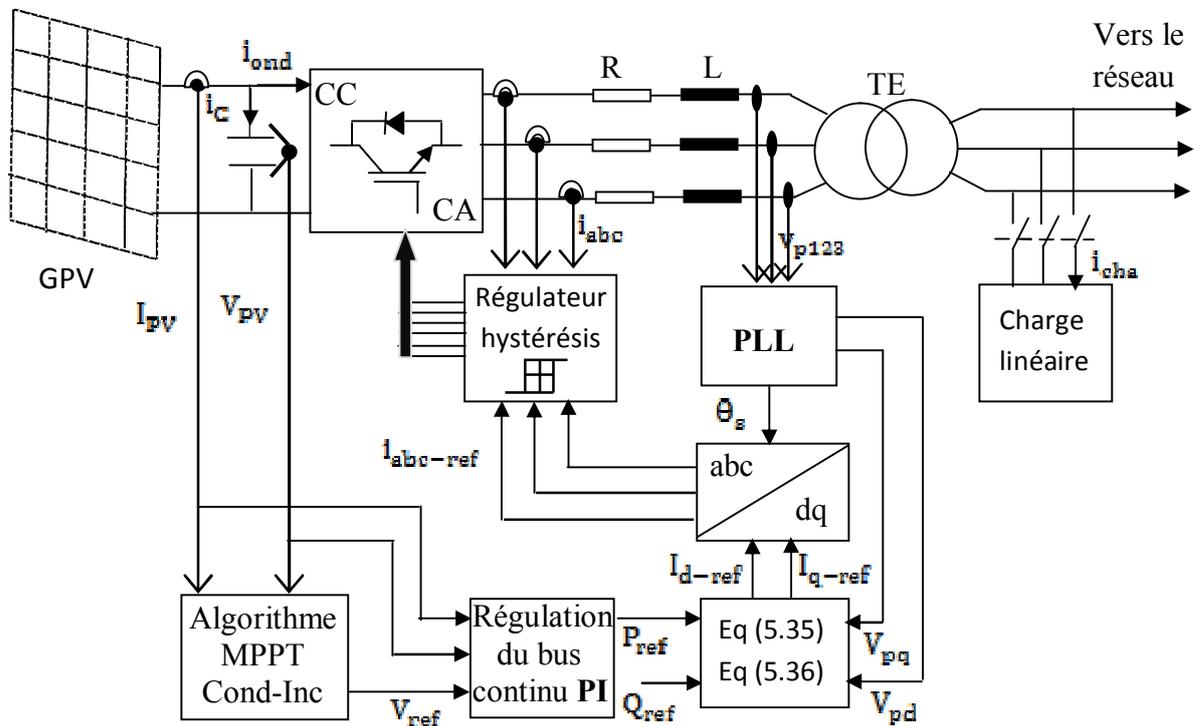


Fig 5.1: Schéma bloc du système de conversion photovoltaïque connecté au réseau.

5.2 Modélisation du générateur photovoltaïque

L'effet photovoltaïque se manifeste par l'apparition d'une différence de potentiel à la jonction entre un métal et un semi-conducteur ou entre deux semi-conducteurs lorsque le dispositif reçoit un rayonnement lumineux de longueur d'onde adéquate. Ainsi une cellule photovoltaïque peut convertir l'énergie solaire en énergie électrique en mettant en jeu ce phénomène physique optoélectronique. Industriellement les matériaux les plus utilisés sont à

base de silicium. Les performances de rendement énergétique atteintes industriellement sont de 13 à 14 % pour les cellules à base de silicium monocristallin, 11 à 12 % avec du silicium poly cristallin et enfin 7 à 8% pour le silicium amorphe en films minces. Les caractéristiques ainsi obtenues sont celles d'une photodiode mais en convention générateur.

5.2.1 Schéma électrique d'une cellule solaire

Le schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque comprend un générateur de courant qui modélise l'éclairement et une diode en parallèle qui modélise la jonction PN. Mais le schéma équivalent réel tient compte de l'effet résistif parasite dû à la fabrication, il est présenté par deux résistances comme le montre la figure 5.2.

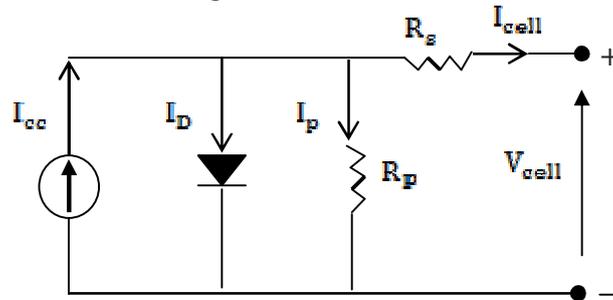


Fig 5.2: Schéma électrique équivalent d'une cellule solaire.

Avec R_p et R_s représentent respectivement la résistance shunt caractérisant les courants de fuites de la jonction, et la résistance série représentant les diverses résistances des contacts et de connexions.

5.2.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

Lorsqu'une jonction PN réalisée à partir de matériaux sensibles à la lumière est éclairée, elle présente la particularité de pouvoir fonctionner en générateur d'énergie [1].

Ce comportement en statique peut être décrit par l'équation électrique (5.1) définissant le comportement d'une diode classique.

$$I_{cell} = I_{cc} - I_D - I_p \quad (5.1)$$

Avec:

$$I_D = I_{sat} \left[\exp\left(\frac{V_{cell} + I_{cell} R_s}{nV_T}\right) - 1 \right] \quad (5.2)$$

$$I_p = \frac{V_{cell} + I_{cell} R_s}{R_p} \quad (5.3)$$

$$V_T = \frac{KT_{cell}}{q_e} \quad (5.4)$$

Dans ce modèle, le courant de saturation et le courant de court-circuit varient avec la température et l'éclairement suivant les équations (5.5) et (5.6) [2]:

$$I_{cc} = [I_{ccstc} + k_{cc}(T_{cell} - T_{cellstc})] \frac{E}{E_{stc}} \quad (5.5)$$

$$I_{sat} = I_{satstc} \left[\frac{T_{cell}}{T_{cellstc}} \right]^3 \exp\left(\frac{q_e E_g}{K} \left(\frac{1}{T_{cellstc}} - \frac{1}{T_{cell}} \right)\right) \quad (5.6)$$

Généralement, la résistance shunt est considérée très grande, et le modèle à quatre paramètres (I_{cc} , V_T , R_s , I_{sat}) de forme implicite est opté:

$$I_{cell} = I_{cc} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{V_{cell} + I_{cell} R_s}{nV_T}\right) - 1 \right] \quad (5.7)$$

L'adaptation de l'équation (5.7) à d'autres niveaux d'éclairéments et de températures est obtenue via les équations (5.8) à (5.12).

$$\Delta T_{cell} = T_{cell} - T_{cellstc} \quad (5.8)$$

$$\Delta I_{PV} = \alpha_{cc} \left(\frac{E}{E_{STC}}\right) \Delta T_{cell} + \left(\frac{E}{E_{STC}} - 1\right) I_{ccstc} \quad (5.9)$$

$$\Delta V_{PV} = -\beta_{co} \Delta T_{cell} - R_s \Delta I_{PV} \quad (5.10)$$

Les nouvelles valeurs de la tension et du courant photovoltaïque sont données par:

$$V_{cell,nouv} = V_{cell} + \Delta V_{PV} \quad (5.11)$$

$$I_{cell,nouv} = I_{cell} + \Delta I_{PV} \quad (5.12)$$

Dans des conditions d'ensoleillement standard, la puissance maximale délivrée par une cellule en silicium de 150 cm^2 est d'environ 2.3 W sous une tension de 0.5 V , ce qui est une puissance insuffisante pour la plupart des applications domestiques ou industriels. Une association série-parallèle de plusieurs cellules donne un module et une association série et/ou parallèle de plusieurs modules permet de réaliser un générateur photovoltaïque comme le montre la figure 5.3 [3]-[4]. Le passage d'un module à un générateur se fait par l'ajout de diodes de protection, une en série pour éviter les courants inverses et une en parallèle, dite diode by-pass, qui n'intervient qu'en cas de déséquilibre d'un ensemble de cellules. Leur rôle est la limitation de la tension inverse aux bornes de cet ensemble et minimiser les pertes de production associée.

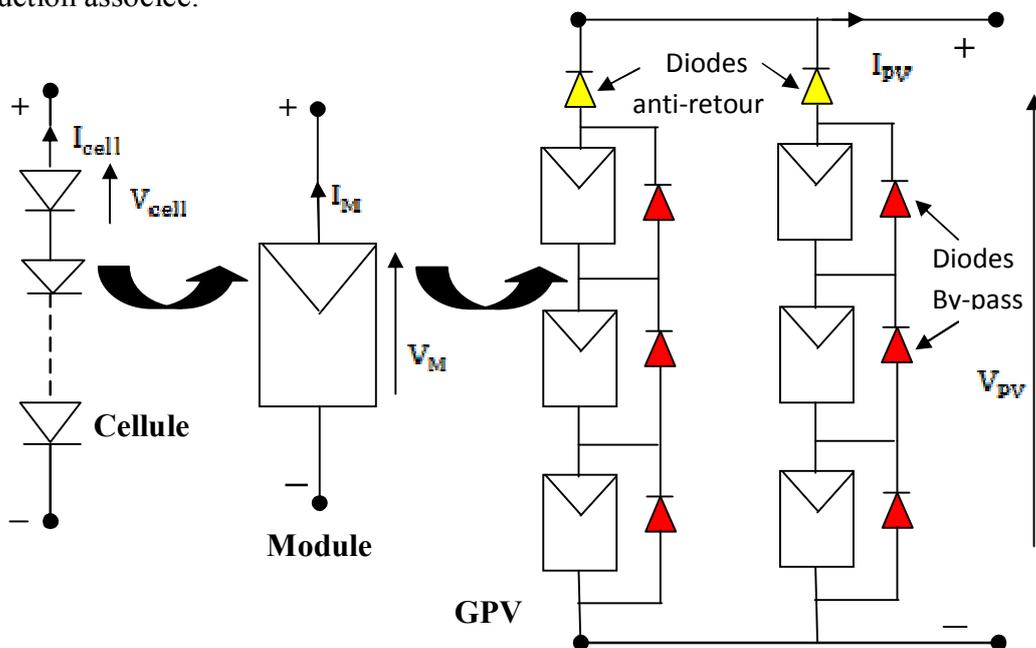


Fig 5.3: Cellules, module et générateur photovoltaïque

Les constructeurs des cellules photovoltaïques fournissent les paramètres du module sous les conditions standards de fonctionnement. De ce fait un GPV est formé de plusieurs modules photovoltaïques mises en parallèle afin d'augmenter le courant et/ou, en série afin d'obtenir la tension désirée; Il en résulte la tension et le courant résultants du GPV [5]:

$$I_{PV} = I_M * n_p \quad (5.13)$$

$$V_{PV} = V_M * n_s \quad (5.14)$$

5.2.3 Influence de l'éclairement et de la température

La production d'électricité par générateur photovoltaïque est liée à l'éclairement, à la température, à la durée de l'éclairement et à l'orientation du panneau par rapport au soleil. La figure 5.4 montre l'influence de la température et de l'éclairement sur le courant, la tension et par conséquent sur la puissance.

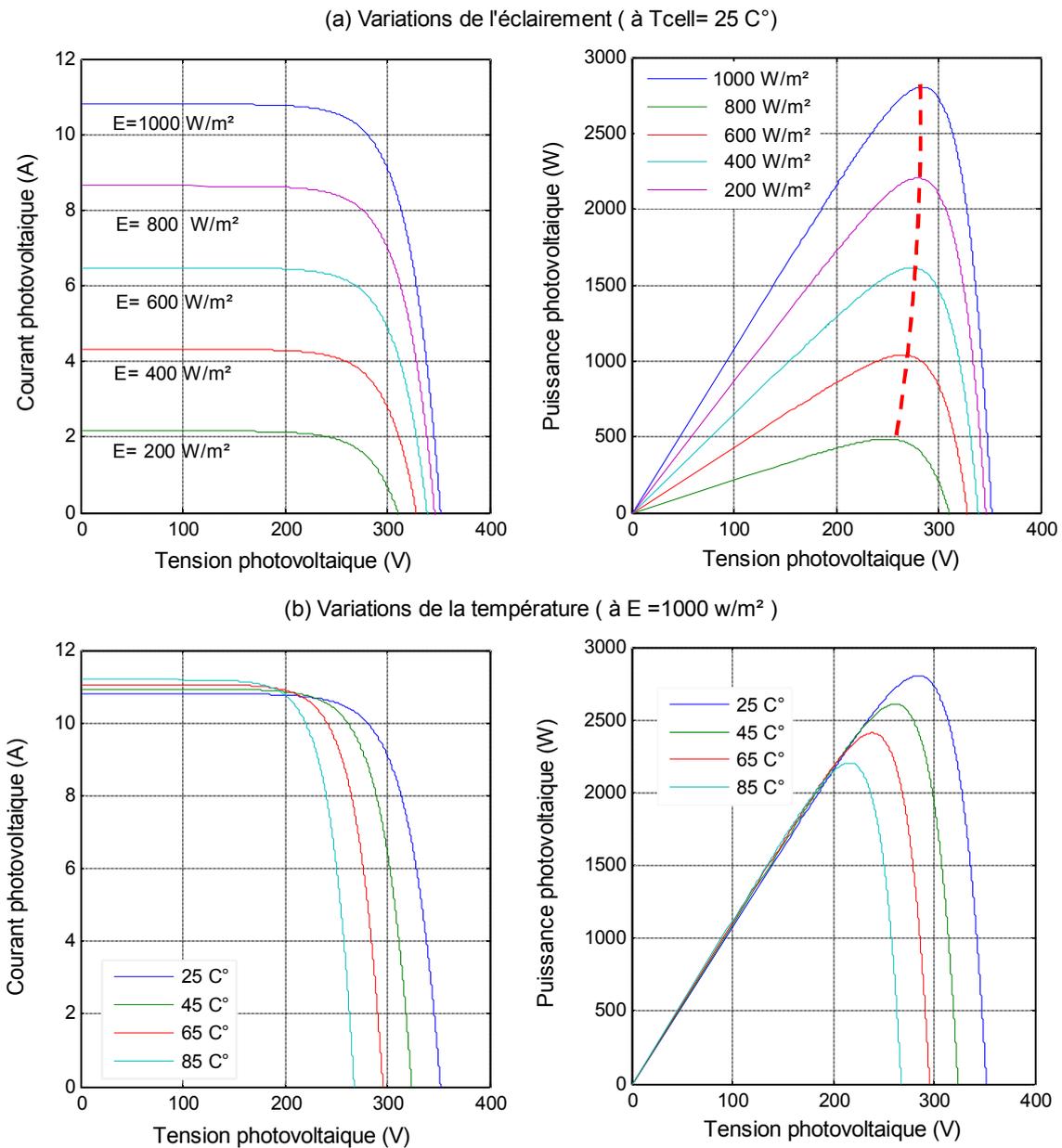


Fig 5.4: Caractéristiques statiques d'un générateur photovoltaïque

- Influence de l'éclairement

Sans influence de la température, on peut dire que l'éclairement est une image de la puissance. On présente dans la figure 5.4.a quelques caractéristiques statiques du GPV, tracées pour différentes valeurs d'éclairement et pour une valeur constante de la température ($T_{\text{cell}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$). La courbe en (rouge pointillé) représente la courbe de puissance maximale correspondante aux différentes valeurs d'éclairement.

Le courant de court-circuit I_{cc} est pratiquement proportionnel à l'éclairement ou au flux lumineux E . Il est aussi proportionnelle à la surface S de la jonction soumise au rayonnement solaire, par contre la tension de circuit ouvert V_{co} n'en dépend pas et n'est fonction que de la qualité du matériau et du type de jonction considérée [6].

- Influence de la température

La figure 5.4.b présente les mêmes caractéristiques, tracées cette fois-ci pour différentes valeurs de la température de la cellule, la valeur de l'éclairement restant constante ($E = 1000 \text{ W/m}^2$). La température est un paramètre très important dans le comportement des photopiles. En effet, si elle augmente le courant de court-circuit I_{cc} augmente à peu près de 3.10^{-3} mA/K par cm^2 de la cellule. Par contre, l'augmentation de la température se traduit par une diminution de la tension du circuit ouvert V_{co} et de la puissance maximale disponible, de l'ordre de 5.10^{-5} W/K par cm^2 de la cellule [7].

5.3 Fonctionnement optimum d'un générateur photovoltaïque

Dans le cas d'une connexion directe, le point de fonctionnement du GPV dépend de l'impédance de la charge à laquelle il est connecté. Le point de fonctionnement peut se trouver plus ou moins éloigné du point de puissance maximal (MPP).

Ainsi, l'un des intérêts à introduire un étage d'adaptation est d'assurer que le transfert d'énergie est toujours possible et qu'il peut s'effectuer dans des conditions de fonctionnement optimales pour la source PV et la charge. Dans les applications connectées au réseau, la livraison de la totalité de la puissance disponible au niveau GPV se fait par la présence de convertisseur (DC/DC ou/et DC/AC). Le convertisseur statique (CS) permet la mise en place d'algorithmes de recherche de point de puissance maximale (MPPT). Ces algorithmes vont modifier l'impédance équivalente du (convertisseur+charge), pour s'assurer que le GPV fonctionne à sa puissance maximale. De nombreux travaux ont été et sont menés sur l'amélioration de ces algorithmes [8]-[12].

Ces techniques sont équivalentes de point de vue principe, et diffèrent l'une de l'autre par la robustesse aux variations climatiques. Dans le travail en cours la méthode de la Conductance incrémentale est choisie, assurant une convergence vers les points optimums lors des variations rapides de l'éclairement.

5.3.1 Principe de l'algorithme MPPT "Conductance incrémentale" (Cond-Inc).

Pour rechercher les MPPs, cette technique se base sur la connaissance de la variation de la conductance du GPV et des conséquences sur la position du point de fonctionnement par rapport à un MPP [13]. Ainsi, la conductance du GPV est définie par le rapport entre

Le courant et la tension du GPV comme indiqué ci-dessous :

$$G = \frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad (5.15)$$

Et une variation élémentaire (incrément) de conductance peut être définie par :

$$dG = \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \quad (5.16)$$

D'autre part, l'évolution de la puissance du GPV (P_{PV}) par rapport à la tension (V_{PV}) donne la position du point de fonctionnement par rapport au PPM. Lorsque la dérivée de puissance est nulle, cela signifie que l'on est sur le MPP. Si elle est positive, le point d'opération se trouve à gauche du maximum. Alors que, lorsqu'elle est négative, on se situe à droite.

Le lien entre la conductance donnée par l'équation (5.15) et la dérivée de la puissance $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}}$ peut être décrite par l'équation suivante :

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{d(I_{PV}V_{PV})}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \cong I_{PV} + V_{PV} \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} \quad (5.17)$$

D'où, on peut alors écrire de nouvelles conditions sur la variation de la conductance comme celles décrits sur la dérivée de puissance :

- Si $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} > -\frac{I_{PV}}{V_{PV}}$, le point de fonctionnement est à gauche du MPP,
- Si $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = -\frac{I_{PV}}{V_{PV}}$, le point de fonctionnement est sur le MPP, (5.18)
- Si $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} < -\frac{I_{PV}}{V_{PV}}$, le point de fonctionnement est sur la droite du MPP.

Le maximum de puissance peut être alors traqué en effectuant des comparaisons à chaque instant de la valeur de la conductance ($\frac{I_{PV}}{V_{PV}}$) avec celle de l'incrément de conductance ($\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}}$), comme l'illustre l'algorithme de la figure 5.5.

V_{ref} correspond à la tension de référence et force le GPV à fonctionner à cette valeur. Si on est au MPP, alors la tension V_{ref} correspond bien à la tension optimale V_{opt} . Une fois le PPM atteint, le point de fonctionnement peut être maintenu sur cette position jusqu'à la détection d'une variation de ΔI_{PV} . Cela indique alors un changement de conditions climatiques, donc un nouveau MPP à rechercher. Pour cela, l'algorithme incrémente ou décrémente la valeur de V_{ref} jusqu'à atteindre le MPP.

Théoriquement, avec la méthode de contrôle de type Cond-Inc, il est possible de trouver un MPP et de s'y immobiliser en stoppant la perturbation. Dans ce cas-là, ΔV_{PV} est nul et c'est le contrôle de l'apparition de ΔI_{PV} qui permet de réactiver l'ajustement de la valeur de V_{ref} pour atteindre un nouveau MPP.

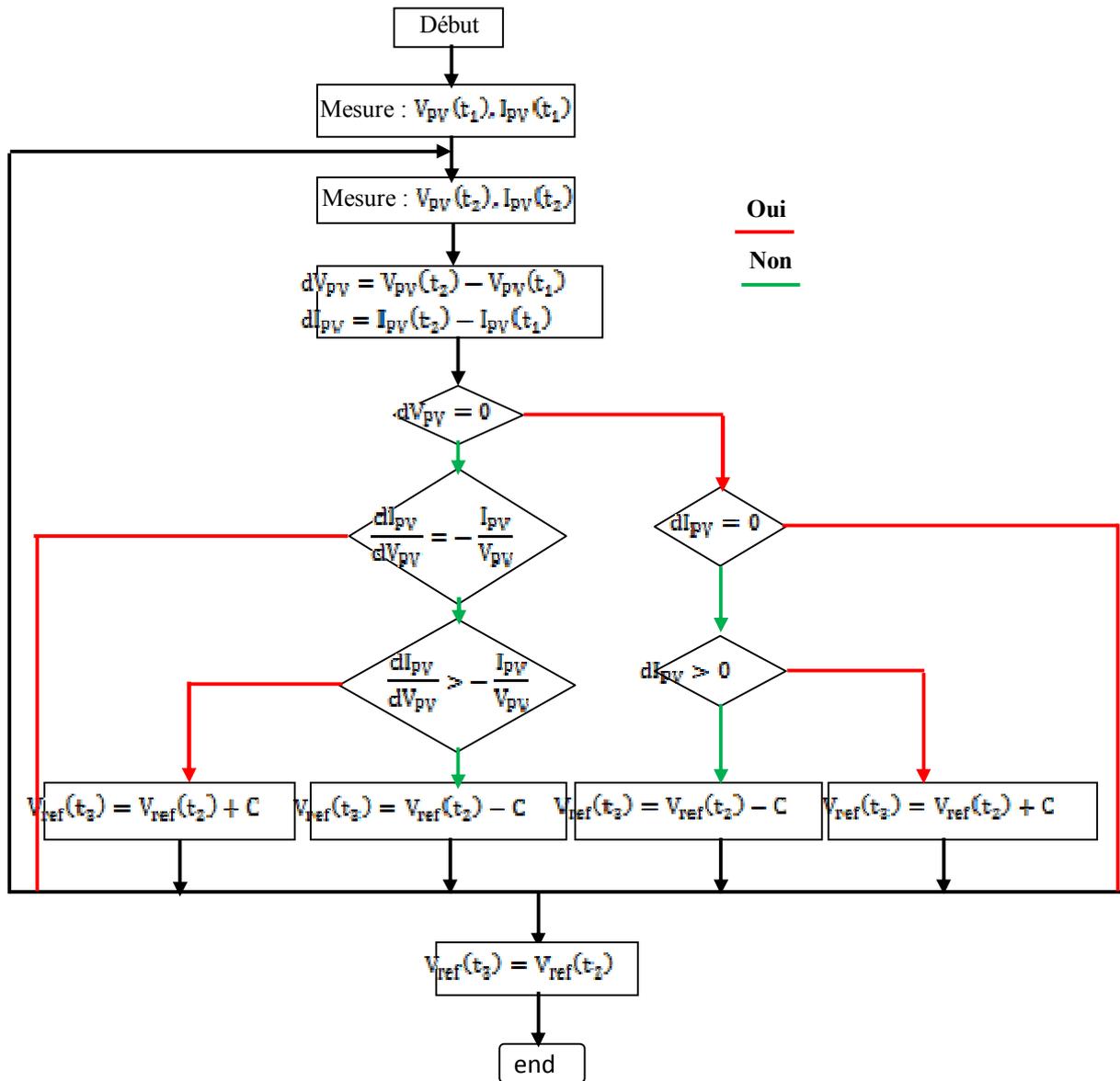


Fig 5.5: Organigramme de l'algorithme MPPT (Cond-Inc).

Ceci se produit par exemple lors de variations d'ensoleillement. Ceci constitue en soi une propriété intéressante par rapport aux autres types d'MPPTs, car en régime établi, il n'y a pas de pertes par rapport au MPP. De plus, cette méthode ne présente pas de risques de divergence par rapport au MPP. En pratique, le système présente une oscillation comme la commande Perturb and Observ (P&O) autour du MPP, à cause du bruit aux niveaux des acquisitions des paramètres d'entrée (I_{PV} et V_{PV}) et de la difficulté au système de bien analyser si la relation $I_{PV} + V_{PV} \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = 0$ est bien remplie ou non. Ainsi, en réalité, cette condition n'étant jamais obtenue, le système est toujours en train de la rechercher.

5.4 Modélisation de la liaison au réseau

5.4.1 Modèle du bus continu

L'évolution temporelle de la tension du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif :

$$\frac{dV_{PV}}{dt} = \frac{1}{C} i_C \quad (5.19)$$

Le courant du condensateur de filtrage est issu d'un nœud où circulent le courant du GPV et le courant modulé par le convertisseur (figure 5.1):

$$i_C = I_{PV} - i_{ond} \quad (5.20)$$

En fonction des états de commutation (S_a, S_b, S_c), le courant à l'entrée de l'onduleur peut s'écrire comme suit:

$$i_{ond} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (5.21)$$

5.4.2 Modèle du filtre coté réseau

Les équations dynamiques de la liaison du convertisseur avec le filtre inductif et le réseau sont décrites par le système d'équations (5.22):

$$\begin{bmatrix} v_{m1} \\ v_{m2} \\ v_{m3} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{p1} \\ v_{p2} \\ v_{p3} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

En remplaçant les tensions modulées de sortie du convertisseur (v_{m1}, v_{m2}, v_{m3}) par leurs expressions eq (2.41), on obtient le système d'équations (5.23):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{p1} \\ v_{p2} \\ v_{p3} \end{bmatrix} + \frac{V_{PV}}{3L} \begin{bmatrix} 2S_a - S_b - S_c \\ -S_a + 2S_b - S_c \\ -S_a - S_b + 2S_c \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

En considérant une modulation sinusoïdale des états de commutation, le système d'équations (5.24) décrit la transformation dans le plan de PARK de (5.22) pour un référentiel lié au champ tournant du réseau:

$$\begin{bmatrix} v_{md} \\ v_{mq} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L\omega_s \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{pd} \\ v_{pq} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

En considérant les tensions de couplage suivantes:

$$\begin{bmatrix} e_{cd} \\ e_{cq} \end{bmatrix} = L\omega_s \begin{bmatrix} +i_d \\ -i_q \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

De même, les tensions aux bornes des filtre inductifs sont définis par :

$$\begin{bmatrix} v_{fd} \\ v_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{md} \\ v_{mq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{cd} \\ e_{cq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{pd} \\ v_{pq} \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Les équations différentielles (5.24) peuvent être simplifiées comme suit:

$$\begin{bmatrix} v_{fd} \\ v_{fq} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

La figure 5.6 présente le modèle de la liaison avec le réseau.

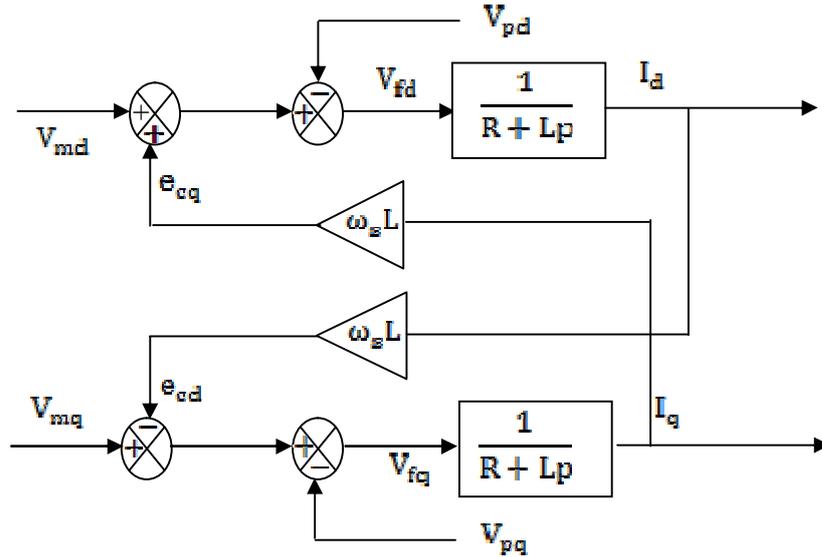


Fig 5.6: Modèle de la liaison au réseau.

5.5 Estimation de l'angle électrique du réseau

Pour pouvoir effectuer le passage des grandeurs triphasées au biphasé et inversement, l'angle électrique du réseau est alors estimé via un circuit à verrouillage de phase (PLL). Le principe est de considérer les équations du réseau triphasé dans un repère de Park dont l'orientation est telle que $V_{pd} = 0$ [14]-[15]. La boucle de verrouillage de phase réalise l'asservissement d'un angle de phase arbitraire à l'angle de référence θ_{est} . Le schéma de principe est présenté dans la figure 5.7.

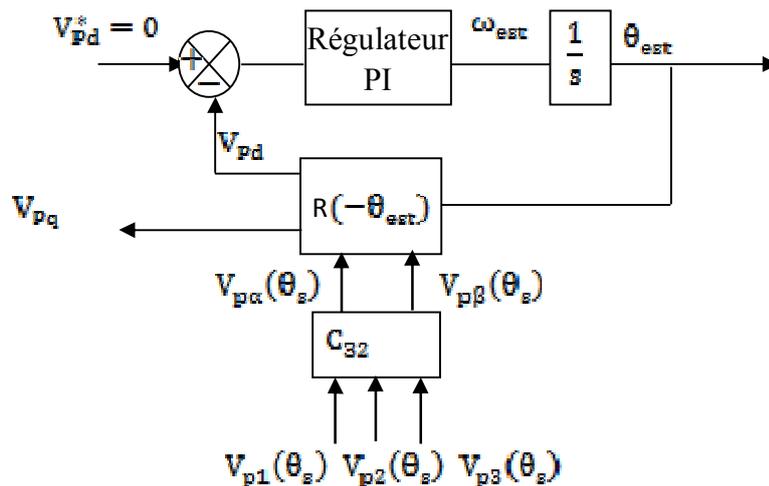


Fig 5.7: Schéma de principe de la boucle à verrouillage de phase triphasé.

La transformation de Concordia est d'abord appliquée sur les tensions simples mesurées du réseau $V_{p1}(\theta_s), V_{p2}(\theta_s), V_{p3}(\theta_s)$. Les tensions ainsi obtenues sont ensuite exprimées dans le repère de Park par une rotation $R(-\theta_{est})$.

$$R(-\theta_{est}) = \begin{bmatrix} \cos\theta_{est} & \sin\theta_{est} \\ -\sin\theta_{est} & \cos\theta_{est} \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

L'angle de rotation estimée est issu de l'intégration de la pulsation estimée ω_{est} du réseau. La pulsation ω_{est} du repère tournant doit être identique à la pulsation ω_g des tensions mesurées.

$$\begin{pmatrix} V_{pd} \\ V_{pq} \end{pmatrix} = [C_{32}]R(-\theta_{est}) V_{P123}(\theta_g) = \sqrt{3}V_{peff} \begin{pmatrix} \sin(\theta_g - \theta_{est}) \\ -\cos(\theta_g - \theta_{est}) \end{pmatrix} \quad (5.29)$$

La boucle à verrouillage de phase sera active lorsque l'angle estimé θ_{est} sera égale à θ_g . Cette condition sera obtenue si la grandeur V_{pd} est nulle comme le montre (5.29)

5.6 Description des approches de commande

5.6.1 Fonctionnement optimisé du GPV

Pour permettre l'extraction et l'injection au réseau de la puissance crête du GPV, deux algorithmes MPPT avec et sans asservissement de tension sont utilisés. Ces derniers sont fondés sur la méthode de conductance incrémentale, largement utilisée.

1- Algorithme MPPT avec asservissement de tension:

Pour cette technique, dont le synoptique est montré dans la figure 5.1, la tension optimale de référence V_{ref} obtenue par l'algorithme MPPT est régulée via un contrôleur de type PI, permettant ainsi de se positionner sur le point optimal jusqu'à détection d'une variation de l'éclairement solaire.

- Régulation de la tension optimale:

L'équation dynamique du bus continu eq (5.19), peut être réécrite ainsi:

$$\frac{1}{2}C \frac{dV_{PV}^2}{dt} = I_{PV}V_{PV} - I_{ond}V_{PV} = I_c V_{PV} \quad (5.30)$$

L'équation (5.30) peut se mettre ainsi:

$$\frac{1}{2}C \frac{dV_{PV}^2}{dt} = P_{PV} - P_{ref} = P_c \quad (5.31)$$

Avec: $P_{ref} = I_{ond}V_{PV}$, décrit la puissance de référence injectée au réseau (pertes convertisseurs négligeables), via le schéma de régulation montré sur la (figure 5.8):

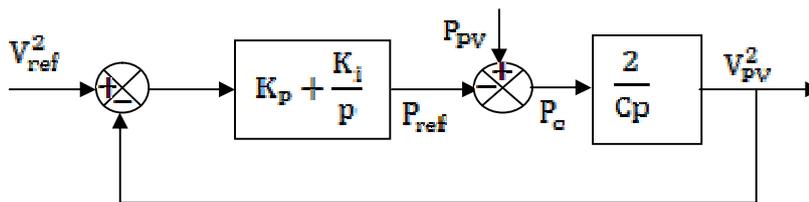


Fig 5.8: Schéma bloc de régulation de la tension du bus continu.

La détermination des paramètres du régulateur PI, de la boucle de régulation de la tension continue est exposée en Annexe 5.2.

2 - Algorithme MPPT sans asservissement de tension:

Le schéma bloc du circuit de commande présenté sur la figure 5.1, présente quelques inconvénients:

- La cascade du régulateur de tension avec le régulateur de courant, peut entraîner un dépassement du courant dans le filtre inductif, pendant le changement de la tension de référence. Ce dépassement est dû principalement à l'action du régulateur PI, et à la présence d'un pôle additionnel causé par le filtre de la tension du GPV. Ces pics de courant peuvent entraîner des échauffements excessifs dans les interrupteurs de l'onduleur.
- La détermination des paramètres du régulateur PI, exige une connaissance exacte des paramètres du circuit.

Pour remédier à ces inconvénients, on propose dans ce qui suit une amélioration de la commande coté continu, où la figure 5.9 illustre la nouvelle structure. Dans ce contexte, une modification de l'algorithme MPPT (Cond-Inc) est suggérée ainsi [16]:

- L'algorithme d'optimisation génère la puissance de référence injectée au réseau au lieu de de la tension V_{pv} , permettant de s'en passer du régulateur PI.
- Pour permettre, une convergence rapide vers le point optimum, un fonctionnement à pas variable est suggéré; comme le montre l'organigramme de la figure 5.10.

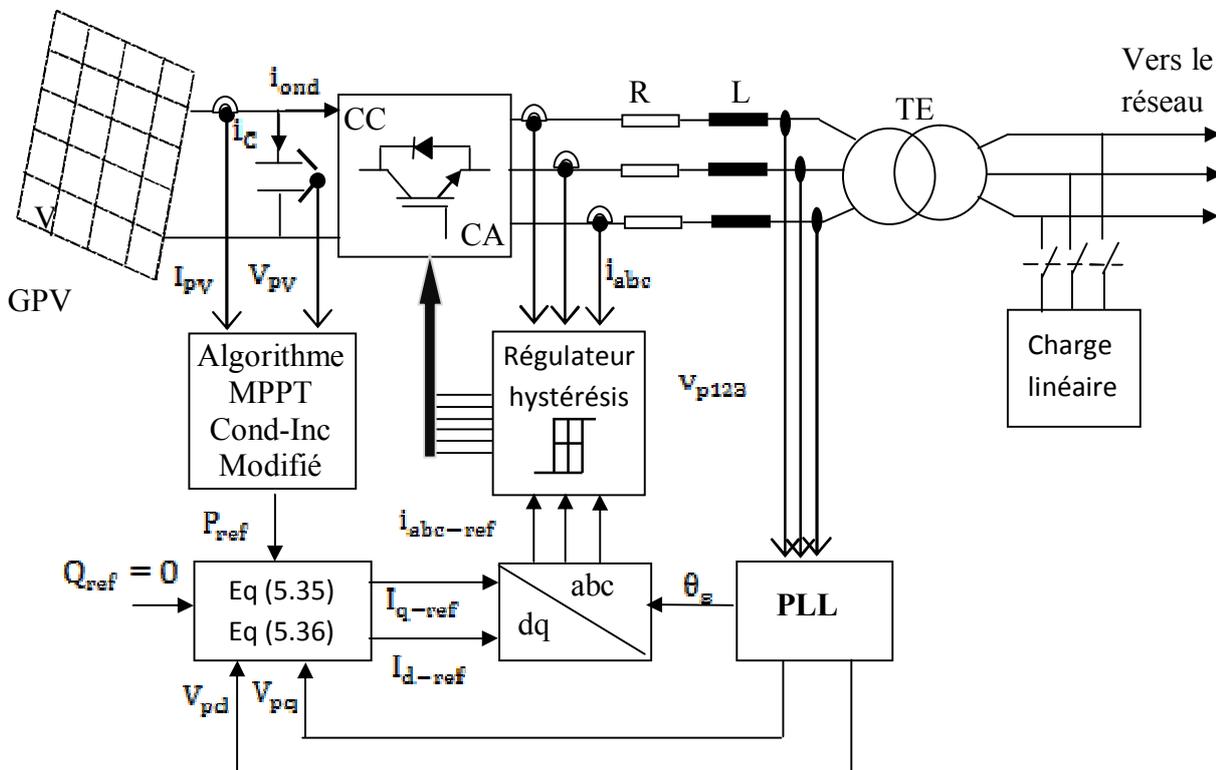


Fig 5.9: Connexion du GPV au réseau sans asservissement de la tension.

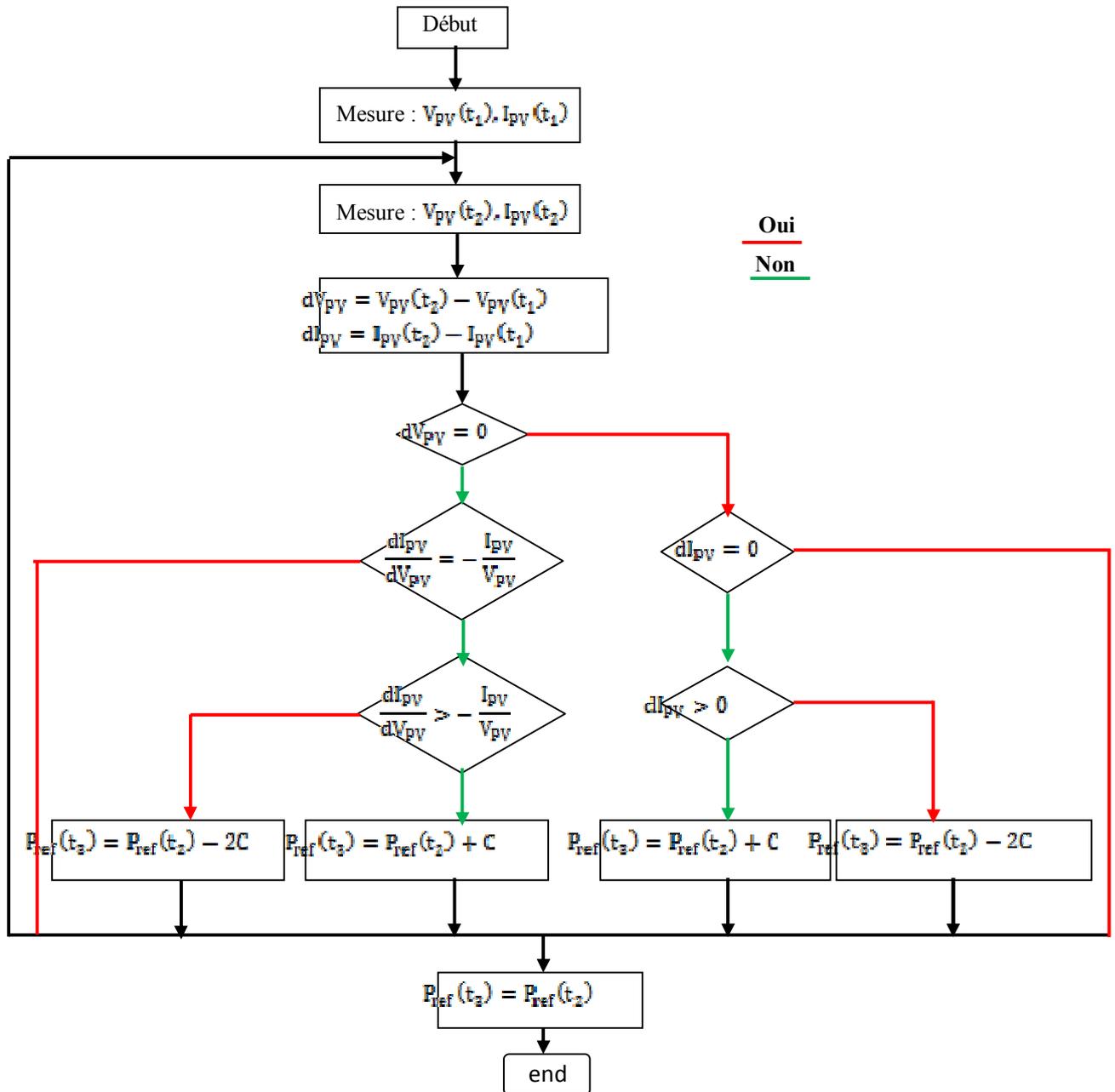


Fig 5.10: Algorithme MPPT Cond-Inc modifié.

5.6.2 Calcul des courants de référence

Le dispositif de commande permet d'imposer égaux les courants transités à leurs références. Cela entraîne les puissances actives et réactives transitées suivantes:

$$P_p = V_{pd} I_d + V_{pq} I_q \quad (5.32)$$

$$Q_p = V_{pq} I_d - V_{pd} I_q \quad (5.33)$$

En négligeant les pertes dans le convertisseur, on peut égaliser La puissance d'entrée de l'onduleur avec la puissance transmise au réseau; en imposant la puissance réactive de référence nulle.

$$\begin{cases} P_{ref} = P_p \\ Q_{ref} = Q_p \end{cases} \quad (5.34)$$

Par inversion des relations (5.32) et (5.33), il est alors possible d'imposer des références pour la puissance active et la puissance réactive en imposant les courants consignes suivants:

$$I_{d-ref} = \frac{P_{ref}V_{pd} + Q_{ref}V_{pq}}{V_{pd}^2 + V_{pq}^2} \quad (5.35)$$

$$I_{q-ref} = \frac{P_{ref}V_{pq} - Q_{ref}V_{pd}}{V_{pd}^2 + V_{pq}^2} \quad (5.36)$$

Les courants de référence direct et en quadrature des équations (5.35) et (5.36) subissent une transformation (2/3) en leurs imposant la phase du réseau estimé du circuit PLL.

Comme conséquences, trois courants de référence $i_{abc-ref}$, de fréquence correspondant à celle du réseau et en phase avec la tension de ce dernier, sont générés.

L'imposition de ces consignes au circuit de puissance est effectuée via une régulation à hystérésis, permettant le verrouillage des interrupteurs de l'onduleur suivant une bande $\Delta i=0.2A$. Pour concrétiser l'adaptation des niveaux de tension à la sortie de l'onduleur à celles du réseau, un transformateur élévateur (80/220V) est utilisé.

5.7 Résultats de simulation

Pour mettre en exergue les approches de commande précédemment décrites, on expose dans cette partie une série de simulations montrant les performances du système photovoltaïque PV connecté au réseau BT.

Sur la figure 5.11 est montrée l'allure des niveaux d'éclairements solaires. Pour mieux distinguer l'efficacité des algorithmes proposés, l'éclairement considéré est choisi variable en créneaux chaque 0.5s.

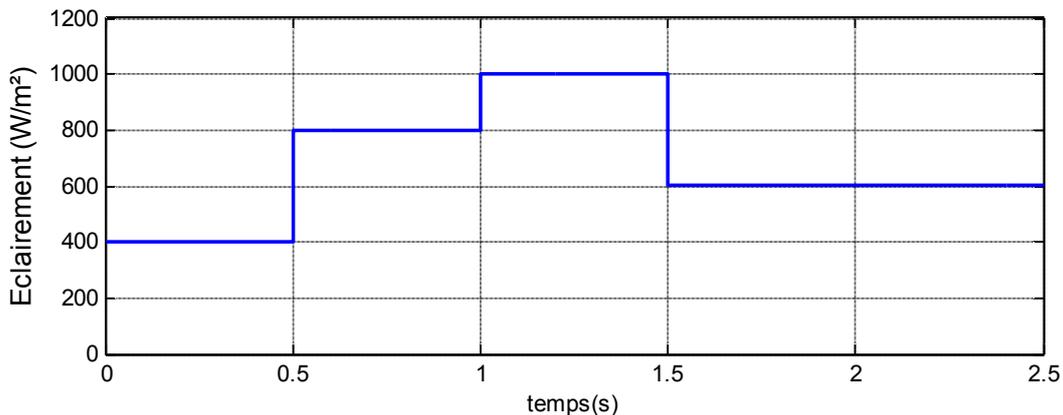


Fig 5.11: Profil de l'éclairement solaire

Pour mener une comparaison des performances des deux algorithmes MPPT (avec et sans asservissement de tension), les figures 5.12.a et 5.12.b illustrent les allures du courant et de la tension du GPV pour les deux approches. On peut constater que pour les deux techniques, la tension du GPV embrasse l'allure de la tension optimale, et le courant généré suit parfaitement l'allure du profil d'éclairement. Des dépassements en tension pendant les instants de variation de l'éclairement sont notés. Bien que ces derniers sont plus accentués pour l'algorithme MPPT modifié; et n'ont aucune influence sur les courants coté alternatif.

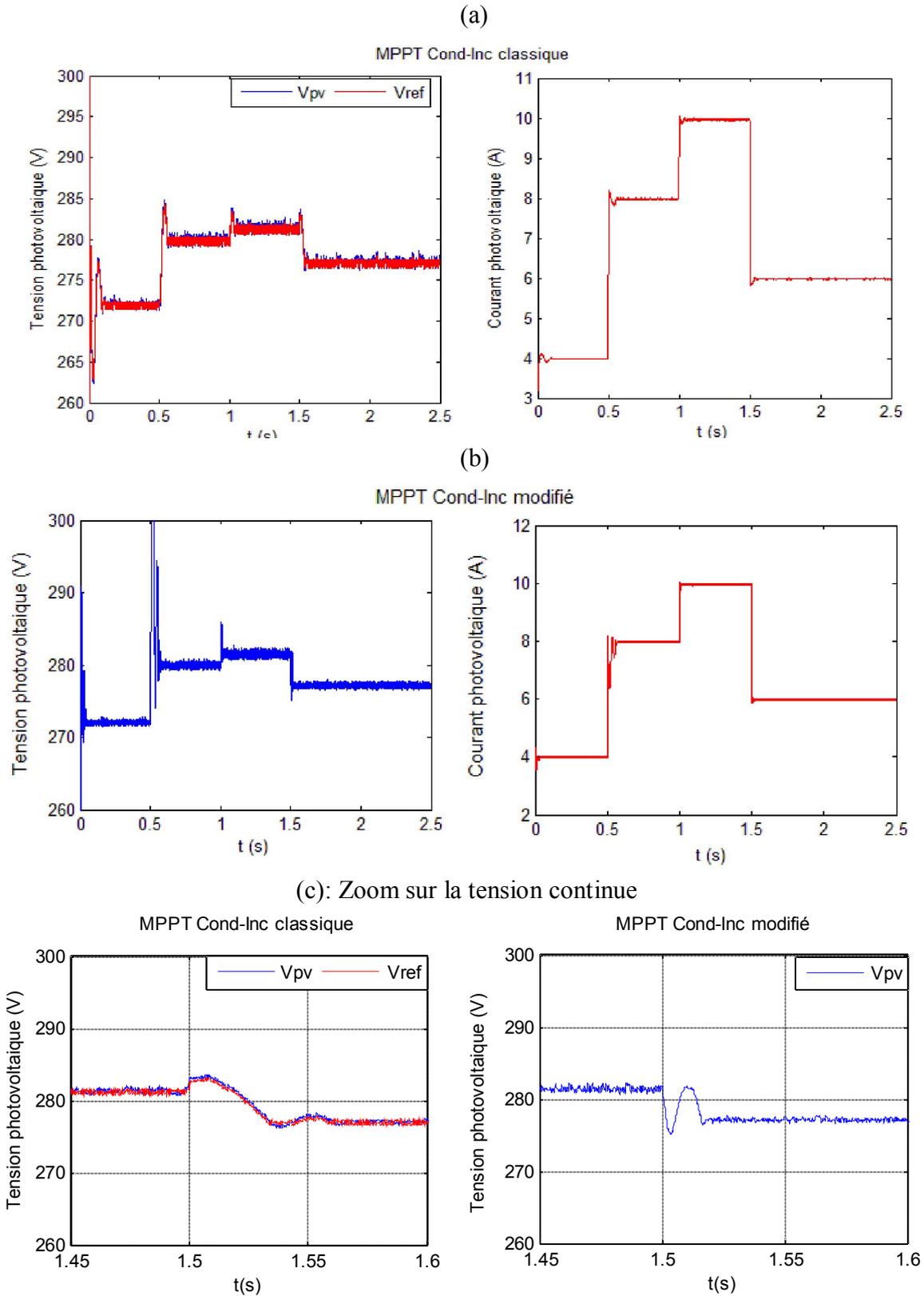


Fig 5.12: Tension et courant optimal du générateur photovoltaïque.

Un zoom sur l'allure de la tension continue, pour les deux algorithmes, est illustré sur la figure 5.12.c. La dynamique de convergence de poursuite vers les points optimaux, de l'algorithme Cond-Inc modifié, est plus rapide que celui de l'algorithme classique. De plus, avec l'algorithme Cond-Inc modifié, on peut s'en passer de la régulation du bus continu qui

dépend fortement des paramètres variables et aléatoires du système, donc dans ce qui suit on présente le reste des résultats de simulation en adoptant l'algorithme MPPT modifié.

Sur la figure 5.13 sont montrées respectivement les allures des puissances active de référence fournie par le bloc MPPT, la puissance réactive de référence, et les courants direct et en quadrature de référence permettant le contrôle indirect des puissances générées. De ces graphes, les remarques suivantes sont extraites:

- Le courant en quadrature I_{q-ref} contrôle seul la puissance active optimale générée P_{ref} , image à son tour du profil de l'éclairement.
- Le courant direct est nul I_{d-ref} , du fait que la composante directe de la tension du réseau V_{pd} et la puissance réactive de référence Q_{ref} sont considérées nulles.

Pour pouvoir effectuer le contrôle en courant de l'onduleur de tension, les courants triphasés de références sont alors obtenus via la transformation de Park des courants direct et en quadrature de référence.

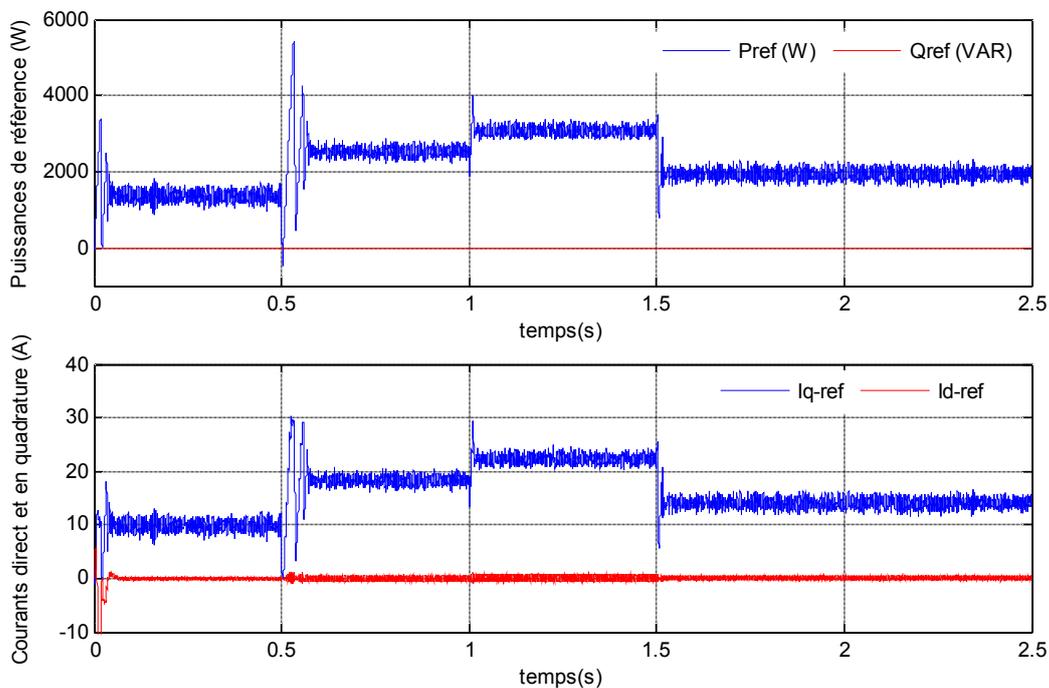


Fig 5.13: Puissances et courants de référence.

Pour tester l'efficacité des régulateurs de courant à hystérésis incorporés, la figure 5.14 illustre le courant de la phase (a) pour le profil d'éclairement considéré. On peut remarquer que le courant mesuré suit parfaitement les variations du courant de référence, avec une crête variant en monotonie avec la variation de l'éclairement.

Un zoom sur le courant de sortie de la phase (a) de l'onduleur, montre qu'il évolue pendant les variations brusques de l'éclairement sans dépassement ce qui évite l'échauffement des interrupteurs commandés.

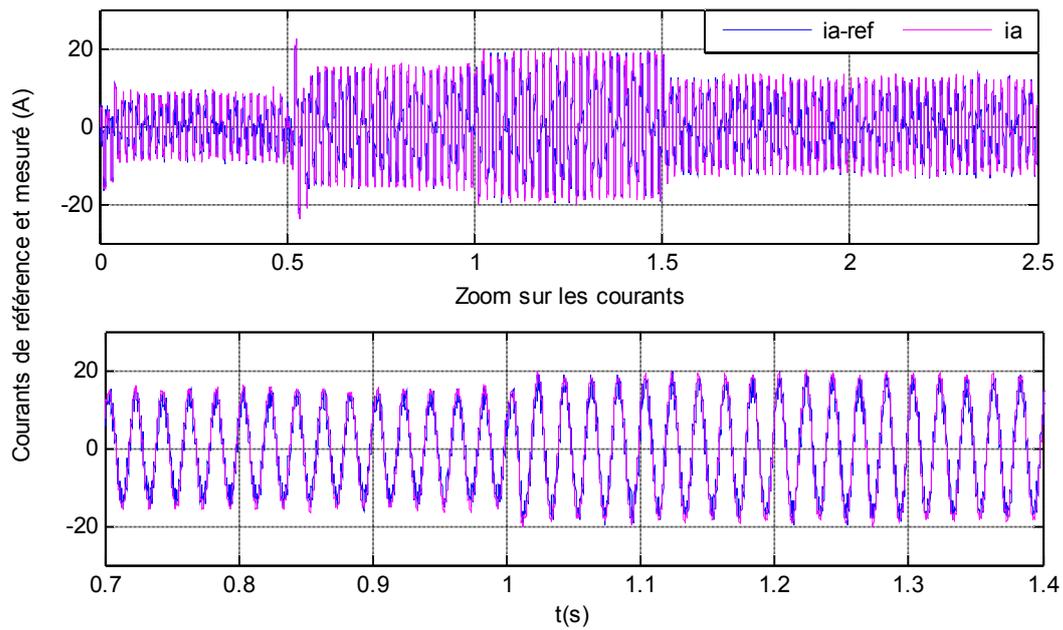
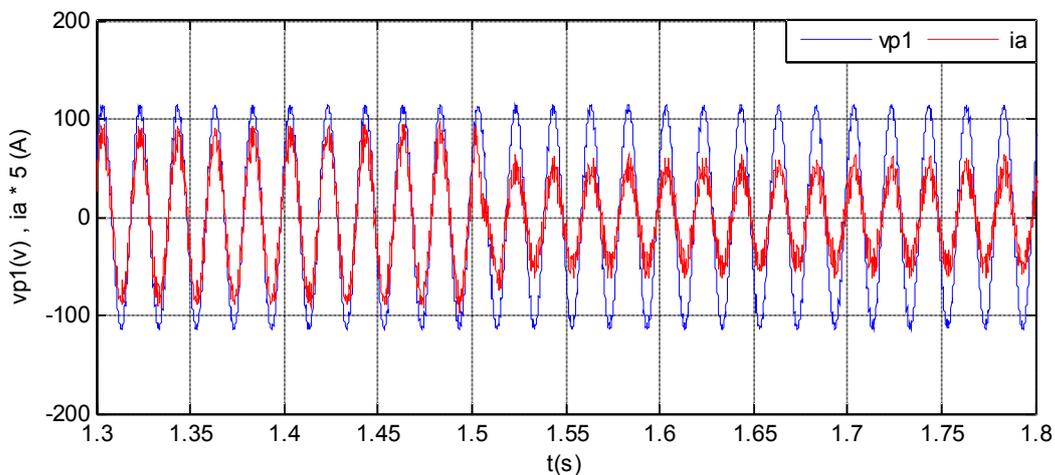


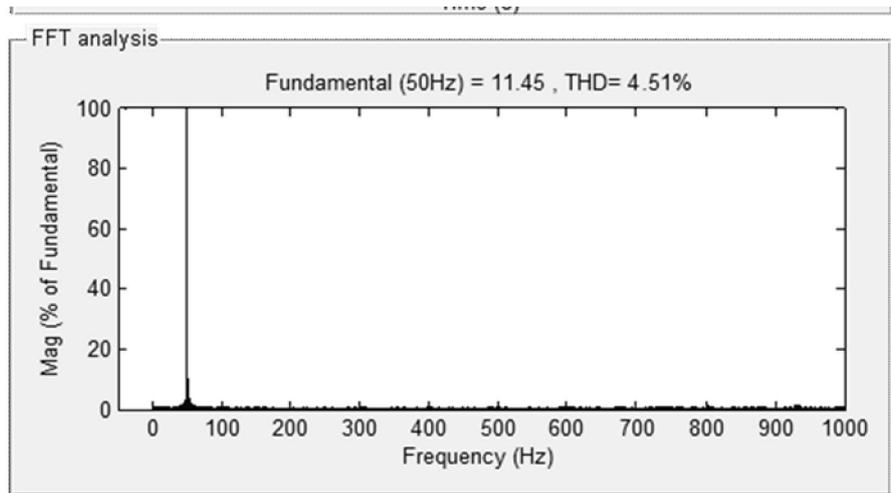
Fig 5.14: Courant de référence et mesuré de la phase (a)

Sur la figure 5.15 sont présentés respectivement un Zoom du courant de sortie de l'onduleur, et de la tension à ce même point avec l'analyse spectrale de ce même courant.

On peut clairement constater que le courant généré est en phase avec la tension, permettant ainsi un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. En outre, un taux de distorsion faible (THD=4.51%) a permis d'obtenir une forme d'onde se rapprochant d'une manière satisfaisante à une sinusoïde.



(a) Zoom sur le courant et la tension de sortie de l'onduleur.



(b) Analyse spectrale du courant de sortie de l'onduleur.

Fig 5.15: Zoom sur le courant et la tension de sortie de l'onduleur.

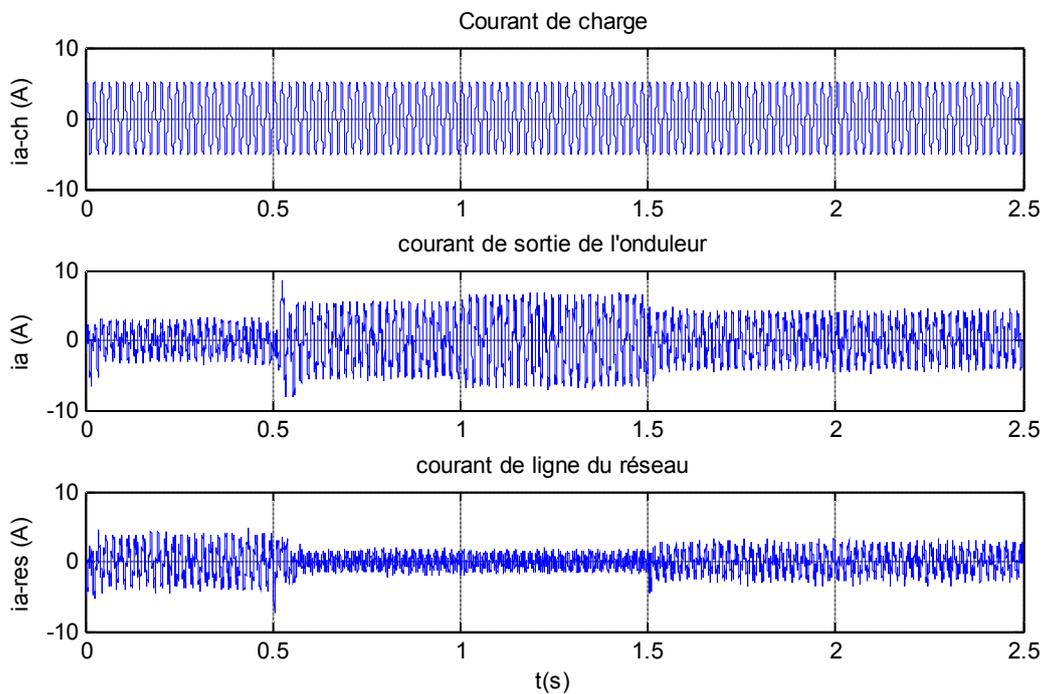


Fig 5.16: Échange énergétique entre générateur photovoltaïque et le réseau électrique

Au nœud de raccordement de la charge linéaire avec le réseau et le générateur, on a prélevé les courants circulants, montrés sur la figure 5.16.

Si la consommation d'énergie de la charge est inférieure à celle produite par le générateur ($E=1000\text{w}/\text{m}^2$), le réseau joue un rôle de récepteur. Dans le cas contraire ($E=600\text{W}/\text{m}^2$), le réseau joue le rôle d'un générateur et vient compléter le manque d'énergie. On peut conclure qu'au fil de variation de l'éclairement, le réseau et le générateur photovoltaïque équilibre la demande de la charge.

5.7 Conclusion

Dans la présente partie, une modélisation et une commande de la chaîne de conversion photovoltaïque connectée au réseau ont été décrites. En fait, les objectifs choisis visent l'extraction et l'injection de la puissance maximale du GPV suivant deux approches de l'algorithme MPPT à Conductance Incrémentale avec et sans asservissement de la tension continue.

Références Bibliographiques

- [1] M.G. Molina, L.E. Juanico, ' Dynamic modelling and control design of advanced photovoltaic solar system for distributed generation applications ', Journal of electrical engineering: theory and application, Vol.1, Issue. 3, pp. 141-150, 2010.
- [2] C. Hua, J. Lin, C. Shen, ' Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking ', IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 45, N°. 1, pp. 99-107, 1998.
- [3] O.GERGAUD, ' Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur', thèse de doctorat, école normale supérieure de cachan (ENSC), 2002.
- [4] F.L. Albuquerque, A.J. Moraes, G.C. Guimaraes, S.M.R. Sanhueza, A.R. Vaz, 'Optimization of a photovoltaic system connected to electric power grid ', IEEE/PES transmission & distribution conference & exposition, pp. 645-650, 2004.
- [5] S.Lalouni, ' Étude, Commande et Simulation d'une Chaîne Hybride (Photovoltaïque-Éolienne) de Production d'Énergie Électrique', thèse de doctorat, université de Bejaia, 2009.
- [6] F. ALKHALIL, ' Supervision, économie et impact sur l'environnement d'un système d'énergie électrique associé à une centrale photovoltaïque ', thèse de doctorat, école nationale supérieure d'arts et métiers (ENSAM), 2011
- [7] E.F. Mogos, ' Production décentralisée dans les réseaux de distribution', thèse de doctorat, école nationale supérieure d'arts et métiers (ENSAM), 2005.
- [8] A.I. Bratcu, I. Munteanu, S. Bacha, B. Raison, ' Maximum power point tracking of grid-connected photovoltaic arrays by using extremum seeking control ', Control engineering and applied informatics,CEAI, Vol. 10, N° 4, pp. 3-12, 2008.
- [9] L. Zhang, W.G. Hurley, W. Wolfle, ' A new approach to achieve maximum power point tracking for PV system with a variable inductor ', 2nd IEEE international symposium on power electronics for distributed generation systems, pp. 948-952, 2010.
- [10] T. Kitano, M. Matsui, D.H. Xu, ' Power sensor-less MPPT control scheme utilizing power balance at DC link - system design to ensure stability and response - ', 27th annual conference of the IEEE industrial electronics society (IECON), pp. 1309-1314, 2001.
- [11] K.H. Chao, C.J. Li, ' An intelligent maximum power point tracking method based on extension theory for PV systems ', international journal Expert systems with applications, Vol. 37, pp. 1050-1055, 2010.
- [12] Y.C. Kuo, T.J. Liang, J.F. Chen, ' Novel maximum power point tracking controller for photovoltaic energy conversion system ', IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 48, N° 3, pp. 594-601, June 2001.
- [13] G. Adamidis, G. Tsengenes, K. Kelesidis, ' Three phase grid connected photovoltaic system with active and reactive power control using "instantaneous reactive power theory" ', International conference on renewable energy and power quality (ICREPQ), Spain, March 2010.
- [14] M. Machmoum, N. Bruyant, M.A.E. Alali, S. Saadate, ' Stratégies de dépollution active des réseaux électriques: Partie i: Commande généralisée et analyse de performances d'un compensateur actif parallèle ', Revue internationale de génie électrique (RIGE), Vol.4, N° 3-4, pp 293-316, 2001.

[15] Y. PANKOW, ' Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau Basse Tension. Application au générateur photovoltaïque', thèse de doctorat, école nationale supérieure d'arts et métiers (ENSAM), 2004.

[16] W. Libo, Z. Zhengming, L. Jianzheng, 'A single-stage three-phase grid-connected photovoltaic system with modified MPPT method and reactive power compensation ', IEEE transactions on energy conversion, Vol.22, N°.4, pp.881-886, December 2007.

Conclusion générale et Perspectives

Conclusion générale et perspectives

Dans le contexte des énergies renouvelables un état de l'art de l'éolien et du photovoltaïque est présenté dans le premier chapitre. L'évolution importante des nouvelles topologies est due au développement des semi-conducteurs, des matériaux de construction et de l'électronique de puissance. Le pouvoir politique est aussi dans une grande partie moteur du développement durable.

L'objectif de ce travail était l'étude, la commande et la simulation des deux chaînes (photovoltaïque et éolienne) de production d'énergie électrique connectées au réseau. Pour une utilisation maximale de l'énergie extraite, des algorithmes de commande MPPT sont utilisés pour l'optimisation des deux sources d'énergie renouvelables.

Une modélisation et une simulation détaillée de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne sont présentées dans les chapitres 2 et 3. La structure utilisant la machine asynchrone à double alimentation présente le meilleur avantage en termes de production de puissance élevée, en fonctionnement à vitesse variable, tout en réduisant le dimensionnement des convertisseurs statiques. Les avantages qu'offre la machine à double alimentation, couvre l'inconvénient de la présence des balais frottant sur les bagues. Une commande vectorielle est utilisée afin de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator et le rotor de la machine et le réseau. Trois régulateurs robustes (MG1, MG2, MRAC) ont été testés et comparés afin d'analyser leurs performances en suivi de consigne, face aux perturbations et aux variations de paramètres, où les résultats obtenus montrent que les deux derniers présentent une supériorité notable de point de vue performances. Dans le cas où l'on ne connaît pas la caractéristique de la turbine éolienne, une recherche opérationnelle du point de puissance maximum (MPPT) a été présentée en utilisant un algorithme basé sur la logique floue. Le grand avantage de cette technique est qu'elle permet le fonctionnement à puissance maximale malgré l'absence de toute connaissance de la caractéristique ($C_p(\lambda)$) de la turbine éolienne. Des résultats de simulation obtenus pour l'algorithme classique et l'algorithme par logique floue, sont pratiquement identiques et montrent le fonctionnement du système de conversion dans les conditions optimales.

Pour permettre une concrétisation de ce bagage théorique, nous avons présenté le banc d'essai expérimental développé au sein du laboratoire (LGEB) à l'université de Biskra, associant une machine asynchrone à rotor bobiné de 1kW à une machine à courant continu de 1kW émulant l'aérogénérateur, piloté par une carte dSPACE (la DS1104). La structure de contrôle des courants rotoriques par la commande adaptative à modèle de référence a été validée, assurant la commande découplée des puissances active et réactive.

Du à la restriction des degrés de libertés du système expérimental, la caractéristique de la voilure a été supposée connue, et les puissances actives optimales sont supposées connues, et sont par suite injectées au réseau. Il nous reste toutefois à affiner l'environnement matériel pour des travaux futurs.

Un système photovoltaïque à un seul étage de conversion, connecté au réseau, a été étudié et simulé. Il a pour premier objectif : d'augmenter le rendement global de la chaîne de conversion en réduisant, d'une part, le nombre des étages de conversion, à un seul étage ; d'autre part, assurer le fonctionnement optimal du générateur photovoltaïque, et ce par la modification de l'algorithme de l'incrément de conductance (IncCond), permettant ainsi non seulement la poursuite des points de puissance maximale du générateur, mais aussi de s'en passer de la régulation de la tension du bus continu. Un deuxième objectif est d'assurer une forme sinusoïdale du courant côté réseau, et un transfert d'énergie avec un facteur de puissance unitaire. Ce but est assuré par un contrôle découplé des puissances actives et réactive via la commande en courant par des régulateurs à hystérésis de l'onduleur triphasé. Les résultats de simulation ont donné des bonnes performances en régime statique et dynamique.

Perspectives :

L'ensemble de ces travaux vont être poursuivis et complétés par des perspectives pouvant contribuer à l'amélioration des deux systèmes de conversion. Parmi, on envisage de :

- Compléter le banc d'essai, pour un fonctionnement en sur-synchronisme de la génératrice, en substituant le redresseur côté réseau par un redresseur à commande MLI autorisant la bidirectionnalité du transfert de puissance entre le rotor et le réseau.
- Augmenter la puissance de l'aérogénérateur, en augmentant la puissance de la DFIG.
- Implémenter d'autres commandes robustes et en faire une comparaison.
- Réactions de la génératrice vis à vis des déséquilibres du réseau, des creux de tensions et des fluctuations.
- Évaluer la capacité, des deux structures décrites précédemment, à la contribution au filtrage actif des courants harmoniques présents sur le réseau électrique.
- Implémentation en cours, sur un deuxième banc d'essai, de la structure de conversion de l'énergie photovoltaïque à un seul étage.
- Optimisation et simulation, d'un système hybride à base des deux topologies déjà citées.
- Remplacer les convertisseurs dos à dos par des convertisseurs multi-niveaux ou matriciels

Annexes

Annexes

Annexe .2.1

Coefficients de la caractéristique du rendement C_p de la turbine

$$a_0 = 0.001, a_1 = 6.38 \cdot 10^{-2}, a_2 = -9.4 \cdot 10^{-3}, a_3 = 9.86 \cdot 10^{-3}, a_4 = -17.375 \cdot 10^{-4}, a_5 = 7.9563 \cdot 10^{-5}.$$

Annexe .3.1

Calcul d'un régulateur PI avec compensation des pôles

Dans cette annexe nous développons la conception du régulateur PI basée sur la compensation de la constante de temps de ce dernier avec celle du processus de la grandeur à réguler (figure 1)

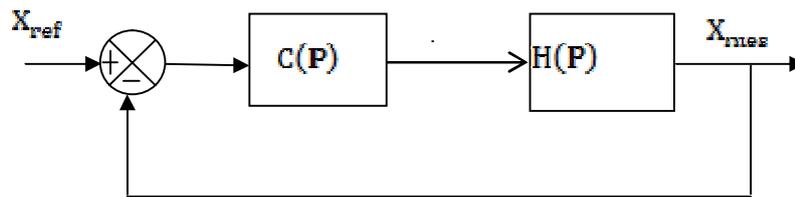


Fig 1: Schéma bloc du régulateur PI avec compensation

La forme du correcteur est la suivante:

$$C(P) = K_p + \frac{K_i}{P}$$

Avec: K_p le gain proportionnel du régulateur

K_i le gain intégral du régulateur

Pour une fonction de transfert d'un processus associé à ce correcteur:

$$H(P) = \frac{K}{1 + \tau P}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$H_{BO}(P) = \frac{K \left(K_p + \frac{K_i}{P} \right)}{1 + \tau P} = \frac{K(K_p \cdot P + K_i)}{P(1 + \tau P)} = \frac{K_i K \left(\frac{K_p}{K_i} \cdot P + 1 \right)}{P(1 + \tau P)}$$

Si on pose $\frac{K_p}{K_i} = \tau$ alors la fonction de transfert en boucle ouverte devient:

$$H_{BO}(P) = \frac{K_i K}{P}$$

En déduit la fonction de transfert en boucle fermée:

$$H_{BF}(P) = \frac{K_i K}{K_i K + P} = \frac{1}{1 + \frac{P}{K_i K}}$$

Le temps de réponse t_r du système bouclé pour atteindre 95% de la consigne vaut:

$$t_r = 3 \frac{1}{K_i K}$$

De ce qui précède on a :

$$K_i = \frac{K_p}{\tau}$$

Alors

$$t_r = 3 \frac{\tau}{K_p K}$$

D'où

$$K_p = 3 \frac{\tau}{t_r K} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{3}{t_r K}$$

Annexe 3.2

Conception du régulateur par mode glissant d'ordre 1(MG1)

On définit les surfaces de glissement dans le repère de Park, pour contrôler les courants rotoriques par les équations suivantes :

$$\sigma_d = I_{rd} - I_{rd-ref}$$

$$\sigma_q = I_{rq} - I_{rq-ref}$$

On reporte ci-dessous les deux équations d'états des courants rotoriques :

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rd} - R_r I_{rd} + P_d) \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rq} - R_r I_{rq} + P_q) \end{cases}$$

Les expressions des perturbations qui désignent le couplage des deux axes d et q sont données ainsi :

$$\begin{cases} P_d = \omega_r L_r \sigma I_{rq} - \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ P_q = -\omega_r L_r \sigma I_{rd} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \end{cases}$$

En reprenant le modèle d'état de la MADA ci-dessus, les dérivées des surfaces selon l'axe direct et en quadrature peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_d &= \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} + \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + g \omega_s L_r \sigma I_{rq}) - \dot{I}_{rd-ref} \\ \dot{\sigma}_q &= \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} + \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r I_{rq} - g \omega_s L_r \sigma I_{rd} - g \omega_s \phi_s \left(\frac{M}{L_s} \right) \right) - \dot{I}_{rq-ref} \end{aligned}$$

V_{rdf} et V_{rdq} sont les deux tensions de contrôle, pour forcer la trajectoire du système à converger vers les surfaces $\sigma_{dq} = 0$.

Les tensions de commande sont définies par :

$$V_{rdq} = V_{rdq-eq} + V_{rdqr}$$

Le vecteur de contrôle équivalent V_{rdq-eq} est obtenu en imposant $\dot{\sigma}_{dq} = 0$

Durant le mode glissement et le régime permanent, on a :

$\sigma_{dq} = 0$, $\dot{\sigma}_{dq} = 0$, $V_{rdn} = 0$ alors les commandes équivalentes selon les axes d-q sont déduits par:

$$V_{rd-eq} = -(-R_r I_{rd} + g\omega_s L_r \sigma I_{rq}) + L_r \sigma \dot{I}_{rd-ref}$$

$$V_{rq-eq} = -\left(-R_r I_{rq} - g\omega_s L_r \sigma I_{rd} - g\omega_s \varphi_s \left(\frac{M}{L_s}\right)\right) + L_r \sigma \dot{I}_{rq-ref}$$

La commande discontinue choisie, est la fonction signe par rapport à la surface:

$$V_{rdqn} = K_{dq} \text{sign}(\sigma_{dq})$$

Calcul des gains K_{dq}

Ces paramètres sont choisis de façon à:

- Assurer la rapidité de la convergence.
- Imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement.
- Limiter le courant à une valeur admissible pour une puissance maximale

Calcul de K_d

Durant le mode de convergence, pour que la condition $\sigma_d \dot{\sigma}_d < 0$ soit vérifiée, on pose selon le théorème de Lyapunov:

- Si $\sigma_d > 0 \Rightarrow \dot{\sigma}_d < 0$

Alors

$$\frac{1}{L_r \sigma} K_d + \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + g\omega_s L_r \sigma I_{rq}) - \dot{I}_{rd-ref} < 0$$

$$\Rightarrow K_d < (+R_r I_{rd} - g\omega_s L_r \sigma I_{rq}) + L_r \sigma \dot{I}_{rd-ref} \quad (1)$$

- Si $\sigma_d < 0 \Rightarrow \dot{\sigma}_d > 0$

Alors

$$-\frac{1}{L_r \sigma} K_d + \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + g\omega_s L_r \sigma I_{rq}) - \dot{I}_{rd-ref} > 0$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{L_r \sigma} K_d > -\frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + g\omega_s L_r \sigma I_{rq}) + L_r \sigma \dot{I}_{rd-ref}$$

$$\Rightarrow K_d > -[(+R_r I_{rd} - g\omega_s L_r \sigma I_{rq}) + L_r \sigma \dot{I}_{rd-ref}] \quad (2)$$

A partir des équations (1) et (2)

$$K_d > |(+R_r I_{rd} - g\omega_s L_r \sigma I_{rq}) + L_r \sigma \dot{I}_{rd-ref}|$$

De la même façon on détermine l'expression du gain K_q

Annexe .3.3:

Les caractéristiques de la machine asynchrone doublement alimentée (MADA)

| | MADA (simulation) |
|---------------------------------|-------------------|
| Constructeur | Leroy-Somer |
| Puissance nominale / $\cos\Psi$ | 7.5 kW |
| Vitesse nominale | 1500 tr/mn / 50Hz |

Paramètres de la MADA

| | |
|---------------------------------|---|
| Résistance statorique R_s | 0.455 Ω |
| Résistance rotorique R_r | 0.62 Ω |
| Inductance statorique L_s | 0.084 H |
| Inductance rotorique L_r | 0.081 H |
| Mutuelle inductance M | 0.078 H |
| Nombre de paires de pôles p | 2 |
| Coefficient de frottement f_g | $6.73 \cdot 10^{-3} \text{ N.m.s}^{-1}$ |
| Moment d'inertie J_g | 0.3125 kg.m^2 |

Les caractéristiques des turbines tri pales à axe horizontale

| | Turbine I (simulation) | Turbine II (simulation) |
|---|---------------------------|----------------------------|
| Puissance nominale P_{aeroN} | 7.8 kW | 7.8 kw |
| Rayon de la pale R_t | 3.8 m | 4.6 m |
| Vitesse du vent nominale V_{VN} | 8 m/s | 7 m/s |
| Vitesse du vent à l'arrêt $V_{cut-off}$ | | 10 m/s |
| Gain du multiplicateur G | 11.65 | 20 |

Annexe .3.4

Équation du profil du vent

$$v(t) = V_{moy} + \sin t - 0.25 \sin 5t + 0.35 \sin 3t - 0.5 \sin 11t$$

Annexe .4.1:

Les caractéristiques de la machine à courant continu (pratique)

| | |
|----------------------|-----------------------|
| Constructeur | Lucas-Nulle (Germany) |
| Puissance nominale | 1 kW |
| Vitesse nominale | 2100 tr/mn |
| Courant nominal | 6.2A |
| Tension nominale | 220V |
| Tension d'excitation | 200V |
| Courant d'excitation | 0.24A |

Paramètres de la machine à courant continu:

| | |
|-------------------------------------|---|
| Résistance d'induit R_a | 4.3 Ω |
| Inductance d'induit L_a | $3 \cdot 10^{-2}$ H |
| Coefficient de frottement f_{mcc} | $1.19 \cdot 10^{-3} \text{ N.m.s}^{-1}$ |
| Moment d'inertie J_{mcc} | $2.9 \cdot 10^{-2} \text{ kg.m}^2$ |
| Constante de couple K_{mcc} | 0.87 Nm/A |

Les caractéristiques de la machine asynchrone doublement alimentée (MADA)

| | MADA (pratique) |
|---------------------------------|-----------------------|
| Constructeur | Lucas-Nulle |
| Puissance nominale / $\cos\psi$ | 1 kW / 0.71 |
| Vitesse nominale | 1410 tr/mn / 50Hz |
| Courant nominal | Y/ Δ 3.2/5.3 A |

| | |
|----------------------|-----------------------|
| Tension nominale | Y/ Δ 380/220 V |
| Tension d'excitation | 127 V |
| Courant d'excitation | 4.9A |

Paramètres de la MADA:

| | |
|--------------------------------------|----------------------------|
| Résistance statorique $R_{s_{mada}}$ | 3.4 Ω |
| Résistance rotorique $R_{r_{mada}}$ | 3.79 Ω |
| Inductance statorique L_s | 0.4665 H |
| Inductance rotorique L_r | 0.0747 H |
| Mutuelle inductance M | 0.1647 H |
| Nombre de paires de pôles p | 2 |
| Coefficient de frottement f_g | 0.0011 N.m.s ⁻¹ |
| Moment d'inertie J_g | 0.0051 kg.m ² |

Les paramètres de la turbine tripale à axe horizontale

| | Turbine (pratique) |
|-----------------------------------|-----------------------------|
| Puissance nominale P_{aeroN} | 1 kW |
| Rayon de la pale R_t | 0.45m |
| Vitesse du vent nominale V_{vN} | 5.5m/s |
| Gain du multiplicateur G_t | 1 |

Annexe .4.2

IGBT en antiparallèle avec une diode: **SKM50 GB 123D**

$V_{CES} = 1200$ V, $I_C = 50$ A, $V_{CEsat} = 3.2$ V

Annexe .4.3:

La carte dSPACE 1104

| Paramètres | | Spécifications |
|------------------------------------|------------------------------------|--|
| Processeur | Type | MPC8240 avec noyau PC 603°64 bits 250MHz |
| Mémoire | Mémoire générale Mémoire flash | 32MB SDRAM 8 MB |
| Convertisseurs A/D | Chaines Temps de conversion | 4 multiplexées (1×16 bits) 4 parallèles (1×12 bits) Chaines multiplexées: 2 μ s Chaines parallèles: 800 μ s |
| Convertisseurs D/A | Chaines Tension | 8 (1×16 bits) ± 10 V |
| Digital I/O | Chaines Tension | 20 bits parallèles I/O Sélection du bit entrée ou sortie Niveau TTL entrée et sortie |
| Interface De codeur incrémental | Chaines Résolution | 2 Chaines indépendantes Entrée TTL ou RS232 24 bits, fréquence maximale de 1.65 MHz |

| | | |
|-----------------|---------------|--|
| DSP esclave | Type | Texas instrument TMS320F240DSP 16 bits, 20MHz |
| | Chaines I/O | 10 sorties MLI, 4 entrées 14 bits I/O, 1 interface sériel périphérique |
| Interface série | Tension | Niveau d'entrée/sortie TTL |
| | Configuration | Conversion A/D 0-5 V Protocole UART Compatibilité RS232/RS422/ RS485 |

Caractéristiques de la carte DS1104

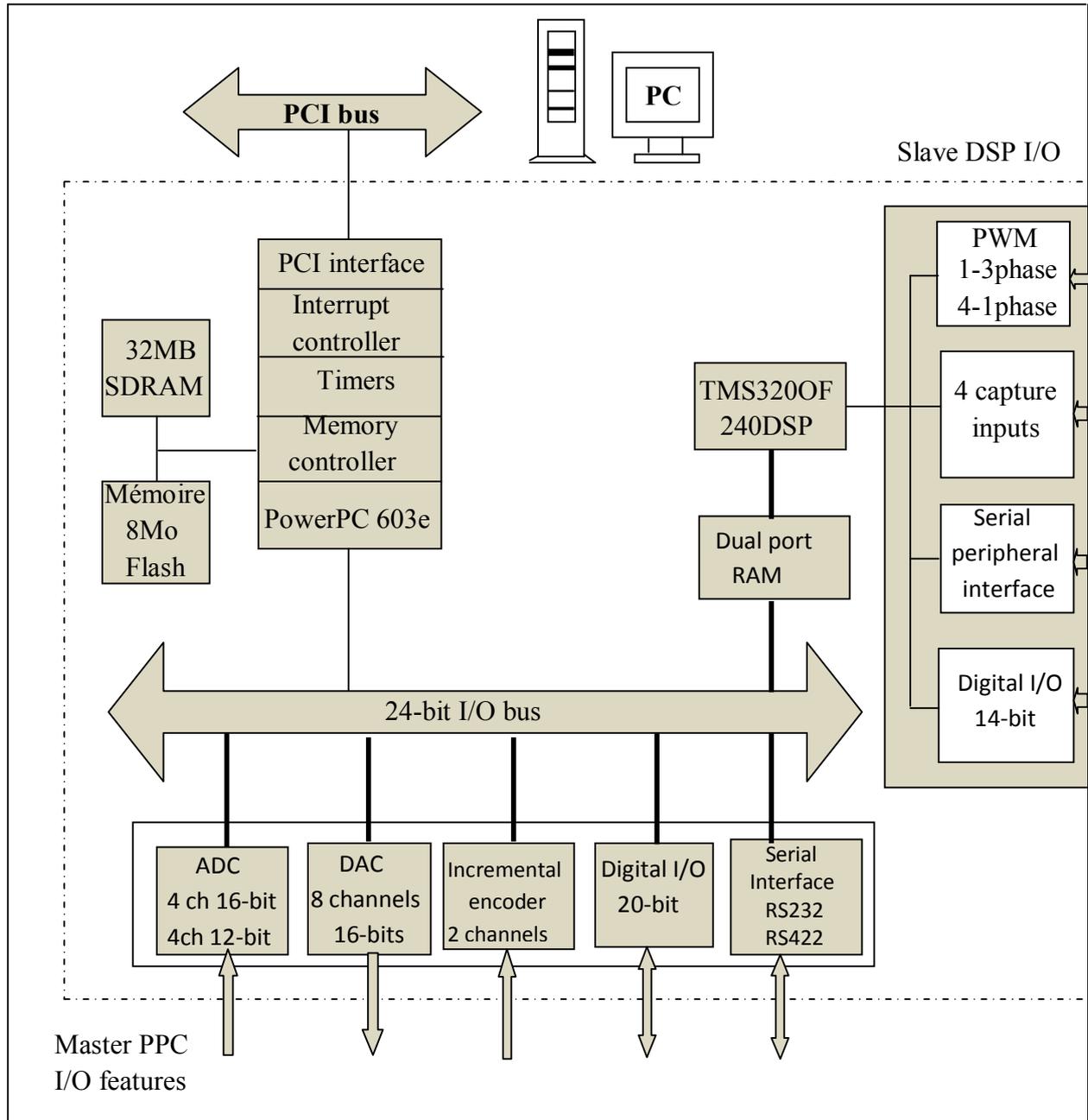


Schéma bloc de la carte dSPACE 1104.

Annexe .4.4 Modèle de la MADA à vide

Pour relier le générateur au réseau, la commande de la tension du réseau est réalisée en contrôlant les courants rotoriques, qui vont nous permettre d'imposer les forces électromotrices de la machine (e_{mdq}).

A stator ouvert, les f.e.m.s dépendent du flux rotorique. Le but est d'imposer une tension à la sortie de la machine, donc un flux rotorique qui ne dépend que des courants rotoriques car les courants statoriques sont nuls. Ce flux va créer des f.e.m.s au niveau des bobinages statoriques qui sont données par:

$$\begin{cases} V_{sd} = -\omega_s \varphi_{sq} = e_{mq} \\ V_{sq} = +\omega_s \varphi_{sd} = e_{mq} \end{cases}$$

Les flux rotoriques et statoriques auront les formes suivantes

$$\begin{cases} \varphi_{sdq} = M I_{rdq} \\ \varphi_{rdq} = L_r I_{rdq} \end{cases}$$

Dans ce cas-ci, le modèle considéré pour la connexion de la MADA au réseau est déduit du système d'équations (2.16):

$$\begin{cases} 0 = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} \\ 0 = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases}$$

A partir des relations (2.26), (2.25), nous obtenons la fonction de transfert suivante liant la tension statorique en quadrature avec le courant rotorique direct:

$$\frac{V_{sq}}{I_{rd}} = \frac{M\omega_s}{1 + \tau P}$$

Avec $\tau = \frac{L_s}{R_s}$: constante du temps statorique

De même pour la fonction de transfert de $V_{sd} = f(I_{sq})$

Annexe 5.1

Module photovoltaïque monocristallin (Sharp): **NTR5E3E / NT175E1**

| Spécifications | |
|--|-----------------------|
| Cellules en silicium monocristallin/ surface | 125,5 mm ² |

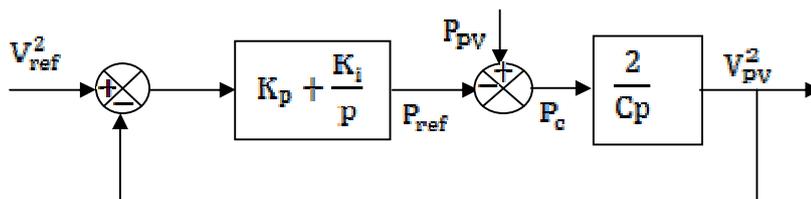
| | |
|--|------------------------------|
| Nombre de cellules | 72 montées en série |
| Application Système | 24 V CC |
| Tension maximale du système | 1000 V CC |
| Fusible de série | 10 A |
| Dimensions / Poids | 1575 x 826 x 46 mm / 17,0 Kg |
| Paramètres: (STC)* | |
| Rendement du module | 13.5% |
| Rendement de la cellule encapsulée | 16.4% |
| Puissance maximale (crête) Pm | 175,0 W |
| Tension en circuit ouvert Voc | 44V |
| Tension à puissance maximale (crête) Vpm | 35.4V |
| Intensité de court circuit Isc | 5.4 A |
| Intensité à puissance maximale (crête) Ipm | 4.95 A |
| Coefficients de température | |
| Du courant de court circuit | +0,053% / °C |
| De la tension du circuit ouvert | -156 mV / °C |

* Conditions de test standardisées (STC):

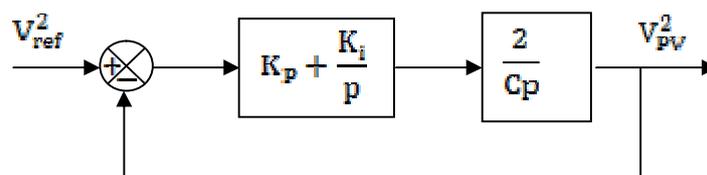
Ensoleillement : 1000 W/m², pression: 1,5 AM, température du module : 25°C

Annexe .5.2

Le schéma de régulation de la tension continue est montré sur la figure ci-dessous



Dans cette figure apparaît la puissance disponible P_{pv} qui est une perturbation pour la régulation. Si cette perturbation est parfaitement compensée, un schéma bloc de la régulation simplifiée est montré ci-dessous.



A partir de cette Figure, nous pouvons alors écrire l'expression de la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF):

$$FTBF = \frac{1 + \frac{K_p}{K_i} P}{1 + \frac{K_p}{K_i} P + \frac{C}{2K_i} P^2}$$

Dans cette FTBF apparait un zéro au numérateur. Cette FTBF peut alors être comparé à la FTBF d'un système du deuxième ordre. Après calcul, nous pouvons alors exprimer les coefficients du correcteur définis par

$$K_p = \xi C \omega_c$$
$$K_i = 0.5 C \omega_c^2$$

ξ est le coefficient d'amortissement souhaité de notre système et ω_c est la pulsation de coupure de notre système en boucle fermée. Pour un système du deuxième ordre pour un coefficient d'amortissement égal à 0,707, la pulsation ω_c est donnée par :

$$t_r \omega_c = 2.7$$

Avec t_r le temps de réponse du système souhaité en boucle fermée pour atteindre 95% de la consigne.